

ОСНОВЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов вузов, обучающихся по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок».



«ЭНЕРГИЯ» МОСКВА 1974

6П2.1.081
О75
УДК 62-83(075.8)

*Книга выпущена к 70-летию Московского ордена
Ленина энергетического института*

Авторы: *М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов,
А. В. Шинянский.*

Основы автоматизированного электропривода.
075 Учеб. пособие для вузов. М., «Энергия», 1974.
568 с. с ил.

На обороте титульного листа авт.: М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский.

Книга представляет собой учебное пособие, в котором изложены основные положения теории электропривода, установившиеся режимы и переходные процессы, выбор электродвигателей и т. д. Материал книги может быть полезен не только студентам указанной специальности, но и инженерно-техническому персоналу, работающему в области автоматизированного электропривода.

Книга написана для студентов специальности 0628 «Электропривод и автоматизация промышленных установок» в соответствии с программой курса «Теория электропривода».

О $\frac{30307-299}{051(01)-74}$ 137-74

6П2.1.081

© Издательство «Энергия», 1974 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая читателю книга представляет собой учебное пособие, написанное в соответствии с программой курса «Теория электропривода» для студентов специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». В книге изложены все вопросы, содержащиеся в программе, однако авторы посчитали целесообразным в некоторых случаях изменить последовательность изложения материала. Авторы полагают, что их поиск в этом направлении будет учтен при корректировании программ.

Развитие автоматизированного электропривода выдвигает все новые задачи в его теории и практическом применении. Интенсификация производственных процессов, связанная с широким внедрением автоматизированных электроприводов, требует тщательного анализа не только их установившихся режимов, но и переходных процессов. При этом приходится учитывать различные нелинейности, электромагнитные переходные процессы, упругие деформации механической части электропривода и другие явления, наличие которых ранее не придавалось особого значения.

Одним из мощных рычагов в развитии автоматизированного электропривода является широкое применение в нем полупроводниковой техники. Ряд новых положений теории электропривода связан с применением полупроводниковых преобразователей для питания двигателей постоянного тока, с развитием частотных преобразователей, питающих двигатели переменного тока, и т. п. Вновь выдвигаются для промышленного использования каскадные установки, в которых осуществляется преобразование энергии скольжения с помощью управляемых вентилей.

В теории автоматизированного электропривода совершенно по-новому решается вопрос о переходных процессах в асинхронных и синхронных машинах с учетом электро-

магнитных переходных процессов, которые существенно влияют на точность остановки электропривода, потери энергии и т. д. Велика роль упругих деформаций, которые возникают при расчете и работе электроприводов многих механизмов в машиностроении, металлургии, буровой технике и т. п. Много задач приходится решать инженерам, работающим в области автоматизированного электропривода, в связи с широким внедрением полупроводниковой техники в системы управления электроприводами.

Все указанные задачи авторы пытались изложить в данной книге. При этом, конечно, был сохранен тот фундаментальный материал теории и практики автоматизированного электропривода, который был создан трудами многих ученых и инженеров. Несколько устаревшие теоретические положения и практические рекомендации ранее изданных работ в данной книге заменены более современными материалами, отвечающими уровню развития науки и техники.

Авторы считают своим приятным долгом поблагодарить своих коллег — сотрудников кафедры «Электрооборудование промышленных предприятий» Московского энергетического института — за большую помощь в работе и полезные советы, высказанные при обсуждении рукописи книги.

Улучшению содержания настоящего учебного пособия несомненно содействовали критические замечания рецензентов — профессоров А. В. Банарина и А. С. Филатова, которым авторы выражают свою искреннюю признательность.

Весьма большую работу с рукописью книги выполнил ее редактор канд. техн. наук Л. Б. Масандилов. Он также принимал участие в подборе материалов для гл. 7, § 11-5 и написал § 9-5.

Авторы будут признательны читателям за отзывы и замечания по содержанию настоящего учебного пособия, которые следует направлять в издательство «Энергия» по адресу: 113114, Москва, Шлюзовая наб., 10.

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Развитие народного хозяйства нашей страны непосредственно связано с электрификацией, значение которой отмечено во многих исторических документах Коммунистической партии Советского Союза и советского правительства. Электрификация всех отраслей народного хозяйства приводит к облегчению труда рабочих и колхозников, к уничтожению существенного различия между трудом умственным и трудом физическим и т. д.

В своей речи на III Всероссийском съезде Российского Коммунистического Союза Молодежи 2 октября 1920 г. В. И. Ленин сказал: «Мы знаем, что коммунистического общества нельзя построить, если не возродить промышленности и земледелия, причем надо возродить их не по-старому. Надо возродить их на современной, по последнему слову науки построенной, основе. Вы знаете, что этой основой является электричество, что только когда произойдет электрификация всей страны, всех отраслей промышленности и земледелия, когда вы эту задачу освоите, только тогда вы для себя сможете построить коммунистическое общество, которого не сможет построить старое поколение» [В. И. Ленин. Полн. собр. соч., т. 41, стр. 307].

Выполняя предначертания В. И. Ленина, наша страна за годы советской власти заняла по производству электрической энергии первое место в Европе и второе место в мире. Создана мощная электротехническая промышленность, которая в состоянии обеспечить первоклассным электрооборудованием и электротехническими материалами все наше непрерывно развивающееся народное хозяйство.

В настоящее время основным средством для приведения в движение рабочих машин является электрический двигатель. Механическая энергия электрических двигателей широко используется во всех отраслях народного хозяйства: для привода металлорежущих станков, про-

катных станков; при добыче полезных ископаемых, транспортировке грузов и пассажиров; в системах водо- и воздухоснабжения; в сельском хозяйстве; испытательных установках и т. д.

Почти вся механическая энергия, используемая в народном хозяйстве, производится с помощью электромеханических устройств, питание которых осуществляется от источников электрической энергии. В соответствии с технологическим режимом работы производственных

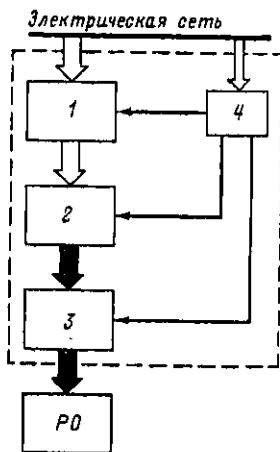


Рис. В-1. Структурная схема автоматизированного электропривода.

машин и механизмов должна изменяться и их механическая мощность. Поэтому в задачу электро-механического преобразователя входит управление потоком механической энергии, которое осуществляется электрическими способами.

Электрическим приводом называется электромеханическое устройство, предназначенное для электрификации и автоматизации рабочих процессов, состоящее из преобразовательного (1 — рис. В-1), электродвигательного (2), передаточного (3) и управляющего (4) устройств. От передаточного устройства механическая энергия передается непосредственно рабочему органу *РО* производственного механизма. Электропривод осуще-

ствяет преобразование электрической энергии в механическую (возможен и обратный процесс) и обеспечивает электрическое управление преобразованной энергией в соответствии с технологическими требованиями к режимам работы рабочего органа *РО* производственного механизма.

В электроприводе применяются различные двигатели, отличающиеся по исполнению, принципу действия, роду тока и т. п. Примеры используемых электродвигателей показаны на рис. В-2.

В простейшем варианте электропривод представляет собой двигатель, питаемый от сети и приводящий в движение с неизменной скоростью какой-либо механизм. При этом система управления может сводиться к обычному

рубильнику или пакетному выключателю, включающему двигатель в сеть.

В современных электроприводах широко используется питание двигателя от сети через дополнительное преобразовательное устройство. Оно преобразует, например, трехфазное напряжение промышленной сети в постоянное напряжение или в напряжение также трех-

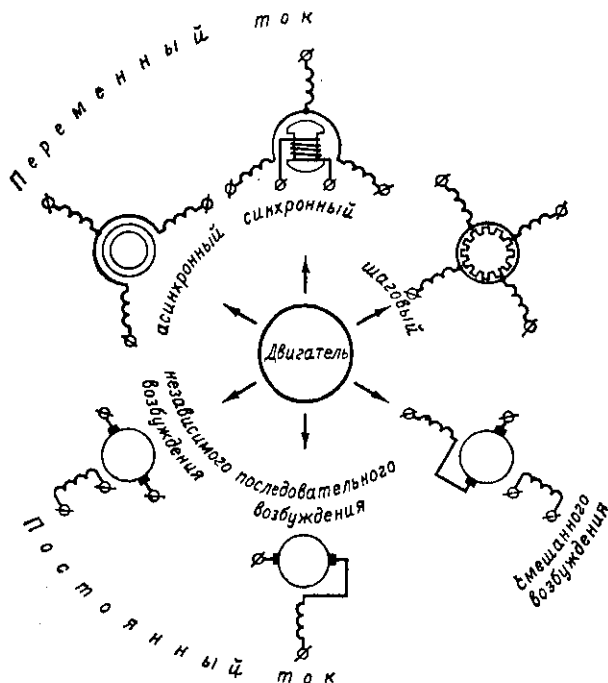


Рис. В-2. Примеры двигателей, применяемых в электроприводах.

фазное, но другой величины, другой частоты. Примеры некоторых преобразователей, нашедших применение в практике электроприводов, приведены на рис. В-3.

В зависимости от способа передачи механической энергии от двигателей к рабочим органам производственных машин электроприводы делятся на три основных типа: групповой, одиночный и многодвигательный привод.

Групповым называется привод, в котором один двигатель приводит в движение с помощью трансмиссий или

передач группу рабочих машин или группу рабочих органов одной машины. Кинематическая цепь рабочих машин в таком приводе очень часто оказывается сложной и громоздкой, а сам электропривод — неэкономичным. Групповой привод в настоящее время используется редко.

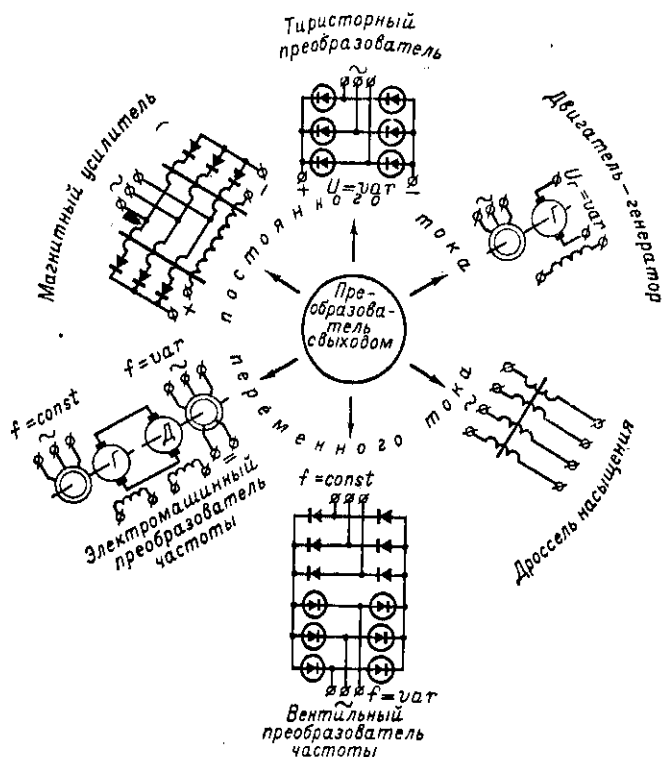


Рис. В-3. Примеры преобразователей, применяемых в электроприводах.

Одиночным называется привод, в котором двигатель приводит в движение только один рабочий орган машины. В настоящее время — это основной вид привода. По сравнению с групповым одиночный привод позволяет существенно упростить кинематическую цепь рабочей машины. В ряде случаев двигатель конструктивно встроен в механизм так, что образует с рабочим органом единое целое. Примерами электрифицированных рабочих органов могут

служить электродрель, электроталь, электрошпиндель, электрический челнок в ткацкой машине и т. п.

Многодвигательным называется привод, в котором рабочие органы одной машины приводятся в движение несколькими двигателями. Данное понятие объединяет в себе два типа приводов.

I тип — это совокупность одиночных приводов одной производственной машины, объединенных ее общим технологическим назначением. Например, в металлорежущих станках необходимое для обработки детали движение по разным координатам обеспечивается одиночными приводами. Их взаимосвязь и согласованность в работе определяются технологическим процессом обработки. В совокупности эти приводы можно назвать многодвигательным приводом станка. Аналогично многодвигательный привод экскаватора объединяет три одиночных привода механизмов напора или тяги, подъема и поворота. Следует заметить, что как станок, так и экскаватор, кроме указанных выше, имеют и другие электроприводы: насосов смазки и охлаждающей жидкости, вентиляторов, компрессора и т. п. Эти приводы не участвуют в создании рабочих движений машины, поэтому не включаются в понятие ее многодвигательного привода и рассматриваются как вспомогательные электроприводы.

II тип многодвигательного привода характеризуется тем, что один и тот же рабочий орган машины приводится в движение несколькими двигателями. Необходимость применения вместо одного нескольких двигателей на одном рабочем органе возникает часто по конструктивным соображениям. Это позволяет в ряде случаев снизить усилия в рабочем органе, распределить их в механизме более равномерно и симметрично, избежать перекосов и т. п. Так, многодвигательный привод длинного цепного конвейера по сравнению с однодвигательным характеризуется более равномерной загрузкой и меньшим натяжением тянущего органа — цепи. Для механизма поворота мощных экскаваторов применяется привод с двумя и более двигателями.

Система управления — неотъемлемая часть электропривода, обеспечивающая необходимые ему статические и динамические свойства. По исполнению система управления представляет собой совокупность функционально связанных между собой электромагнитных, электромеханических, полупроводниковых и подобных им элементов.

К таким элементам относятся кнопки управления и другие командоаппараты, реле и контакторы; электромашинные, магнитные и полупроводниковые усилители; тахогенераторы, сельсины и т. п. Современная техника располагает весьма совершенными элементами и блоками бесконтактной автоматики, которые все шире внедряются в системы управления электроприводами. Это, например, логические электромагнитные и полупроводниковые элементы, заменяющие релейную аппаратуру.

Современный промышленный электропривод характеризуется большим диапазоном мощностей применяемых двигателей — от долей до десятков тысяч киловатт. Примерами установок с приводами большой мощности могут служить шахтные подъемные установки, аэродинамические трубы, прокатные станы, доменные воздушодувки. К электроприводам таких установок предъявляются очень высокие требования в отношении надежности и производительности. Например, наиболее мощные прокатные станы — крупные блюминги и слябинги имеют решающее значение для всех отраслей народного хозяйства. Через эти станы проходит основная масса всей прокатываемой стали страны. Высокая производительность и надежность работы требуется и для электроприводов многих рабочих машин небольшой мощности, например станков, лифтов, кранов и т. д.

Современные электроприводы отличаются высокой степенью автоматизации их работы. Это приводит к тому, что привод может работать в наиболее экономичных режимах и воспроизводить с высокой точностью движение, требуемое в соответствии с технологическими условиями работы производственной машины.

Электропривод сегодня — это важная, бурно развивающаяся область техники, занимающая одно из ведущих мест в программе электрификации промышленности. Направление его развития в нашей стране подчинено общим задачам развития всего народного хозяйства. Задача дальнейшего повышения производительности труда и экономической эффективности производства, выдвинутая XXIV съездом КПСС, требует, в частности, от техники новых высокопроизводительных машин, оборудованных высококачественными электроприводами. В свете этого определяются в общих чертах основные тенденции развития электропривода.

Первой тенденцией можно считать расширение областей применения электропривода. В настоящее время в связи с бурным развитием энергетики и резким увеличением производства электроэнергии электропривод находит широкое применение не только в промышленности, но и в сельском хозяйстве, строительстве и в быту. Развитие науки и техники обуславливает новые области применения электроприводов. Появились приводы новых механизмов и устройств в технике атомной энергетики, в установках по исследованию космоса и т. д. Новые области применения, а также повышение требований к электроприводам обуславливают вторую тенденцию в их развитии. Это — совершенствование электроприводов в направлении повышения их производительности, надежности, экономичности, точности работы, снижения габаритов. Развитие относится как к силовой части привода, так и к системе его управления. Совершенствуются и создаются новые электрические двигатели. Например, разработана серия двигателей постоянного тока с гладким якорем, имеющих восьмикратную перегрузочную способность и характеризующихся высоким быстродействием в работе. Появились двигатели и с отличным от прежнего видом движения. Это шаговые двигатели с дискретным угловым перемещением и двигатели поступательного движения с развернутым статором. Для питания двигателей разработаны экономичные преобразователи постоянного и переменного токов, построенные на современных полупроводниковых приборах — тиристорах.

Повышению качества работы электропривода способствует применение в системах управления унифицированных функциональных блоков — регуляторов. Многие современные высокоточные электроприводы содержат в своей системе управления вычислительные машины. Применение вычислительных машин оказывается эффективным средством комплексной автоматизации в многодвигательных приводах сложных производственных установок. Они используются например, при автоматизации приводов доменных печей, копировальных станков и т. д.

Следует отметить, что немаловажное значение в развитии электропривода имеет совершенствование методов его исследования и проектирования. В частности, применение в инженерной практике аналоговой и цифровой вычислительной техники позволяет более качественно и быстро проектировать сложные системы электропривода.

В задачу введения к данной книге не входит полная и многогранная характеристика современного электропривода и тенденций его развития. Задача сводится лишь к пояснению понятия электропривода и к его оценке в самых общих чертах с тем, чтобы наметить основные направления и разделы курса, изложенного в книге.

В рамках одного курса методически трудно изложить весь сложный комплекс вопросов, связанных с современным электроприводом. Поэтому по установившейся традиции изучение электропривода служит предметом нескольких курсов: теория электропривода; автоматическое управление электроприводами; комплексная автоматизация производственных процессов и установок; автоматизированный электропривод общепромышленных механизмов и т. д.

Курс основ теории электропривода, изложенный в настоящей книге, охватывает комплекс общих вопросов, относящихся главным образом к силовой части привода, в которой осуществляется электромеханическое преобразование энергии. Изучению подлежат вопросы, относящиеся к электромеханическим свойствам и характеристикам привода, определяющим его движение, а также вопросы энергетики привода.

Основу силовой части привода составляет двигатель с механизмом, подводящих механическую энергию к рабочему органу производственной машины. Поэтому в начале курса, в первых двух его главах, изучению подлежат механическая часть привода и величины, определяющие его движение, а также характеристики и режимы работы двигателей. Материал этих глав в известной мере повторяет вопросы, относящиеся к курсам теоретической механики и электрических машин. Однако значение этого материала, составляющего базу для последующих глав, заставляет уделить ему достаточно внимания.

В основу книги положены идеи и структура курса, данные в работах С. А. Ринкевича, В. К. Попова, А. Т. Голована и Д. П. Морозова. Однако отмеченные выше тенденции развития электропривода выдвигают новые вопросы и делают целесообразным изменение методического построения курса по некоторым разделам.

В частности, появление большого количества новых и прогрессивных электроприводов при ограниченном объеме курса приводит к необходимости максимального обобщения изучаемого материала.

В данной книге в известной мере учтены эти особенности. Так, вопросы регулирования скорости электроприводов классифицируются не по роду тока или типу двигателя, а по принципу регулирования. Значительное внимание в книге уделено рассмотрению импульсных методов регулирования скорости, системам управляемый вентильный преобразователь—двигатель, каскадным схемам включения асинхронных двигателей и другим вопросам, которые находятся в центре внимания специалистов по электроприводу в настоящее время.

Электрический привод как наука в настоящее время находится в стадии бурного развития. Современный электропривод использует электрические машины, электрические аппараты, элементы автоматики и промышленной электроники, вычислительные машины. Появление новых элементов в технике открывает дополнительные возможности при создании новых и усовершенствовании традиционных типов электроприводов. Кроме того, повышение требований к различным производственным механизмам также приводит к необходимости развития и модернизации их электроприводов. Эти новые задачи и возможности, выдвигаемые техникой, дают новый толчок в развитии электропривода как науки.

Электрический привод играет большую роль в реализации задач повышения производительности труда в разных отраслях народного хозяйства, автоматизации и комплексной механизации производственных процессов.

Развитие теории и практики электропривода постоянно находит свое отражение в учебном процессе воспитания и становления специалистов по электроприводу в высших учебных заведениях нашей страны.

Глава первая

МЕХАНИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1-1. МЕХАНИЧЕСКИЕ ЗВЕНЬЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Механическая часть электропривода передает механическую энергию от двигателя к производственной машине, где эта энергия реализуется в полезную работу. Конструк-

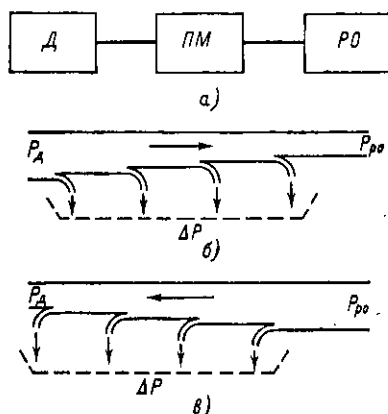


Рис. 1-1. Механическая часть электропривода (а) и проходящие через нее потоки мощности в прямом (б) и обратном (в) направлениях.

тивное выполнение механической части электропривода может быть весьма различным. Тем не менее она содержит определенные звенья с общими для разных приводов функциями (рис. 1-1, а).

Двигатель *Д* как звено механической части привода представляет собой источник или потребитель механической энергии. В механическую часть привода входит лишь вращающийся элемент двигателя — его ротор (или якорь в машинах постоянного тока), который обладает определенным моментом инерции, может вращаться

с некоторой скоростью и развивать движущий или тормозящий момент.

Преобразовательный механизм *ПМ* осуществляет преобразование движения в механической части электропривода. При помощи преобразовательного механизма может увеличиваться или уменьшаться скорость, изменяться вид движения, например осуществляться преобразование вра-

щательного движения в поступательное и т. д. К преобразовательным механизмам относятся редукторы, винтовые, зубчато-реечные или ременные передачи, барабан с тросом, кривошипно-шатунный механизм и т. п. (рис. 1-2). Преобразовательный механизм характеризуется коэффициентом передачи, представляющим собой отношение скорости на выходе к скорости на входе, механической инерционностью и упругостью его элементов, зазорами и трением в зацеплениях и сочленениях преобразователя.

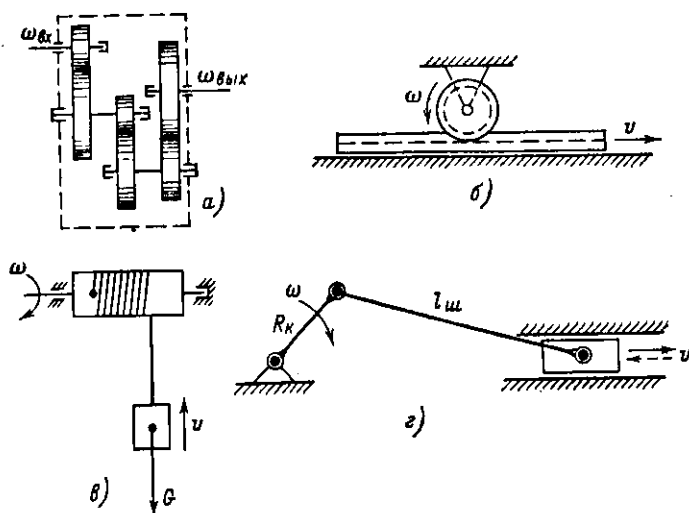


Рис. 1-2. Примеры механических преобразователей движения.

a — редуктор; *б* — зубчато-реечный механизм; *в* — барабан; *г* — кривошипно-шатунный механизм.

Рабочий орган производственной машины *PO* реализует подведенную к нему механическую энергию в полезную работу. Чаще всего он является потребителем энергии. Эта функция рабочего органа характерна для механизмов, осуществляющих обработку материалов, подъем или перемещение грузов и т. п. При этом поток механической мощности направлен от двигателя к рабочему органу, как показано на рис. 1-1, *б*. Иногда рабочий орган может быть источником механической энергии. В этом случае он отдает механическую энергию, запасенную механизмом, например при подъеме груза, или поступившую

в механизм извне, например при ветровой нагрузке на поверхность крана, земснаряда, зеркала антенного устройства. Поток механической мощности при этом направлен от рабочего органа к двигателю (рис. 1-1, в). Рабочий орган характеризуется определенной инерционностью, рабочим моментом при его вращательном движении или рабочим усилием при поступательном движении. В каждом конкретном механизме *РО* имеет свое конструктивное воплощение. Некоторые характерные примеры выполнения рабочего органа приведены в табл. 1-1.

Таблица 1-1

Производственная машина	Рабочий орган
Металлорежущий станок	Шпиндель токарного станка Патрон со сверлом сверлильного станка Фреза фрезерного станка Подвижной стол строгального станка Ходовой винт механизма подачи
Прокатный стан	Рабочие валки Винт нажимного устройства
Подъемный кран	Крюк, грейфер механизмов подъема Тележка, мост механизмов передвижения Поворотная платформа механизмов поворота
Подъемник	Кабина, клеть, скмп
Экскаватор	Ковш механизмов напора, тяги и подъема одноковшовых экскаваторов Рабочее колесо роторных экскаваторов Поворотная платформа механизмов поворота
Конвейер	Лента, цепь

Передача механической энергии от вала двигателя к рабочему органу или обратно связана с потерями в механических звеньях. Причина потерь — трение в подшипниках, направляющих, зацеплениях и т. п. В механических звеньях, обладающих упругостью, возникают дополнительные потери, обусловленные вязким трением в деформируемых элементах. В результате этого поток мощности, проходя от источника к потребителю, постепенно

уменьшается (рис. 1-1, б и в). Очевидно, что потери механической энергии покрываются источником энергии — двигателем при прямом потоке энергии и рабочим органом при обратном.

Работа, совершаемая двигателем или рабочим органом, определяется следующим образом:
при вращательном движении

$$W = \int_0^t M \omega dt \quad (1-1)$$

и при поступательном движении

$$W = \int_0^t F v dt. \quad (1-2)$$

Механическая мощность определяется как производная работы по времени, т. е.

$$P = \frac{dW}{dt} = M \omega \quad (1-3)$$

для вращательного движения и

$$P = F v \quad (1-4)$$

для поступательного движения.

В последних формулах F и M — сила и момент, Н и Н·м; ω и v — угловая скорость и линейная скорость, рад/с и м/с.

Задача электропривода в конечном счете состоит в выполнении заданных по технологическим требованиям законов движения рабочего органа с максимальным приближением. При реализации этой задачи часто исходят из того, что закон движения ротора двигателя пропорционален указанному закону для рабочего органа. Однако при этом необходимо иметь в виду, что механические звенья могут вносить искажения в передаваемое движение. Эти искажения возникают вследствие наличия в механических звеньях инерционности, потерь энергии, вследствие зазоров и упругости элементов, образующих звенья. Однако часто это искажение несущественно, и в этих случаях с ним можно не считаться.

1-2. ПРИВЕДЕННОЕ МЕХАНИЧЕСКОЕ ЗВЕНО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Механическая часть электропривода, как отмечалось в предыдущем параграфе, состоит из нескольких звеньев и может представлять собой сложную кинематическую цепь с большим числом движущихся элементов.

Допустим, что указанная механическая часть состоит из абсолютно жестких, недеформируемых элементов и не содержит воздушных зазоров. При этом движение одного элемента дает полную информацию о движении всех остальных элементов, т. е. функциональные зависимости, соответствующие законам движения всех звеньев кинематической цепи привода, пропорциональны друг другу и от движения одного элемента можно перейти по заранее известной взаимосвязи между координатами к движению любого другого элемента. Таким образом, движение электропривода можно рассматривать на каком-либо одном механическом элементе, к которому приведены все внешние моменты или силы, а также все инерционные массы механических звеньев. Обычно за такой элемент принимают вал двигателя.

Для приведения к валу двигателя момента или усилия нагрузки рабочего органа производственной машины воспользуемся балансом мощности в механической части привода. При передаче энергии от двигателя к рабочему органу в соответствии с диаграммой на рис. 1-1, б

$$P_c = P_{p.o} + \Delta P, \quad (1-5)$$

где $P_c = M_c \omega$ — мощность на валу двигателя;

$P_{p.o}$ — мощность на рабочем органе;

ΔP — мощность потерь в механических звеньях;

ω — угловая скорость вала двигателя;

M_c — момент сопротивления на валу двигателя, называемый также статическим моментом.

Если для механической части привода известен к. п. д. η , то равенство (1-5) может быть представлено в виде

$$P_c = P_{p.o} / \eta. \quad (1-6)$$

При вращательном движении рабочего органа

$$P_{p.o} = M_{p.o} \omega_{p.o},$$

где $M_{p.o}$ — момент нагрузки на рабочем органе;

$\omega_{p.o}$ — угловая скорость рабочего органа.

Тогда

$$M_c \omega = M_{p.o} \omega_{p.o} / \eta,$$

откуда

$$M_c = M_{p.o} / i_p \eta, \quad (1-7)$$

где $i_p = \omega / \omega_{p.o}$ — передаточное отношение редуктора.

При поступательном движении рабочего органа

$$P_{p.o} = F_{p.o} v_{p.o},$$

где $F_{p.o}$ — усилие нагрузки на рабочем органе;

$v_{p.o}$ — линейная скорость движения рабочего органа.

Тогда

$$M_c \omega = F_{p.o} v_{p.o} / \eta,$$

отсюда

$$M_c = F_{p.o} \rho / \eta, \quad (1-8)$$

где $\rho = v / \omega$ — радиус приведения усилия нагрузки к валу двигателя.

При передаче энергии от рабочего органа к двигателю в соответствии с диаграммой на рис. 1-1, а

$$P_c = P_{p.o} - \Delta P \quad (1-9)$$

и при заданном к. п. д. баланс мощностей может быть представлен в виде

$$P_c = P_{p.o} \eta.$$

Тогда для вращательного движения рабочего органа

$$M_c = M_{p.o} \eta / i_p, \quad (1-10)$$

а для поступательного движения рабочего органа

$$M_c = F_{p.o} \rho \eta. \quad (1-11)$$

Величина M_c , определяемая полученными формулами, называется моментом сопротивления (или статическим моментом), приведенным к валу двигателя.

Значения i_p и ρ определяются по конструктивным параметрам преобразовательных механизмов. Например, передаточное число i_p находится для пары зубчатых колес как отношение их чисел зубьев, а для ременной передачи — как отношение диаметров шкивов. Радиус приведения ρ для шкивов и барабанов равен их конструктивным радиусам, а для кривошипно-шатунного механизма при $R_k \ll l_{ш}$ (рис. 1-2, з)

$$\rho \approx R_k \sin \varphi_k,$$

где φ_k — угол поворота кривошипа.

Приведение инерционных масс и моментов инерции механических звеньев к валу двигателя заключается в том, что эти массы и моменты инерции заменяются одним эквивалентным моментом инерции J на валу двигателя. При этом условием приведения является равенство кинетической энергии, определяемой эквивалентным моментом инерции, сумме кинетических энергий всех движущихся элементов механической части привода, т. е.

$$J \frac{\omega^2}{2} = J_{\text{дв}} \frac{\omega^2}{2} + \sum_{i=1}^n J_i \frac{\omega_i^2}{2} + \sum_{j=1}^q m_j \frac{v_j^2}{2}.$$

Отсюда

$$J = J_{\text{дв}} + \sum_{i=1}^n \frac{J_i}{i_{pi}^2} + \sum_{j=1}^q m_j \rho_j^2, \quad (1-12)$$

где $J_{\text{дв}}$ — момент инерции ротора двигателя, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;
 J_i — момент инерции i -го вращающегося элемента, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;
 m_j — масса j -го поступательно-движущегося элемента, кг ;
 $i_{pi} = \omega/\omega_i$ — передаточное отношение редукторов от вала двигателя до i -го вращающегося элемента;
 $\rho_j = v_j/\omega$ — радиус приведения поступательно-движущегося j -го элемента к валу двигателя, м .

Обычно в каталогах для двигателей указывается величина махового момента GD^2 , выраженного в $\text{кгс} \cdot \text{м}^2$. В этом случае момент инерции в системе СИ вычисляется по формуле

$$J = \frac{GD^2}{4}, \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Эквивалентный момент инерции J называют результирующим или суммарным моментом инерции электропривода, приведенным к валу двигателя. Примерами вращающихся элементов в механической части привода могут служить, кроме роторов двигателей, соединительные муфты, тормозные шкивы, барабаны, поворотные платформы экскаваторов и кранов. К поступательно-движущимся элементам относятся мосты, тележки и поднимаемые грузы кранов; клетки, скипы подъемников; грузы конвейеров; ползун кривошипно-шатунного механизма и т. п.

Из соотношений (1-7), (1-8), (1-10)—(1-12) следует, что в общем случае сложная в кинематическом отношении механическая часть электропривода (рис. 1-1, а) заменяется некоторым эквивалентным или приведенным механическим звеном, показанным на рис. 1-3. Это звено представляет собой твердое тело, вращающееся вокруг своей осевой линии со скоростью двигателя, которое обладает моментом инерции J и находится под воздействием момента двигателя M и статического момента M_c . Полученная простая модель механической части электропривода в виде одномассовой системы справедлива, как отмечалось выше, для идеальных механических звеньев без упругости и зазоров. Однако она может быть сохранена в большинстве практических случаев и для реальных механических звеньев, обладающих небольшими зазорами и незначительной механической упругостью.

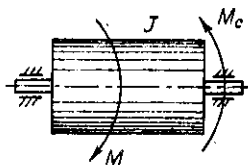


Рис. 1-3. Приведенное механическое звено электропривода.

В отдельных случаях представляет интерес определить законы движения непосредственно на рабочем органе производственной машины. Такие задачи часто возникают для подъемно-транспортных машин с поступательно движущимся рабочим органом. В этом случае момент, развиваемый двигателем, приводится к PO в виде усилия F . Формулы приведения (1-8) и (1-11) при этом сохраняются, но разрешаются относительно усилия и имеют вид:

$$F = M\eta/\rho \quad (1-13)$$

при передаче энергии от двигателя к PO и

$$F = M/\rho\eta \quad (1-14)$$

при передаче энергии от PO к двигателю.

Маховые массы в данном случае также приводятся к рабочему органу. При этом они заменяются одной результирующей массой m на рабочем органе, которая определяется также из условия сохранения полного запаса кинетической энергии механической части привода:

$$m = \frac{J}{\rho^2} = m_{p.o} + \sum_{i=1}^n \frac{J_i}{\rho_i^2} + \frac{J_{дв}}{\rho^2}, \quad (1-15)$$

где

$$\rho = v_{p.o}/\omega; \quad \rho_i = v_{p.o}/\omega_i.$$

Таким образом, приведенное механическое звено в рассмотренном случае представляет собой поступательно-движущуюся массу m , к которой приложены две силы: F и F_p .

1-3. УРАВНЕНИЯ ДВИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

При изучении движения электропривода возникает необходимость в определении различных механических величин — пути и угла поворота, скорости и ускорения, а также моментов и сил, вызывающих движение и определяющих его характер. Чтобы сделать математическое описание движения электропривода определенным, принимают одно из двух возможных направлений вращения двигателя за положительное. Принятое за положительное направление сохраняется единым для различных величин, характеризующих это движение: угла поворота, угловой скорости, углового ускорения и момента двигателя. Из этого, конечно, не следует, что положительному значению угла соответствует обязательно положительная скорость или положительному значению скорости — положительные ускорения и момент. Скорости могут быть как положительными, так и отрицательными при любом знаке ускорения или момента двигателя. Речь идет о едином положительном направлении отсчета для величин, характеризующих движение. Из сказанного следует, что если в рассматриваемом интервале времени направления момента и скорости двигателя совпадают, т. е. момент и скорость имеют одинаковые знаки, то работа совершается за счет двигателя, который создает данный момент. В противном случае, когда знаки момента и скорости различны, то двигатель, создающий данный момент, потребляет механическую энергию.

Движение электропривода определяется действием двух моментов: момента, развиваемого двигателем, и момента сопротивления. В зависимости от причины, обуславливающей возникновение момента сопротивления, различают реактивный и активный моменты сопротивления.

Реактивный момент сопротивления появляется только вследствие движения — это противодействующая реакция механического звена на движение. Реактивный момент создается силами реакции среды на движущееся тело.

К ним относятся, например, моменты трения, возникающие во вращающихся элементах; моменты, действующие на рабочих органах металлорежущих станков; моменты на крыльчатке центробежных насосов, вентиляторов и т. п. Реактивный момент направлен всегда против движения, т. е. имеет знак, противоположный знаку скорости. При изменении направления вращения знак момента также изменяется на обратный. Элемент, создающий реактивный момент, может быть только потребителем энергии.

Активный момент сопротивления появляется независимо от движения электропривода и создается посторонними источниками механической энергии. Это, например, момент, обусловленный весом перемещаемого по вертикали груза, момент, создаваемый силой ветра. Направление активного момента не зависит от направления вращения, т. е. знак активного момента не связан со знаком угловой скорости. При изменении направления вращения знак этого момента сохраняется. Источник, создающий активный момент, может как потреблять, так и отдавать энергию.

В соответствии с основным законом динамики для вращающегося тела векторная сумма моментов, действующих относительно оси вращения, равна производной момента количества движения:

$$\sum_{i=1}^n M_i = \frac{d(J\bar{\omega})}{dt}. \quad (1-16)$$

В задачах электропривода уравнение движения (1-16) наиболее часто применяется для анализа движения ротора двигателя. При этом суммарный момент, приложенный к ротору, определяется векторной суммой момента двигателя и момента сопротивления. В отдельных случаях момент двигателя, равно как и момент сопротивления, может быть направлен как в сторону движения ротора, так и против этого движения. Однако во всех случаях независимо от движущего или тормозного характера момента двигателя и момента сопротивления в задачах электропривода выделяются именно указанные составляющие результирующего момента. Последнее определяется тем, что чаще всего момент сопротивления бывает задан заранее, а момент двигателя выявляется в процессе расчета

и тесно связан с величинами токов в его обмотках, которые позволяют оценить нагрев двигателя.

В системах электропривода основным режимом работы электрической машины является двигательный. При этом момент сопротивления имеет тормозящий характер по отношению к движению ротора и действует навстречу моменту двигателя. Поэтому положительное направление момента сопротивления принимают противоположным положительному направлению момента двигателя, в результате чего уравнение (1-16) записывается в виде

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1-17)$$

В уравнении (1-17) моменты являются алгебраическими, а не векторными величинами, поскольку оба момента M и M_c действуют относительно одной и той же оси вращения.

Правую часть уравнения (1-17) называют динамическим моментом ($M_{\text{дин}}$), т. е.

$$M_{\text{дин}} = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1-18)$$

Из (1-18) следует, что направление динамического момента всегда совпадает с направлением ускорения электропривода.

В зависимости от знака динамического момента различают следующие режимы работы электропривода:

1. $M_{\text{дин}} > 0$, т. е. $d\omega/dt > 0$, разбег при $\omega > 0$, торможение при $\omega < 0$.
2. $M_{\text{дин}} < 0$, т. е. $d\omega/dt < 0$, торможение при $\omega > 0$, разбег при $\omega < 0$.
3. $M_{\text{дин}} = 0$, т. е. $d\omega/dt = 0$, установившийся режим, т. е. $\omega = \text{const}$.

Момент, развиваемый двигателем, не является постоянной величиной, а представляет собой функцию какой-либо одной переменной, а в некоторых случаях и нескольких переменных. Эта функция задается аналитически или графически для всех возможных областей ее изменения. Момент сопротивления также может быть функцией какой-либо переменной: скорости, пути, времени. Подстановка в уравнение движения вместо M и M_c их функций приводит в общем случае к нелинейному дифференциальному уравнению.

Уравнение движения (1-18) в дифференциальной форме справедливо для постоянного радиуса инерции вращаю-

щейся массы. В некоторых случаях, например при наличии кривошипно-шатунного механизма (рис. 1-2, з), в кинематической цепи привода радиус инерции оказывается периодической функцией угла поворота. В этом случае можно воспользоваться интегральной формой записи уравнения движения, исходящей из баланса кинетической энергии в системе

$$\int_0^t P_{\text{дин}} dt = J \frac{\omega^2}{2} - J_{\text{нач}} \frac{\omega_{\text{нач}}^2}{2}, \quad (1-19)$$

где $J \frac{\omega^2}{2}$ — запас кинетической энергии привода для рассматриваемого момента времени;

$J_{\text{нач}} \frac{\omega_{\text{нач}}^2}{2}$ — начальный запас кинетической энергии привода.

Дифференцируя уравнение (1-19) по времени с учетом того факта, что J — функция угла поворота φ , получаем:

$$P_{\text{дин}} = \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{d\varphi} \frac{d\varphi}{dt} + J\omega \frac{d\omega}{dt}. \quad (1-20)$$

Так как $P_{\text{дин}} = M_{\text{дин}}\omega$, то, принимая за аргумент угол поворота, получаем уравнение движения в форме:

$$M_{\text{дин}} = \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{d\varphi} + J\omega \frac{d\omega}{d\varphi}. \quad (1-21)$$

Выражения (1-7), (1-8), (1-10), (1-11) для M_c дают приемлемые для практики результаты при значительных нагрузках, близких к номинальным, когда потери в передачах относительно мощности нагрузки малы. В области малых нагрузок, когда $\eta \rightarrow 0$, определение M_c с помощью к. п. д. оказывается недостоверным. Особенно большое значение приобретает более точный учет момента трения в электроприводах со сложной кинематической цепью и с большими передаточными отношениями редукторов (десятки — сотни тысяч), когда потери на трение определяют основную часть нагрузки двигателя.

Для уточненного определения момента сопротивления момент трения учитывается как слагаемое, входящее в величину M_c . Объединяя выражения (1-5) и (1-9), получаем:

$$P_c = P_{p.o} \pm \Delta P_{\text{тр}}. \quad (1-22)$$

После деления (1-22) на угловую скорость двигателя ω найдем момент сопротивления на валу двигателя

$$M_c = M_{\text{пол}} \pm M_{\text{тр}}, \quad (1-23)$$

где $M_{\text{пол}} = M_{\text{р.о.}}/i_{\text{р}}$ — полезный момент, т. е. приведенный к валу двигателя непосредственно момент на рабочем органе;

$M_{\text{тр}}$ — результирующий момент трения механических звеньев, приведенный к ротору двигателя.

В (1-23) $M_{\text{тр}}$ арифметически суммируется с $M_{\text{пол}}$, если энергия передается от вала двигателя к рабочему органу; в противном случае берется разность модулей указанных моментов.

В общем случае момент трения является сложной функцией как угловой скорости, так и передаваемого момента. Величина $M_{\text{тр}}$ резко изменяется при переходе от состояния покоя к состоянию движения. Рассчитать начальное значение момента трения покоя теоретически затруднительно. Это значение, определяемое экспериментально, существенно зависит от конструкции кинематической цепи и условий эксплуатации. Зависимость $M_{\text{тр}}$ от угловой скорости определяется в основном составляющей вязкого трения: вентиляционными потерями в двигателе, потерями от вращения зубчатых колес, подшипников в масле и т. п. Момент трения $M_{\text{тр}}$ зависит также от момента, передаваемого через механическое звено с потерями. С ростом этого момента растет и $M_{\text{тр}}$.

Примем для механической части привода, содержащей редуктор (рис. 1-4), что $M_{\text{тр}}$ линейно зависит от передаваемого через редуктор момента $M_{\text{п}}$, т. е.

$$M_{\text{тр}} = M_{\text{тр0}} + bM_{\text{п}}. \quad (1-24)$$

Приближенные зависимости величин $M_{\text{тр0}}$ и b от номинального к. п. д. для зубчатых передач приведены на рис. 1-4, а.

Подстановка (1-24) в (1-23) дает:

$$M_c = M_{\text{пол}} \pm (M_{\text{тр0}} + bM_{\text{п}}). \quad (1-25)$$

В установившихся режимах работы электропривода передаваемый редуктором момент

$$M_{\text{п}} = M_{\text{пол}}$$

для прямого направления энергии, т. е. от двигателя к производственной машине и

$$M_{\Pi} = M_c$$

для обратного направления энергии, т. е. от производственной машины к двигателю.

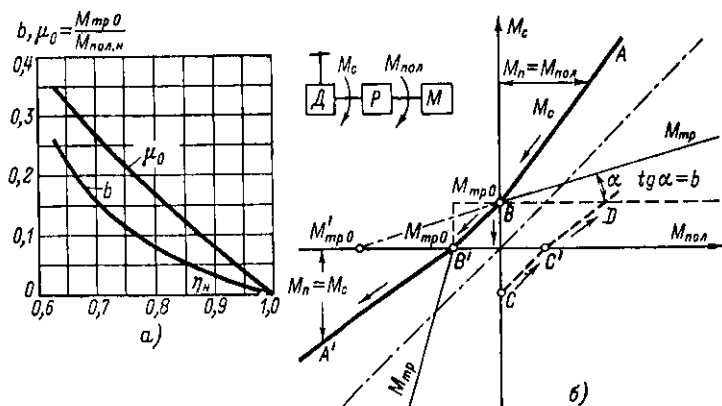


Рис. 1-4. Усредненные коэффициенты трения для цилиндрических передач (а) и зависимость момента сопротивления на валу двигателя от полезного момента нагрузки с учетом трения в редукторе (б).

Д — двигатель; Р — редуктор; М — производственная машина.

Тогда для прямого направления энергии

$$M_c = (1 + b) M_{пол} + M_{тр0}; \quad (1-26)$$

для обратного направления

$$M_c = \frac{M_{пол}}{1 + b} \pm \frac{M_{тр0}}{1 + b}. \quad (1-27)$$

Если энергия подводится к редуктору с двух сторон, то он не передает момента, т. е.

$$M_{\Pi} = 0. \quad (1-28)$$

Для этого случая

$$M_c = M_{пол} \pm M_{тр0}. \quad (1-29)$$

Зависимости момента сопротивления от полезного момента показаны на рис. 1-4, б. Ломаная линия $BB'A'$ соответствует изменению направления энергии за счет изменения направления момента $M_{пол}$, а линии $CC'D$ — за счет смены направления вращения двигателя. Если $M_{пол}$ создается грузом, то участок AB графика M_c относится

к режиму подъема груза, участок CC' — к режиму силового спуска, а участок $C'D$ — к режиму тормозного спуска, в котором электрическая машина работает генератором.

В переходных процессах передаваемый редуктором момент зависит от динамических моментов $\left(J \frac{d\omega}{dt}\right)$. Поэтому механическая модель электропривода в виде одного вращающегося тела (рис. 1-3) оказывается, строго говоря, несправедливой. Механическую часть привода можно представить в этом случае в виде трех звеньев, моменты

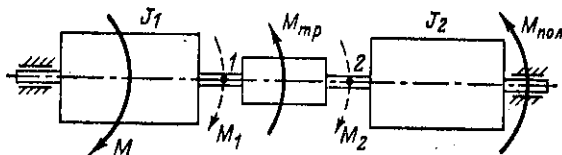


Рис. 1-5. Двухмассовое механическое звено электропривода с учетом момента трения в редукторе.

и моменты инерции которых приведены к скорости двигателя и показаны на рис. 1-5. Для прямого направления энергии от двигателя к производственной машине передаваемый редуктором момент

$$M_{\Pi} = M_2 = M_{\text{пол}} + J_2 \frac{d\omega}{dt}. \quad (1-30)$$

Тогда с учетом (1-25) и (1-30)

$$M_c = M_{\text{пол}}(1+b) + M_{\text{тр0}} + bJ_2 \frac{d\omega}{dt}. \quad (1-31)$$

Подстановка (1-31) в уравнение движения (1-17) приводит его к следующему виду:

$$M - (1+b)M_{\text{пол}} - M_{\text{тр0}} = [J_1 + (1+b)J_2] \frac{d\omega}{dt}. \quad (1-32)$$

Для обратного направления энергии

$$M_{\Pi} = M_1 = M - J_1 \frac{d\omega}{dt}; \quad (1-33)$$

$$M_c = M_{\text{пол}} - M_{\text{тр0}} - b \left(M - J_1 \frac{d\omega}{dt} \right) \quad (1-34)$$

и уравнение движения электропривода приобретает вид:

$$M - \frac{M_{\text{пол}} - M_{\text{тр0}}}{1+b} = \left(J_1 + \frac{J_2}{1+b} \right) \frac{d\omega}{dt}. \quad (1-35)$$

Из полученных уравнений движения (1-32) и (1-35) следует, что линейная зависимость момента трения от передаваемого момента в переходных процессах эквивалентна некоторому увеличению результирующего момента инерции электропривода при прямом направлении механической энергии и уменьшению момента инерции при обратном направлении энергии.

1-4. ДВИЖЕНИЕ ПРИВОДА ПРИ ПОСТОЯННЫХ МОМЕНТЕ ДВИГАТЕЛЯ И МОМЕНТЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Рассмотренные выше уравнения движения описывают поведение электропривода в переходных процессах. Для их решения необходимо знать зависимость динамического момента от скорости. Переходные процессы электропривода с различными законами изменения динамического момента рассматриваются ниже, в гл. 8 и 9. В настоящем параграфе приводится решение уравнений движения в простейшем случае, когда момент двигателя не зависит от скорости и остается постоянной величиной. Этот случай интересен тем, что характеризует собой роль механической части электропривода при переходных режимах. Следует заметить, что условие $M = \text{const}$ не является только абстрактным. Оно может быть и реальным во многих системах управляемого электропривода, где условие $M \approx \text{const}$ обеспечивается специальными средствами.

В электроприводе, представляющем собой одностепенную систему (рис. 1-3), при $M = \text{const}$ и $M_c = \text{const}$ в соответствии с уравнением движения (1-17) ускорение электропривода $\varepsilon = \frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}$ также постоянно. Движение электропривода при $M \neq M_c$ может быть равноускоренным или равнозамедленным. Чем больше масса, тем медленнее изменяется скорость как двигателя, так и любого другого движущегося элемента механической части привода.

Если механическое звено содержит редуктор, то при изменении его передаточного отношения i_p изменится и соотношение между скоростями и ускорениями двигателя и рабочего органа производственного механизма. Можно найти такое значение i_p , при котором ускорение на рабочем органе будет наибольшим для одних и тех же двигателя и производственного механизма. В соответствии с (1-17), принимая к. п. д. редуктора равным единице, уравнению движения можно записать для рабочего органа механизма в виде

$$M i_p - M_{p.o} = (J_{дв} i_p^2 + J_{p.o}) \frac{d\omega_{p.o}}{dt},$$

где $M_{p.o}$, $J_{p.o}$, $\omega_{p.o}$ — соответственно момент нагрузки, момент инерции и угловая скорость рабочего органа.

Решая это уравнение относительно ускорения на рабочем органе, получаем:

$$\frac{d\omega_{p.o}}{dt} = \frac{M i_p - M_{p.o}}{J_{дв} i_p^2 + J_{p.o}}.$$

Отсюда можно найти так называемое «оптимальное передаточное отношение» редуктора, соответствующее максимуму величины $d\omega_{p.o}/dt$:

$$i_{p. \text{ опт}} = \frac{M_{p.o}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{p.o}}{M}\right)^2 + \frac{J_{p.o}}{J_{дв}}}. \quad (1-36)$$

Выражение (1-36) справедливо как для ускоренного движения (разгона), так и для замедленного (торможения). На рис. 1-6 показан характер изменения $i_{p. \text{ опт}}$ от $M_{p.o}/M$ при $J_{p.o}/J_{дв} = \text{const}$ для разгона и торможения привода. Из графиков рис. 1-6 следует, что одновременно для разгона и торможения задача определения «оптимального передаточного отношения» решается однозначно только при $M_{p.o} = 0$, когда

$$i_{p. \text{ опт}} = \sqrt{\frac{J_{p.o}}{J_{дв}}}. \quad (1-37)$$

Для того чтобы при $M_{p.o} \neq 0$ выбрать из области возможных величин $i_{p. \text{ опт}}$ определенное значение, требуются дополнительные условия. Так, для приводов, для которых задача неизменная величина ускорения рабочего органа ($d\omega_{p.o}/dt = \text{const}$) как при

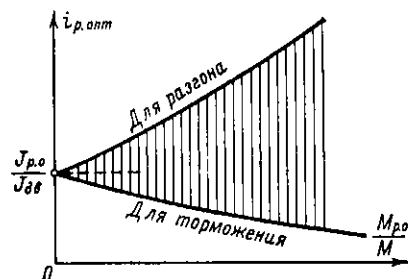


Рис. 1-6. Зависимость оптимального передаточного отношения редуктора от относительного момента нагрузки.

разгоне, так и торможении (рис. 1-7, а), «оптимальное передаточное отношение» определяется, исходя из режима разгона. В этом режиме при тормозящем характере момента нагрузки для обеспечения заданного ускорения от двигателя требуется больший момент, чем в режиме торможения. Величина $i_{p. \text{ опт}}$ определяется из условия получения минимума этого момента. Для этого уравнение движения решается относительно момента двигателя

$$M = \frac{M_{p.o} + J_{p.o} \frac{d\omega_{p.o}}{dt} + J_{дв} \frac{d\omega_{p.o}}{dt} i_p^3}{i_p}.$$

Дифференцированием по i_p и приравниванием получившегося выражения нулю находится optimum для передаточного отношения:

$$i_{p. \text{ опт}} = \sqrt{\frac{M_{p.o} + J_{p.o} \frac{d\omega_{p.o}}{dt}}{J_{дв} \frac{d\omega_{p.o}}{dt}}}. \quad (1-38)$$

Пусть привод должен отработать заданный угол поворота (φ) с использованием максимального момента двигателя как при разгоне, так и при торможении (рис. 1-7, б). Если величина ускорения

на рабочем органе не лимитирована, то в этом случае оптимальное передаточное отношение находится из условия минимального времени на заданный поворот двигателя. В соответствии с рис. 1-7, б время обработки заданного угла φ определится как

$$t = t_1 + t_2 = \sqrt{\frac{1 + \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}{2\varphi \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}}} = \sqrt{\frac{J_{\text{дв}}}{4\varphi M} \frac{i_p^3 + \frac{J_{\text{р.о}}}{J_{\text{дв}}} i_p}{i_p^3 - \left(\frac{M_{\text{р.о}}}{M}\right)^2}}.$$

Дифференцируя величину t по i_p и приравнявая результат нулю, получаем биквадратное уравнение

$$i_p^4 - \left[\frac{J_{\text{р.о}}}{J_{\text{дв}}} + 3 \left(\frac{M_{\text{р.о}}}{M} \right)^2 \right] i_p^2 - \frac{J_{\text{р.о}}}{J_{\text{дв}}} \left(\frac{M_{\text{р.о}}}{M} \right)^2 = 0,$$

решение которого имеет вид:

$$i_{\text{р. опт}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\frac{J_{\text{р.о}}}{J_{\text{дв}}} + 3 \left(\frac{M_{\text{р.о}}}{M} \right)^2 \right] + \sqrt{\frac{1}{4} \left[\frac{J_{\text{р.о}}}{J_{\text{дв}}} + 3 \left(\frac{M_{\text{р.о}}}{M} \right)^2 \right]^2 + \frac{J_{\text{р.о}}}{J_{\text{дв}}} \left(\frac{M_{\text{р.о}}}{M} \right)^2}}. \quad (1-39)$$

Заметим, что при $M_{\text{р.о}} = 0$ для всех рассмотренных случаев величина $i_{\text{р. опт}}$ будет определяться одним, весьма простым и наглядным выражением (1-37). Оно показывает, что при $M_{\text{р.о}} = 0$ наиболее быстрое перемещение рабочего органа имеет место при равенстве приведенных к одной скорости моментов инерции механизма и двигателя

$$J_{\text{дв}} = J_{\text{р.о}} / i_{\text{р. опт}}^2.$$

Необходимо подчеркнуть условность термина «оптимальное передаточное отношение». Величина $i_{\text{р. опт}}$ получена только из одного условия реализации наибольшего ускорения на рабочем органе механизма при заданном двигателе. В стороне оставлены вопросы согласования скоростей и мощностей двигателя и механизма, без решения которых затруднительно правильно выбрать необходимое передаточное отношение редуктора.

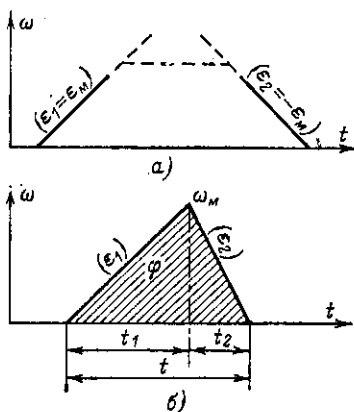


Рис. 1-7. Исходные диаграммы изменения скорости для определения оптимального передаточного отношения при неизменном ускорении рабочего органа (а) и максимально допустимом моменте двигателя (б).

1-5. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Установившийся режим работы электропривода определяется из условия равенства нулю динамического момента. Этот режим характеризуется работой двигателя с неизменной угловой скоростью, постоянными во времени и равными по величине моментом двигателя и моментом сопротивления. Так как момент, развиваемый двигателем в установившемся режиме, есть функция скорости, то равенство $M = M_c$ возможно только при условии, что момент сопротивления — постоянная величина или функция скорости. Если M_c есть функция, например, пути (угла поворота), то даже при постоянной угловой скорости момент сопротивления изменяется во времени и установившийся режим невозможен.

Зависимости угловой скорости от момента для двигателя

$$\omega = f(M)$$

и для механизма

$$\omega = f_c(M_c)$$

называются механическими характеристиками соответственно двигателя и механизма. Механические характеристики могут быть представлены и обратными функциями:

$$M = \varphi(\omega); \quad M_c = \varphi_c(\omega).$$

Для двигателя момент нагрузки по существу оказывается независимой переменной. Функция $f(M)$ раскрывает нагрузочные свойства двигателя, т. е. показывает, как изменяется его скорость с изменением момента нагрузки. Для механизма с реактивным моментом сопротивления, напротив, аргументом является скорость, так как момент возникает как реакция на движение. Функция $M_c(\omega)$ раскрывает свойства механизма, т. е. показывает, какой возникает момент в механизме, если его приводить в движение с той или иной скоростью.

В аналитических расчетах механические характеристики преимущественно представляются обратными функциями: $M = \varphi(\omega)$ и $M_c = \varphi_c(\omega)$. При графическом изображении механических характеристик используются прямые функции $\omega = f(M)$ и $\omega = f_c(M_c)$. Следует заметить, что из-за большей наглядности графическое представление характеристик нашло широкое применение в теории и практике электропривода.

Зависимость скорости двигателя от момента, соответствующая любому режиму его работы, в том числе и переходному, называется динамической механической характеристикой. Статическая механическая характеристика представляет собой геометрическое место точек на плоскости (ω, M) , соответствующих установившемуся режиму работы двигателя, а динамическая механическая характеристика есть геометрическое место точек на плоскости (ω, M) , каждая из которых зависит от времени. Статическую механическую характеристику часто называют просто механической, а динамическую характеристику обычно называют полностью, без сокращений.

Значения скорости и момента в установившемся режиме электропривода легко определяются графически точкой пересечения механических характеристик двигателя и механизма, так как в этой точке $M = M_c$, что в соответствии с (1-17) означает $d\omega/dt = 0$ или $\omega = \text{const}$. При этом, как указывалось выше, за положительное направление момента сопротивления M_c принято отрицательное направление момента двигателя M . Можно было бы положительные направления для M и M_c принять одинаковыми. В этом случае характеристика механизма изображалась бы в виде кривой $M_c(\omega)$ на рис. 1-8. При этом для определения точки установившегося режима пришлось бы построить кривую $M_c(\omega) = -\bar{M}_c(\omega)$ (рис. 1-8) и найти точку пересечения кривых $M(\omega)$ и $M_c(\omega)$, потому что именно для этой точки справедливо равенство $M + M_c = 0$. Однако здесь необходимо проводить дополнительные построения. При принятых положительных направлениях для M и M_c точка установившегося режима определяется точкой пересечения характеристик двигателя и механизма сразу без дополнительных построений.

Характеристики изображаются на плоскости в прямоугольной системе координат с осями ω и M (рис. 1-9). Положение точки на плоскости, характеризуемое двумя координатами ω и M , определяет тем самым тот или иной

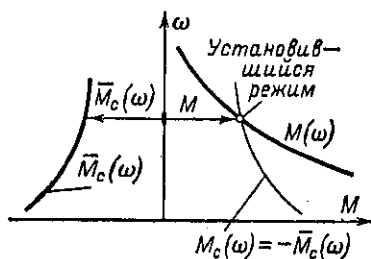


Рис. 1-8. Графическое определение установившегося режима электропривода.

режим работы двигателя. Из принятого положительного направления движения следует, что, за исключением осей координат, любая точка квадрантов I и III, где знаки скорости и момента одинаковы, соответствует работе, совершаемой двигателем ($M\omega > 0$). Двигатель при этом преобразует электрическую энергию в механическую. Наоборот, точки квадрантов II и IV, где знаки скорости и момента различны, относятся к потреблению двигателем механической энергии ($M\omega < 0$). В этом случае двигатель преобразует механическую энергию в электрическую.

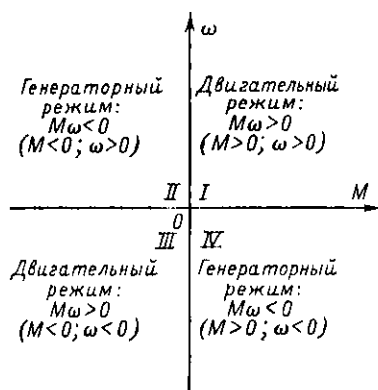


Рис. 1-9. Области двигательного и генераторного режимов электропривода в плоскости ω, M .

Электрическая машина как электромеханический преобразователь может работать только в одном из двух режимов: двигательном, когда электрическая энергия преобразуется в механическую, или в генераторном — при обратном преобразовании энергии. В двигательном режиме электрическая машина развивает движущий момент, а в генераторном — тормозной момент. В отличие от двигательного генераторных режимов может быть несколько в зависимости от того, как используется преобразованная электрическая энергия.

Генераторные режимы энергетически классифицируются следующим образом.

1. Генераторный режим с отдачей энергии в сеть — режим рекуперативного торможения. В этом случае преобразованная электрическая энергия за вычетом потерь отдается машиной в сеть. Баланс мощностей выражается следующим образом:

$$P_M = P_\Sigma + \Delta P, \quad (1-40)$$

где P_M — механическая мощность на валу двигателя;
 P_Σ — электрическая мощность, поступающая в сеть;
 ΔP — результирующая мощность потерь в силовых цепях двигателя.

Переход из двигательного режима в режим рекуперативного торможения возможен при повышении скорости двигателя сверх скорости идеального холостого хода, когда $M = 0$. Факт получения тормозного момента в двигателе с одновременной отдачей им энергии в сеть позволяет считать данный режим торможения как экономичный.

2. Режим торможения противовключением. В этом случае электрическая машина потребляет как механическую энергию с вала, так и электрическую энергию из сети. Суммарная энергия расходуется в силовых цепях двигателя, т. е.

$$P_M + P_\Sigma = \Delta P. \quad (1-41)$$

Этот режим характеризуется большими электрическими потерями.

3. Режим динамического торможения. В этом случае на потери в силовой цепи двигателя расходуется только преобразованная электрическая энергия. Энергию из сети машина не получает, т. е.

$$P_M = \Delta P. \quad (1-42)$$

Для осуществления данного режима двигатель обычно отключают от сети и в его силовую цепь вводят дополнительное сопротивление. В отдельных случаях электрическая машина, подключенная к питающей сети, может тем не менее не обмениваться с ней активной мощностью, а потреблять механическую мощность с вала и преобразовывать ее в потери, т. е. также работать в режиме динамического торможения.

Выражения (1-40) — (1-42) учитывают мощности и потери только на пути электромеханического преобразования энергии. Потери, связанные с созданием магнитного потока машины, не включены в балансы мощностей. На рис. 1-10 показаны возможные энергетические режимы двигателя. Граничные режимы, отделяющие двигательные режимы от генераторных, соответствуют определенным точкам на координатных осях (рис. 1-9). Там, где $M = 0$ при $\omega \neq 0$, имеет место так называемый идеальный холостой ход двигателя. Чтобы машина могла работать в данном режиме, требуется к ее валу подвести небольшую мощность, компенсирующую механические потери и дополнительные потери вне силовых цепей. При $\omega = 0$ и $M \neq 0$ имеет место так называемый режим короткого замыкания. В этом случае механическая мощность равна нулю, а по-

требуемая из сети электрическая энергия полностью расходуется на потери.

На рис. 1-11 показаны механические характеристики двигателей переменного и постоянного тока, а на рис. 1-12



Рис. 1-10. Энергетические диаграммы режимов работы двигателя.

Механические характеристики различных двигателей и механизмов существенно различаются по жесткости:

для синхронных двигателей $\beta = \infty$;

для асинхронных двигателей $\beta = \text{var} \geq 0$;

приведены механические характеристики некоторых механизмов.

Для оценки формы механической характеристики вводится понятие ее жесткости. Под жесткостью характеристики подразумевают производную момента по скорости, т. е.

$$\beta = dM/d\omega. \quad (1-43)$$

Графически жесткость определяется как тангенс угла наклона между осью скоростей и касательной к данной точке механической характеристики (рис. 1-13):

$$\beta = \frac{m_M}{m_\omega} \text{tg } \gamma, \quad (1-44)$$

где m_M и m_ω — масштабы соответственно момента и скорости, Н·м/мм и рад/с·мм.

Угол γ отсчитывается по часовой стрелке от оси скоростей до касательной. Жесткость характеристик механизмов будем отличать дополнительно индексом «с», т. е. β_c .

для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением $\beta = \text{const} < 0$;

для двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением $\beta = \text{var} < 0$;

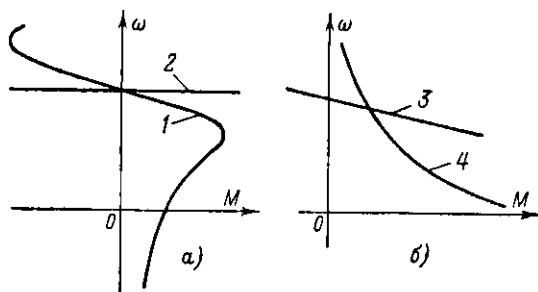


Рис. 1-11. Механические характеристики двигателей переменного (а) и постоянного (б) тока.

для центробежного вентилятора или насоса $\beta_c = \text{var} > 0$;

для подъемной лебедки $\beta_c = 0$.

Установившийся режим электропривода, характеризующий неизменными моментом и угловой скоростью двига-

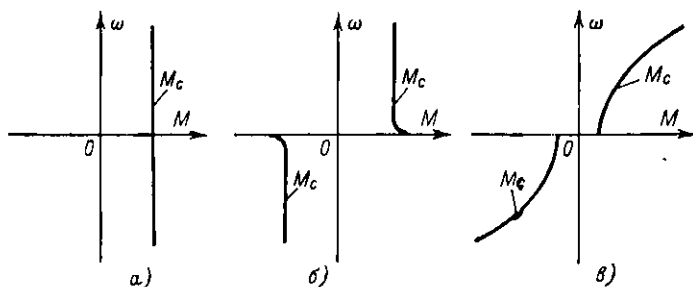


Рис. 1-12. Механические характеристики механизмов с моментом, не зависящим от скорости (а), зависящим от знака скорости (б), зависящим от знака и величины скорости (в).

теля, можно рассматривать как состояние равновесия системы относительно координаты ω . Как и всякое состояние равновесия, установившийся режим может быть устойчивым и неустойчивым. Критерием устойчивости механических систем с одной степенью свободы является условие возникновения динамического усилия при выве-

депии системы из состояния равновесия, возвращающего систему в исходное положение. Другими словами, знак возникающего динамического усилия должен быть противоположен знаку приращения координаты, характеризующей выведение системы из состояния равновесия

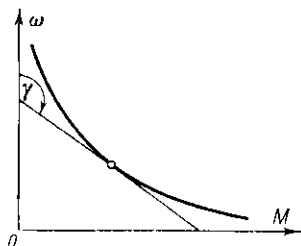


Рис. 1-13. Графическое определение жесткости механической характеристики двигателя.

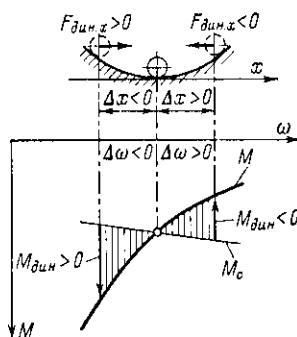


Рис. 1-14. Определение устойчивости установившегося режима по механическим характеристикам двигателя и механизма.

(рис. 1-14). Применительно к электроприводу можно сказать, что необходимым и достаточным условием устойчивости установившегося режима является противополож-

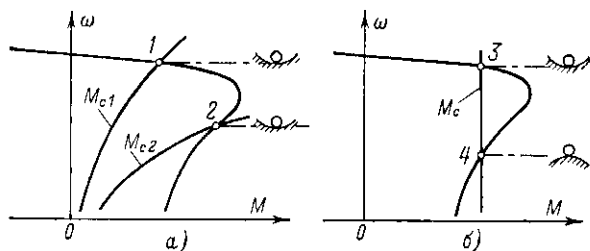


Рис. 1-15. Примеры установившихся режимов электропривода с моментами сопротивления, зависящими (а) и не зависящими (б) от скорости.

ность знаков у приращения скорости, характеризующего выведение электропривода из равновесия, и у возникающего при этом динамического момента, т. е.

$$M_{\text{дин}}/\Delta\omega < 0. \quad (1-45)$$

Так как в окрестности точки установившегося режима при малых приращениях $\Delta\omega$ механические характеристики могут быть приняты линейными, то

$$\Delta M = \beta \Delta\omega \text{ и } \Delta M_c = \beta_c \Delta\omega.$$

Следовательно,

$$M_{\text{дин}} = \Delta M - \Delta M_c = (\beta - \beta_c) \Delta\omega. \quad (1-46)$$

Тогда в соответствии с (1-46) условие устойчивости представляется в другой форме

$$\beta - \beta_c < 0 \text{ или } \beta < \beta_c. \quad (1-47)$$

На основании полученных условий устойчивости точки 1, 2 и 3 на рис. 1-15 относятся к устойчивой работе привода, а точка 4 — к неустойчивой работе.

1-6. УПРУГОЕ МЕХАНИЧЕСКОЕ ЗВЕНО

В предыдущих параграфах рассматривалась механическая часть электропривода без зазоров с абсолютно жесткими недеформируемыми элементами. Такая механическая часть приводится к простейшей одномассовой модели, показанной на рис. 1-3. Однако в действительности все элементы механических звеньев, находящиеся под воздействием усилий и момента, деформируются. Более того, без деформаций физически немислим сам факт передачи усилий и моментов от двигателя к рабочему органу производственной машины. Согласно закону Гука возникающие в упругом элементе усилия F_y или моменты M_y пропорциональны соответственно линейным (Δl) или угловым ($\Delta\varphi$) деформациям:

$$F_y = C \Delta l; \quad (1-48)$$

$$M_y = C \Delta\varphi. \quad (1-49)$$

Коэффициент пропорциональности C носит название коэффициента жесткости. Для упругого стержня, например, при его растяжении или сжатии

$$C = SE/l, \text{ Н/м}, \quad (1-50)$$

где l — длина стержня, м;

S — площадь поперечного сечения, м²;

E — модуль упругости растяжения и сжатия, Па.

Для вала при его скручивании

$$C = J_p G / l, \text{ Н} \cdot \text{м}, \quad (1-51)$$

где l — длина вала, м;

$J_p = \frac{\pi R^4}{2}$ — момент инерции поперечного сечения вала, м^4 ;

G — модуль упругости кручения, Па.

Чем больше значение коэффициента жесткости, тем жестче механическая часть и тем меньшие деформации возникают в ней. Большей частью механические звенья привода выполняются так, что возникающие деформации и имеющиеся в них зазоры малы и практически не искажают движения, передаваемого от двигателя к рабочему органу. В таких случаях механическую часть привода можно рассматривать как одномассовое звено (рис. 1-3). Однако в отдельных случаях коэффициент жесткости механических звеньев оказывается относительно небольшим, упругость и деформации звеньев становятся существенными, что может внести значительные изменения в характер движения электропривода. Примерами могут служить установки, в которых двигатель соединяется с большими маховыми массами через явно выраженный упругий элемент: длинный вал; длинный канат в подъемных лебедках; ленту или цепь в конвейерах большой протяженности. Заметная упругость может иметь место и в длинных кинематических цепях без явно выраженного упругого элемента. Небольшие деформации на отдельных элементах могут оказаться значительными в сумме на всех элементах из-за их большого числа.

Рассмотрим влияние упругости и зазоров в механических звеньях на движение электропривода на следующем примере. Пусть механическая часть привода включает в себя один упругий невесомый элемент с коэффициентом жесткости C_0 и зазором δ_0 . Все остальные элементы абсолютно жесткие и без зазоров. Величины, характеризующие механическую часть (коэффициент жесткости, зазор, маховые массы и моменты), приведем к валу двигателя. Очевидно, что величины углового зазора, приведенные к валу двигателя, определяются следующим образом:

для элемента с вращательным движением и угловым зазором δ_0 , рад

$$\delta = \delta_0 j_p, \text{ рад}; \quad (1-52)$$

для элемента с поступательным движением и линейным зазором δ_0 , м,

$$\delta = \delta_0 / \rho, \text{ рад}, \quad (1-53)$$

где i_p и ρ — передаточное отношение и радиус приведения от двигателя до элемента с зазором.

Коэффициент жесткости C_0 упругого элемента в соответствии с (1-48) и (1-49) определяется отношением усилия или момента к соответствующим деформациям. Поэтому для приведения величины C_0 к валу двигателя выполняется приведение усилий, моментов и деформаций. Тогда приведенные к валу двигателя коэффициенты жесткости

$$C = C_0 / i_p^2 \quad (1-54)$$

для упругого вала при кручении;

$$C = C_0 \rho^2 \quad (1-55)$$

для упругого поступательно-движущегося элемента при растяжении и сжатии.

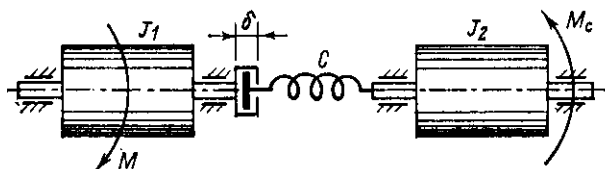


Рис. 1-16. Двухмассовое механическое звено электропривода с упругим элементом и зазором.

Маховые массы, разделенные зазором и упругим элементом, приводятся к валу двигателя согласно (1-12). В результате все маховые массы привода сводятся к двум, одна из которых жестко связана с двигателем и обладает моментом инерции J_1 , другая отделена от двигателя зазором и упругим элементом и обладает моментом инерции J_2 . Таким образом, механическая часть привода для рассматриваемого примера представляет собой двухмассовую систему, модель которой показана на рис. 1-16.

Если в механическом звене отсутствуют зазоры и потери, то оно представляет собой линейную колебательную систему. Для математического описания движения такой системы упругий элемент мысленно разрезают, а к маховым массам, первой и второй, прикладывают равный и противоположно направленный момент в упругом

элементе (M_y). Тогда согласно (1-17) и расчетной схеме на рис. 1-16 уравнения движения получат вид:

$$\left. \begin{aligned} M - M_y &= J_1 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2}; \\ M_y - M_c &= J_2 \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2}, \end{aligned} \right\} \quad (1-56)$$

где

$$M_y = C \Delta \varphi = C (\varphi_1 - \varphi_2); \quad (1-57)$$

φ_1 и φ_2 — углы поворота на концах упругого элемента.

Из (1-56) и (1-57) можно найти записанное относительно деформации $\Delta \varphi$ следующее уравнение:

$$\frac{d^2 \Delta \varphi}{dt^2} + (\Omega_1^2 + \Omega_2^2) \Delta \varphi = \frac{M}{J_1} + \frac{M_c}{J_2}. \quad (1-58)$$

Здесь $\Omega_1 = \sqrt{\frac{C}{J_1}}$ — угловая частота свободных колебаний первой маховой массы, рад/с;

$\Omega_2 = \sqrt{\frac{C}{J_2}}$ — угловая частота свободных колебаний второй маховой массы, рад/с.

Уравнение (1-58) характеризует систему как консервативную, в которой при внешнем возмущающем импульсе возникают незатухающие гармонические колебания с угловой частотой

$$\Omega_{12} = \sqrt{\Omega_1^2 + \Omega_2^2} = \sqrt{\frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2}} c. \quad (1-59)$$

Если с такой частотой на систему будет воздействовать внешнее возмущение, то возникнет явление резонанса, при котором амплитуда колебаний будет неограниченно возрастать. В действительности механическое звено не может быть консервативным. В нем всегда имеют место потери на трение. При этом сухое трение демпфирует только такие колебания, в которых скорость изменяет свой знак. Вязкое трение всегда оказывает демпфирующее действие. Это трение возникает при работе вращающихся элементов в жидкой или воздушной среде (подшипники, зубчатые передачи, работающие в масле, крыльчатки вентилятора двигателя).

В упругом элементе при переменных деформациях возникает явление упругого гистерезиса, когда нарушается определяемая законом Гука однозначная зависимость усилия от деформации. Возрастающим деформациям соот-

ветствуют большие усилия, чем уменьшающимся. При этом расхождение в усилиях тем значительней, чем больше скорость изменения деформации. Этот факт позволяет рассматривать потери на упругий гистерезис как потери вязкое трение внутри упругого элемента. Приближенно можно принять для моментов вязкого трения следующую зависимость:

$$M_{в.т1} = \rho_1 \omega_1 \quad (1-60)$$

на валу двигателя;

$$M_{в.т2} = \rho_2 \omega_2 \quad (1-61)$$

на рабочем органе;

$$M_{в.т} = \rho (\omega_1 - \omega_2) \quad (1-62)$$

в упругом элементе.

С учетом выражений (1-60)–(1-62) уравнения движения электропривода с двумя массами и упругим звеном получают вид:

$$\left. \begin{aligned} M - M_y - \rho_1 \omega_1 - \rho (\omega_1 - \omega_2) &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\ M_y + \rho (\omega_1 - \omega_2) - \rho_2 \omega_2 - M_c &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1-63)$$

Наличие зазора делает двухмассовую систему нелинейной.

Уравнения (1-56) и (1-63) справедливы, когда выбран и маховые массы, связанные упругим элементом движутся совместно. В этом случае при отсчете разностей углов от середины зазора

$$M_y = C (\varphi_1 - \varphi_2 - \delta_m/2) \quad (1-64)$$

и

$$|\varphi_1 - \varphi_2| > \frac{\delta_m}{2}. \quad (1-65)$$

Если

$$|\varphi_1 - \varphi_2| \leq \delta_m/2, \quad (1-66)$$

то в системе появляется зазор и $M_y = 0$. Маховые массы при этом движутся отдельно в соответствии с уравнениями

$$M - \rho_1 \omega_1 = J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \quad (1-67)$$

$$-\rho_2 \omega_2 - M_c = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}. \quad (1-68)$$

Так как при наличии зазора отсутствует деформация в упругом валу, то его демпфирующий момент $M_{в.т}$ вязкого трения следует принять равным нулю.

Рассмотрим движение двухмассовой системы с упругим элементом и зазором, но без потерь. Пусть $M_c = 0$ к первой вращающейся массе, жестко связанной с валом двигателя и характеризуемой моментом инерции J_1 , приложили постоянный вращающий момент, когда между

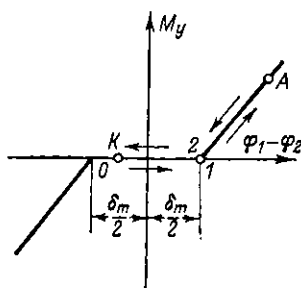


Рис. 1-17. Характеристика упругого элемента с зазором.

обеими массами есть зазор (точка K на рис. 1-17). Тогда первая масса, к которой приложен момент M , разгоняется равноускоренно в пределах воздушного зазора до скорости

$$\omega_{10} = \sqrt{\frac{2\delta M}{J_1}}.$$

Вторая масса, отделенная от первой зазором и упругим элементом (J_2), при этом остается неподвижной, так как $M_y = 0$ (рис. 1-17). После выбора зазора (точка I на рис. 1-17) совместное вращение двух масс описывается системой уравнений (1-56), которая с учетом зависимости (1-57) может быть разрешена относительно M_y :

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} \frac{d^2 M_y}{dt^2} + M_y = \gamma_2 M, \quad (1-69)$$

где $\gamma_2 = J_2 / (J_1 + J_2)$.

Данное уравнение имеет своим решением свободные гармонические колебания момента с частотой Ω_{12} и с постоянной составляющей $M\gamma_2$, т. е.

$$M_y = A \sin(\Omega_{12} t - \psi) + \gamma_2 M. \quad (1-70)$$

Начальные условия после выбора зазора:

$$t = 0; \quad M_y = 0; \quad \frac{dM_y}{dt} = C\omega_{10}.$$

По данным условиям из выражений

$$\left. \begin{aligned} -A \sin \psi + \gamma_2 M &= 0; \\ A \Omega_{12} \cos \psi &= C\omega_{10} \end{aligned} \right\}$$

находятся фаза и амплитуда колебаний

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\gamma_2 M \Omega_{12}}{C \omega_{10}} = \sqrt{\frac{\gamma_2 M}{2 \delta C}}; \quad (1-71)$$

$$A = \gamma_2 M \sqrt{1 + \left(\frac{C \omega_{10}}{\gamma_2 M \Omega_{12}} \right)^2} = \gamma_2 M \sqrt{1 + 2 \frac{\delta C}{\gamma_2 M}}. \quad (1-72)$$

График изменения момента в упругом элементе показан на рис. 1-18, а. Движение первой маховой массы начинается при наличии зазора в момент времени t_0 приложе-

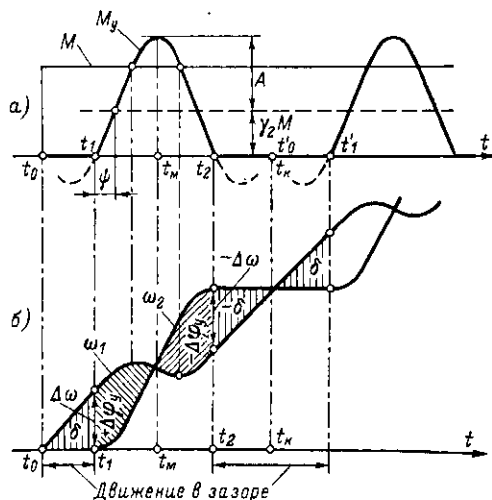


Рис. 1-18. Графики изменения момента и скоростей в двухмассовом механическом звене привода с упругим элементом и зазором при воздействии на звено постоянного момента.

ния скачком вращающего момента M . При этом $M_y = 0$ от t_0 до t_1 , пока не выбран зазор. С момента времени t_1 деформируется упругий элемент и M_y нарастает по синусоидальному закону в соответствии с (1-70), достигая при $t = t_m$ своего максимума (точка A на рис. 1-17). Когда $M < M_y$, движение первой маховой массы замедляется. Далее M_y уменьшается и обращается вновь в нуль в момент времени t_2 (точка 2 на рис. 1-17). В интервале времени от t_2 до t_k растет зазор между массами от нулевого до исходного значения. На этом заканчивается цикл (точка K на рис. 1-17). Далее в интервале времени от

$t_n = t'_0$ до t'_1 зазор вновь выбирается первой маховой массой и т. д. Направление процесса и изменения $\Delta\varphi$ и M_y иллюстрируется с помощью стрелок на рис. 1-17. На основании графика изменения упругого момента и уравнений движения (1-56) могут быть рассчитаны и построены графики изменения угловых скоростей маховых масс (рис. 1-18, б). Из выражения (1-72) следует, что амплитуда колебаний момента в упругом элементе будет тем больше, чем больший зазор предшествует началу движения масс. Амплитуды колебаний M_y и взаимного положения масс остаются неизменными, поскольку в системе нет затухания. Это значит, что из какого положения система была выведена, в то же положение она возвратится. При этом разности скоростей в моменты времени t_1 и t_2 равны по величине и противоположны по знаку.

При наличии моментов вязкого трения на концах упругого элемента $M_{в.т1} = \rho_1\omega_1$ и $M_{в.т2} = \rho_2\omega_2$ колебания в системе затухают. В пределе механическое звено будет двигаться с неизменной скоростью при постоянном упругом моменте:

$$\omega_1 = \omega_2 = \frac{M}{\rho_1 + \rho_2} = \text{const}; \quad M_y = \frac{\rho_2}{\rho_1 + \rho_2} M = \text{const}.$$

Г л а в а в т о р а я

ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЕЙ

2-1. МЕХАНИЧЕСКИЕ И СКОРОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Механические характеристики электродвигателя представляют собой зависимость угловой скорости его вала от развиваемого электромагнитного момента $\omega(M)$ в установившемся режиме работы и выражают связь между двумя механическими величинами, характеризующими работу электродвигателя. Скоростные характеристики $\omega(I)$ представляют собой зависимость угловой скорости от тока главной цепи двигателя в установившемся режиме работы и отражают связь между механической и электрической величинами. Если первые характеристики используются для анализа работы двигателя совместно с приводимым

в движение механизмом, то вторые позволяют оценить загрузку двигателя по току. Эта оценка очень важна для электрических машин, так как значение тока должно быть ограничено по условиям нагрева обмоток, а для машин постоянного тока — по условиям безыскровой коммутации коллектора. Вместе с тем оба указанных типа характеристик взаимосвязаны, так как величина электромагнитного момента, развиваемого двигателем, определяется значениями тока и потока.

На рис. 2-1 показана нормальная схема включения в сеть двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Ее также часто называют схемой параллельного возбуждения, так как цепь обмотки возбуждения включена параллельно цепи якоря двигателя. Обычно рассматривается сеть постоянного тока, мощность которой во много раз превышает мощность двигателя. При этом условии внутреннее сопротивление источника постоянного напряжения ничтожно мало и не зависит от тока в сети, а напряжение сети постоянно, $U_c = \text{const}$. Поэтому цепи обмотки возбуждения и якоря становятся независимыми друг от друга, что и отражено в наименовании рассматриваемой схемы. Кроме того, следует отметить, что в ряде случаев для обмотки возбуждения подобного типа двигателей, особенно при большой мощности, используются отдельные источники питания.

Установившийся режим работы двигателя постоянного тока независимого возбуждения характеризуется неизменностью мгновенных значений токов в цепях обмоток якоря и возбуждения.

Для схемы рис. 2-1 могут быть записаны следующие уравнения:

для цепи якоря

$$U_c = E + (R_{\text{я}} + R_{\text{п.я}}) I_{\text{я}}; \quad (2-1)$$

для цепи возбуждения

$$U_c = (R_{\text{о.в}} + R_{\text{ц.в}}) I_{\text{в}}, \quad (2-2)$$

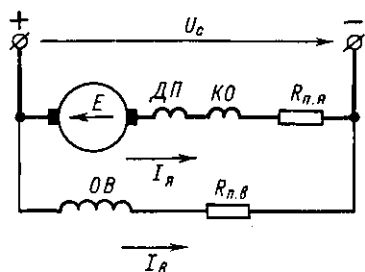


Рис. 2-1. Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

где $I_{\text{я}}$ и $I_{\text{в}}$ — токи соответственно в цепях якоря и обмотки возбуждения, А;
 $U_{\text{с}}$ — напряжение сети постоянного тока, В;
 E — э. д. с., наводимая в обмотке якоря при его вращении в магнитном поле, создаваемом обмоткой возбуждения, В;
 $R_{\text{о.в}}$ и $R_{\text{п.в}}$ — сопротивления обмотки возбуждения и последовательно включенного с ней реостата, Ом;
 $R_{\text{я}}$ — внутреннее сопротивление якорной цепи машины постоянного тока, включающее в себя сопротивления обмоток якоря, компенсационной КО и дополнительных полюсов ДП, а также переходное сопротивление скользящего токосъема (щеточного контакта), Ом;
 $R_{\text{п.л}}$ — внешнее сопротивление, включенное последовательно в цепь якоря, Ом.

Из (2-2) следует выражение для тока возбуждения

$$I_{\text{в}} = \frac{U_{\text{с}}}{R_{\text{о.в}} + R_{\text{п.в}}}. \quad (2-3)$$

Электродвижущая сила двигателя постоянного тока независимого возбуждения определяется выражением

$$E = \frac{pN}{2\pi a} \Phi \omega = k\Phi \omega, \text{ В}, \quad (2-4)$$

где p — число пар полюсов двигателя;
 N и a — числа активных проводников и параллельных ветвей обмотки якоря;
 Φ — поток возбуждения двигателя, Вб;
 ω — угловая скорость, рад/с;
 $k = pN/2\pi a$ — конструктивный коэффициент двигателя.

Часто для измерения угловой скорости используется внесистемная единица — об/мин. Угловая скорость, определяемая числом оборотов в минуту (частота вращения), обозначается через n . Если учесть соотношение между n и ω

$$\omega = 2\pi n/60,$$

то (2-4) можно записать следующим образом:

$$E = k_n \Phi n, \quad (2-4a)$$

где коэффициент пропорциональности k_n определяется выражением

$$k_n = \frac{pN}{60a} = \frac{\pi}{30} k = 0,1047 \text{ к.} \quad (2-5)$$

Отсюда

$$k = 9,55 \text{ к}_n. \quad (2-5a)$$

Учитывая (2-4), уравнение (2-1) можно записать в виде

$$U_c = k\Phi\omega + (R_a + R_{п.я}) I_a, \quad (2-6)$$

откуда следует:

$$\omega = \frac{U_c}{k\Phi} - \frac{R_a + R_{п.я}}{k\Phi} I_a. \quad (2-7)$$

Полученное выражение представляет собой уравнение скоростной характеристики двигателя постоянного тока. От этого уравнения можно перейти к уравнению механической характеристики, так как развиваемый двигателем электромагнитный момент определяется как

$$M = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = k\Phi I_a, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (2-8)$$

Подставляя в (2-7) значение тока из (2-8), получаем уравнение механической характеристики двигателя постоянного тока

$$\omega = \frac{U_c}{k\Phi} - \frac{R_a + R_{п.я}}{(k\Phi)^2} M. \quad (2-9)$$

Из (2-7) и (2-9) следует, что при $\Phi = \text{const}$ скоростная и механическая характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения представляют собой прямые линии, пересекающие оси координат. Эти характеристики показаны соответственно на рис. 2-2 и 2-3. Ось ординат обеими характеристиками пересекается в одной точке, так как первые слагаемые в (2-7) и (2-9) одинаковы. Ордината указанной точки может быть получена, если в этих уравнениях положить $I_a = 0$ или $M = 0$, что соответствует режиму идеального холостого хода двигателя. Соответствующая этому режиму скорость называется скоростью идеального холостого хода

$$\omega_0 = \frac{U_c}{k\Phi}. \quad (2-10)$$

Точки пересечения скоростной и механической характеристик с соответствующими осями абсцисс определяют

токи и момент в режиме короткого замыкания. Здесь под коротким замыканием понимается такой режим работы двигателя, когда его скорость, а следовательно, и э. д. с. равны нулю. При этом условии из (2-6) следует, что ток якоря двигателя определяется только сопротивлением

$R_{я} + R_{п.я}$ и не зависит от потока возбуждения

$$I_{я.к.з} = \frac{U_c}{R_{я} + R_{п.я}}. \quad (2-11)$$

Момент при коротком замыкании

$$M_{к.з} = k\Phi I_{я.к.з} = \frac{kU_c\Phi}{R_{я} + R_{п.я}}. \quad (2-12)$$

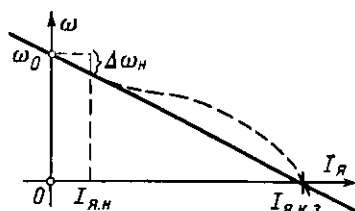


Рис. 2-2. Скоростная характеристика двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

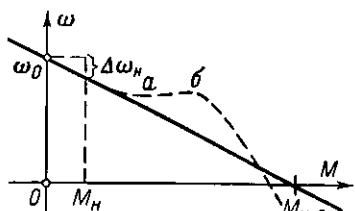


Рис. 2-3. Механическая характеристика двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

Скоростная и механическая характеристики, показанные сплошными линиями на рис. 2-2 и 2-3, построены при условии $k\Phi = \text{const}$. В действительности же, если не принимать специальных мер, с увеличением тока $I_{я}$ усиливается действие поперечной реакции якоря, приводящее к снижению потока возбуждения Φ или, как говорят, к размагничиванию машины. Это явление сказывается на форме скоростной и механической характеристик двигателя.

При малых значениях тока якоря и соответственно момента действие реакции якоря практически не проявляется, благодаря чему характеристика остается линейной. При дальнейшем увеличении тока начинается заметное снижение потока возбуждения, что вызывает отклонение характеристик от линейных в сторону больших скоростей. Соответствующие характеристики, учитывающие влияние реакции якоря, обозначены пунктирными линиями на рис. 2-2 и 2-3. Следует отметить, что, как это следует из (2-11), на ток короткого замыкания реакция якоря влияния не оказывает, тогда как момент при корот-

тока якоря вследствие снижения потока возбуждения уменьшается.

Следует обратить внимание на то обстоятельство, что в случае размагничивания двигателя под действием реакции якоря его механическая характеристика может содержать участок с положительной жесткостью (на рис. 2-3 — участок ab). Это обусловлено тем, что первый член в правой части (2-9) сначала растет быстрее, чем второй, а затем при дальнейшем увеличении момента сильнее сказывается второй член. Такая форма механической характеристики не может считаться удовлетворительной, так как в ряде случаев она приводит к неустойчивой работе электропривода. Поэтому в современных электрических машинах с целью устранения влияния реакции якоря в цепь якоря последовательно включают компенсационную обмотку, как это показано на рис. 2-4, которая располагается на главных полюсах. Наличие такой обмотки ослабляет влияние реакции якоря при изменении тока якоря в пределах, обусловленных коммутационной способностью коллектора, что позволяет не считаться с изменением потока возбуждения при анализе скоростных и механических характеристик двигателей постоянного тока независимого возбуждения. При этом практически можно считать поток возбуждения не зависящим от тока якоря. Поэтому в дальнейшем рассматриваются скоростные и механические характеристики при $k\Phi = \text{const}$ для любых значений тока якоря.

Уравнения скоростной и механической характеристик могут быть представлены в виде уравнений прямых, отсекающих на осях координат отрезки $I_{я.к.з}$ или $M_{к.з}$ и ω_0 , т. е.

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0}{I_{я.к.з}} I_a = \omega_0 \left(1 - \frac{I_a}{I_{я.к.з}} \right); \quad (2-13)$$

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0}{M_{к.з}} M = \omega_0 \left(1 - \frac{M}{M_{к.з}} \right). \quad (2-14)$$

Последние выражения могут быть получены непосредственно из (2-7) и (2-9) с учетом (2-10)—(2-12).

Из (2-10)—(2-12) следует, что основные параметры скоростных и механических характеристик ω_0 , $I_{я.к.з}$ и $M_{к.з}$ зависят от подведенного к зажимам двигателя напряжения U_c , сопротивления цепи якоря и потока возбуждения. При вариации значений последних величин могут быть получены семейства скоростных и механических характе-

ристик. Из этих семейств принято выделять естественную скоростную и естественную механическую характеристики, под которыми понимаются характеристики, соответствующие номинальному напряжению на зажимах якоря двигателя U_n , номинальному потоку возбуждения Φ_n , определяемому номинальным током в обмотке возбуждения $I_{в.н.}$ и отсутствию дополнительного сопротивления в цепи якоря ($R_{п.я} = 0$). Все остальные скоростные и механические характеристики называются искусственными.

Номинальными данными электрической машины называется совокупность параметров, характеризующих ее номинальный режим работы. Под последним понимается режим работы, для которого электрическая машина предназначена предприятием-изготовителем.

Для оценки жесткости механической характеристики целесообразно найти зависимость $M(\omega)$. Из (2=9) и (2=14)

$$M = \frac{k\Phi}{R_{я} + R_{п.я}} (U_c - k\Phi\omega) = M_{к.з} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right). \quad (2-15)$$

Тогда жесткость механической характеристики равна:

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = - \frac{(k\Phi)^2}{R_{я} + R_{п.я}} = - \frac{M_{к.з}}{\omega_0}. \quad (2-16)$$

Следовательно, модуль жесткости механической характеристики определяется только потоком возбуждения и сопротивлением цепи якоря. Из (2-16) следует также, что естественная механическая характеристика имеет наибольшее значение модуля жесткости по сравнению с искусственными характеристиками, так как ток возбуждения двигателя не может быть больше номинального, а сопротивление цепи якоря не может быть меньше $R_{я}$.

На практике для оценки жесткости механических характеристик двигателя независимого возбуждения часто используется другой параметр — уменьшение, или падение, скорости при номинальной нагрузке по сравнению со скоростью идеального холостого хода (см. рис. 2-2 и 2-3):

$$\Delta\omega_n = \omega_0 - \omega_n. \quad (2-17)$$

Из (2-7) и (2-9) следует, что

$$\Delta\omega_n = \frac{R_{я} + R_{п.я}}{k\Phi_n} I_{я.н} = \frac{R_{я} + R_{п.я}}{(k\Phi_n)^2} M_n, \quad (2-18)$$

где $I_{я.н.}$, M_n — ток якоря и электромагнитный момент двигателя в номинальном режиме работы.

Падение скорости $\Delta\omega_n$ характеризует крутизну механической характеристики — величину, обратную жесткости. Чем больше крутизна, тем меньше значение модуля жесткости или, как приято говорить, тем мягче характеристика.

Для сравнения характеристик двигателей различной мощности удобно представить уравнения этих характеристик в относительных единицах. При этом принимаются следующие базисные величины:

$U_b = U_n$, $I_b = I_{n,n}$ и $\Phi_b = \Phi_n$ — номинальные значения напряжения, тока якоря и потока возбуждения;

$\omega_b = \omega_{0e} = U_n/k\Phi_n$ — скорость идеального холостого хода на естественной характеристике;

$R_b = R_n = U_n/I_{n,n}$ — номинальное сопротивление, которое, будучи включено в цепь якоря неподвижного двигателя ($\omega = 0$), обуславливает в ней номинальную величину тока;

$M_b = M_n = k\Phi_n I_{n,n}$ — номинальный электромагнитный момент;

$P_b = U_n I_{n,n}$ — мощность, потребляемая двигателем из сети в номинальном режиме.

Далее для относительных значений переменных использованы прежние обозначения, но с индексом *, например $\omega_* = \omega/\omega_b$ и т. п. При принятых базисных величинах уравнения скоростной и механической характеристик в относительных единицах могут быть получены из (2-7) и (2-9) путем деления всех их членов на $\omega_b = \omega_{0e}$. С учетом выражений для базисных величин имеем:

$$\omega_* = \frac{U_{c*}}{k\Phi_*} - \frac{R_{n*} + R_{п.я*}}{k\Phi_*} I_{я*}; \quad (2-19)$$

$$\omega_* = \frac{U_{c*}}{k\Phi_*} - \frac{R_{n*} + R_{п.я*}}{(k\Phi_*)^2} M_*. \quad (2-20)$$

При номинальном потоке возбуждения относительные значения тока якоря и момента двигателя равны между собой ($M_* = k\Phi_n I_n/k\Phi_n I_{n,n} = I_{я*}$). В этом случае механическая и скоростная характеристики в относительных величинах идентичны.

В относительных единицах, как это следует из последних формул, номинальная скорость $\omega_{n*} = 1 - R_{н*}$, а падение скорости при номинальной нагрузке $\Delta\omega_{н*}$ согласно (2-18) принимает вид:

$$\Delta\omega_{н*} = R_{я*} + R_{п.я*}. \quad (2-21)$$

Для естественной характеристики

$$\Delta\omega_{н.е*} = R_{я*}. \quad (2-21a)$$

Величина $\Delta\omega_{н.е*}$ позволяет определить крутизну скоростных характеристик двигателя. Из (2-21a) следует, что крутизна (наклон) естественной скоростной характеристики определяется выражением в относительных единицах сопротивлением якоря двигателя.

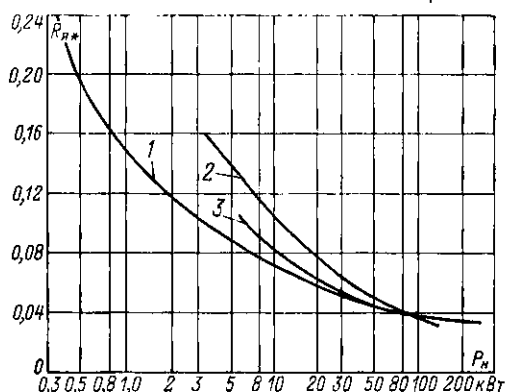


Рис. 2-4. Зависимости относительной величины сопротивления якорной цепи двигателей постоянного тока независимого возбуждения от номинальной мощности.

1 — двигатели единой серии П ($n = 1500$ об/мин);
2 — краново-металлургические двигатели серии ДП тихоходного исполнения; 3 — то же быстроходного исполнения.

Часто в относительных единицах выражают и жесткость механических характеристик

$$\beta_* = dM_*/d\omega_*. \quad (2-22)$$

Из (2-20) в общем случае следует:

$$\beta_* = -\frac{(k\Phi_*)^2}{R_{я*} + R_{пл*}}, \quad (2-23)$$

а для естественной характеристики

$$\beta_{е*} = -1/R_{я*}, \quad (2-23a)$$

т. е. модуль относительной жесткости естественной характеристики обратно пропорционален выраженному в относительных единицах сопротивлению якоря двигателя.

Из полученных формул следует, что относительное собственное сопротивление цепи якоря двигателя полностью определяет относительную жесткость и крутизну естественных характеристик. С увеличением мощности двигателей значение $R_{я\kern 0.08em\text{ж}}$ в общем случае снижается. На рис. 2-4 приведены построенные для разных серий двигателей постоянного тока зависимости $R_{я\kern 0.08em\text{ж}}$ от мощности, которые подтверждают это положение.

Для анализа условий преобразования энергии в двигателе постоянного тока независимого возбуждения обратимся к эквивалентной схеме цепи якоря двигателя, представленной на рис. 2-5. В этой схеме питающая сеть бесконечной мощности представлена источником напряжения U_c . Направления напряжения сети U_c и э. д. с. двигателя E соответствуют на рис. 2-5 двигательному режиму. Обычно принято считать, что электрическая энергия отдается от источника э. д. с., если направление тока в нем совпадает с направлением э. д. с., и, наоборот, источник э. д. с. потребляет электрическую энергию, если направление тока в нем противоположно направлению э. д. с. При указанном условии мощность двигателя и момент на его валу положительны, если осуществляется процесс преобразования электрической энергии в механическую, т. е. имеет место двигательный режим. При обратном преобразовании энергии мощность и момент на валу двигателя отрицательны.

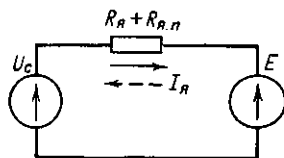


Рис. 2-5. Эквивалентная схема цепи якоря двигателя постоянного тока.

Для схемы на рис. 2-5 справедливо выражение (2-1). Умножим обе его части на $I_{я}$. Тогда

$$U_c I_{я} = E I_{я} + (R_{я} + R_{ц,я}) I_{я}^2. \quad (2-24)$$

В этом уравнении левая часть представляет собой мощность P_c , потребляемую двигателем из сети, второе слагаемое правой части — мощность потерь ΔP в активном сопротивлении, а первое слагаемое — мощность преобразования или, как ее иногда называют, электромагнитную мощность двигателя, обозначаемую $P_{эм}$. Учитывая (2-4) и (2-8), можно представить последнюю величину в виде

$$P_{эм} = E I_{я} = k\Phi\omega I_{я} = (k\Phi I_{я}) \omega = M\omega. \quad (2-25)$$

Следует отличать электромагнитную мощность двигателя $P_{эм}$ от полезной механической мощности на его валу P_m . В режиме преобразования электрической энергии в механическую последняя меньше $P_{эм}$ на величину механических потерь (трение в подшипниках, вентиляционные потери) и потерь в стали якоря, обусловленных его перемagnичиванием при вращении в неподвижном поле, создаваемом системой возбуждения машины. По этой же причине момент, определяемый по (2-8), несколько больше момента, передаваемого рабочему механизму. Поэтому момент, определяемый (2-8), является электромагнитным моментом двигателя, который отличается от его момента на валу на величину момента потерь. Обычно мощность механических потерь существенно меньше $P_{эм}$, в связи с чем практически электромагнитная мощность равна механической мощности на валу двигателя, т. е. $P_{эм} \approx P_m$.

Записывая выражение (2-24) в виде

$$P_c = P_{эм} + \Delta P, \quad (2-24a)$$

можно определить к. п. д. двигателя без учета потерь на возбуждение и механических потерь:

$$\eta = \frac{P_{эм}}{P_c} = \frac{P_c - \Delta P}{P_c} = 1 - \frac{R_{я} + R_{ц.я}}{U_c} I_n. \quad (2-25)$$

В номинальном режиме ($R_{ц.я} = 0$)

$$\eta = 1 - R_{я}, \quad (2-26)$$

т. е. с увеличением относительной величины сопротивления цепи якоря снижается к. п. д. двигателя.

Для осуществления тормозного режима двигателя необходимо, чтобы направления его э. д. с. и тока якоря совпадали. Рассмотрение схемы рис. 2-5 показывает, что это возможно при следующих условиях: $E > U_c$; E совпадает с U_c по направлению; $U_c \neq 0$. Рассмотрим отдельно каждый случай.

Первый из них ($E > U_c$) соответствует режиму рекуперации электрической энергии в сеть. Этот режим называют также режимом работы параллельно с сетью, имея в виду, что двигатель совместно с сетью отдает энергию другим потребителям, подключенным к той же сети.

При сохраняющемся прежнем потоке возбуждения приведенному условию рекуперации энергии $E > U_c$ соответствует условие $\omega > \omega_0$. Этот режим может быть осуществлен при $U_c = \text{const}$ в том случае, если активный

момент на валу двигателя обусловлен, например, уменьшением запаса потенциальной энергии опускающегося груза (рис. 2-6), и в других случаях, когда к валу двигателя со стороны рабочего органа приложен движущий момент.

Для рассматриваемого режима справедливо уравнение баланса мощностей, записанное в виде (2-24а). Однако в генераторном режиме, когда $M < 0$, знаки P_c и $P_{эм}$ противоположны по отношению к соответствующим величинам в двигательном режиме работы, а знак мощности

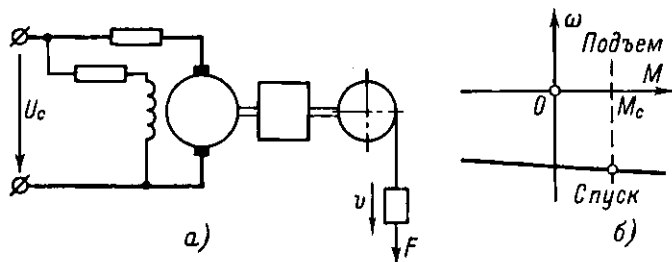


Рис. 2-6. К иллюстрации режима рекуперативного торможения двигателя постоянного тока независимого возбуждения при спуске груза.

а — схема включения; б — механическая характеристика; F и v — сила тяжести и скорость движения опускаемого груза.

потерь в обоих случаях одинаков. Поэтому уравнение баланса мощностей можно записать в виде

$$P_c = P_{эм} - (R_{л} + R_{п.я}) I_{я}^2.$$

Здесь полезной является энергия, возвращаемая электрической машиной в сеть P_c . В соответствии с этим к. п. д. электрической машины в режиме рекуперативного торможения определяется выражением

$$\eta_{р.т} = \frac{P_c}{P_{эм}} = 1 - \left| \frac{(R_{л} + R_{п.я}) I_{я}}{E} \right|. \quad (2-27)$$

При работе в режиме рекуперативного торможения нецелесообразно вводить в цепь якоря дополнительное сопротивление $R_{п.л}$, так как это в соответствии с (2-27) приводит к сближению к. п. д. и вызывает увеличение скорости. Последнее следует из (2-7) и (2-9) при условии $I_{я} < 0$ и $M < 0$, т. е.

$$\omega = \omega_0 + \frac{R_{л} + R_{п.я}}{k\Phi} |I_{я}| = \omega_0 + \frac{R_{л} + R_{п.я}}{(k\Phi)^2} |M|. \quad (2-28)$$

Если учесть, что, например, при спуске грузов речь может идти о превышении скорости идеального холостого хода ω_0 , то становится очевидным нежелательность этого явления.

Следует подчеркнуть, что в последних выражениях по-прежнему фигурируют электромагнитные моменты и мощность, которые, однако, в этом случае меньше момента и мощности на валу двигателя из-за механических потерь и потерь в стали якоря.

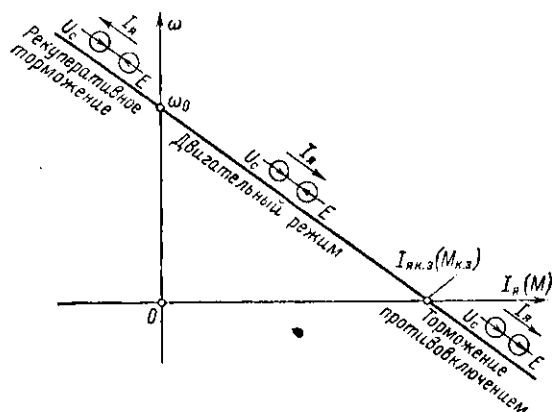


Рис. 2-7. Скоростная (механическая) характеристика двигателя постоянного тока независимого возбуждения, соответствующая его работе в двигательном и тормозных режимах при неизменном напряжении источника питания.

Скоростная и механическая характеристики в режиме рекуперативного торможения являются продолжением характеристик двигательного режима (рис. 2-7).

Совпадение направлений E и U_c при одинаковом направлении потока возбуждения возможно в следующих двух случаях. В первом из них момент короткого замыкания двигателя $M_{к.з}$ меньше активного момента статической нагрузки M_c , обусловленного, например, уменьшением потенциальной энергии опускаемого груза (рис. 2-8, а). При этом вал электродвигателя под действием момента нагрузки вращается в направлении, противоположном направлению двигательного режима. Второй случай имеет место тогда, когда при вращающемся электродвигателе изменяется полярность напряжения на зажимах

его якоря, что осуществляется переключением контакторов B и H в схеме на рис. 2-9 (например, отключение

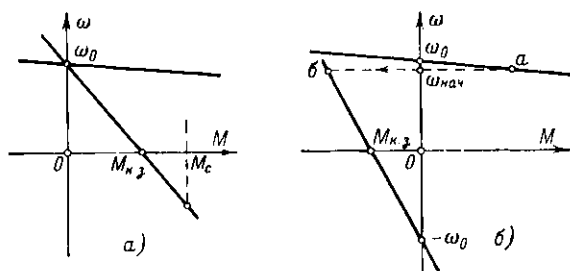


Рис. 2-8. К иллюстрации режима торможения противовключением двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

a — при $U_c > U_{к.з}$; b — при изменении полярности напряжения на зажимах якоря.

контактора «вперед» B и включение контактора «назад» H). При этом в первый момент времени угловая скорость не изменяется, так как система электропривода обладает некоторым запасом кинетической энергии, которая не может измениться мгновенно. В связи с этим в первый момент после переключения контактов режим работы электропривода будет характеризоваться точкой b на механической характеристике, соответствующей обратному направлению вращения и показанной на рис. 2-8, b . При этом двигатель развивает тормозной момент, действующий в направлении, противоположном направлению вращения и вызывающий торможение двигателя. Процесс торможения осуществляется до полной остановки двигателя, когда режим работы его соответствует точке с координатами $\omega = 0$; $M = M_{к.з}$ на механической характеристике двигателя (рис. 2-8, b). Если в этот момент не отключить двигатель от сети, то электропривод начнет

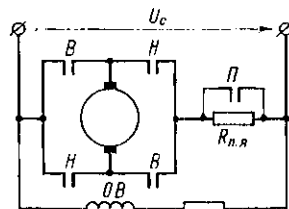


Рис. 2-9. Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения, предусматривающая торможение противовключением и реверс.

B, H — контакторы, с помощью которых изменяется полярность напряжения на якоре; H — контактор, с помощью которого в цепь якоря вводится $R_{л.я}$ на период торможения противовключением.

вращаться в обратном направлении или, как принято говорить, произойдет реверсирование электропривода (от лат. *reversus* — обратный).

Отметим, что принципиально возможен другой вариант, когда полярность напряжения на зажимах якоря остается неизменной, а меняется полярность напряжения на обмотке возбуждения. Но такой способ реверсирования практически не используется ввиду необходимости перематывания магнитной цепи двигателя, что связано с относительно длительным переходным процессом.

В обоих рассмотренных случаях электродвигатель вращается в направлении, обратном направлению двигательного режима. С этим связано название этого режима — противовключение.

Из анализа эквивалентной схемы на рис. 2-5 следует, что в режиме противовключения напряжение сети и э. д. с. двигателя включены последовательно. При этом также справедливо уравнение (2-24а) баланса мощностей. Однако в данном случае знаки мощностей P_c и $P_{эм}$ противоположны: $P_c > 0$, а $P_{эм} < 0$, так как знаки напряжения сети и тока якоря одинаковы, а знаки момента и скорости противоположны. Это дает основание записать уравнение баланса мощностей в виде

$$P_c + P_{эм} = \Delta P,$$

где каждый член представляет собой модуль соответствующей мощности.

Таким образом, мощность, потребляемая из сети, P_c и мощность, генерируемая электрической машиной в процессе торможения, $P_{эм}$ выделяются в виде потерь, рассеиваемых в сопротивлениях цепи якоря двигателя $R_{я}$ и $R_{п.л.}$. Очевидно, что при таком преобразовании энергии не имеет смысла говорить о к. п. д., так как полезно используемой энергии в этом случае нет.

Необходимо обратить внимание на то обстоятельство, что при противовключении ток якоря, как это следует из (2-1) с учетом знака э. д. с. $E < 0$, обусловлен суммой напряжения сети и э. д. с. двигателя. Если учесть, что относительная величина собственного сопротивления якоря обычно не превышает 0,10—0,12 (рис. 2-4), то становится очевидной необходимость включения в цепь якоря значительного добавочного сопротивления для осуществления режима противовключения при допустимых значениях

I_n . Из (2-1) в данном случае следует:

$$R_n + R_{n,n} = \frac{U_c + |E|}{I_{n*}}, \quad (2-29)$$

или в относительных величинах

$$R_{n*} + R_{n,n*} = \frac{U_{c*} + |E_*|}{I_{n*}}.$$

Обычно $I_{n, \text{доп*}} = 2 \div 2,5$. Если $U_c = U_n$ и в начальный момент торможения $\omega = \omega_n$, то $U_{c*} + |E_*| \approx 2$. Тогда

$$R_{n*} + R_{n,n*} = 1,0 \div 0,8.$$

Вследствие больших величин сопротивления цепи якоря жесткость механических характеристик в режиме противовключения не может быть высокой (см. рис. 2-8). Модуль ее относительного значения в соответствии с (2-23) составляет $|\beta_*| = 1,0 \div 1,3$. Для сравнения укажем, что модуль относительной жесткости естественных характеристик изменяется в пределах $|\beta_{e*}| = 30 \div 8$.

На рис. 2-10 показана схема, с помощью которой осуществляется динамическое торможение двигателя постоянного тока независимого возбуждения в случае отключения его якоря от сети (отключение контактора L) и замыкания его цепи на резистор $R_{д.т}$ (включение контактора T). Уравнение скоростной характеристики может быть получено, если в (2-6) положить $U_c = 0$. Тогда

$$0 = E + (R_a + R_{д.т}) I_a. \quad (2-30)$$

Отсюда

$$\omega = - \frac{R_a + R_{д.т}}{k\Phi} I_a. \quad (2-31)$$

Соответственно уравнение механической характеристики таково

$$\omega = - \frac{R_a + R_{д.т}}{(k\Phi)^2} M. \quad (2-32)$$

Скоростные и механические характеристики режима динамического торможения представляют собой прямые

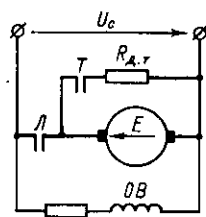


Рис. 2-10. Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения, предусматривающая динамическое торможение.

линии, проходящие через начало координат, как показано на рис. 2-11. Из (2-32) следует, что жесткость механических характеристик в режиме динамического торможения так же, как и в двигательном режиме, определяется добавочным сопротивлением в цепи якоря и потоком возбуждения двигателя. Механические характеристики при различных потоках возбуждения показаны на рис. 2-12. Сопоставляя (2-31) и (2-32) с (2-7) и (2-9), можно сделать вывод о том, что при $R_{д.т} = R_{д.л}$ и одинаковых значениях Φ механическая и скоростная характеристики динамического торможения будут параллельны соответствующим

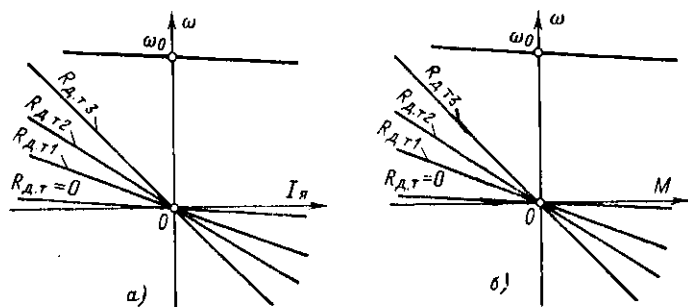


Рис. 2-11. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения, работающего в режиме динамического торможения

$$(R_{д.т1} < R_{д.т2} < R_{д.т3}).$$

характеристикам при включении двигателя в сеть по схеме на рис. 2-1. В частности, при $R_{д.т} = 0$ и $\Phi = \Phi_n$ они будут параллельны соответствующим естественным характеристикам.

Баланс мощностей в режиме динамического торможения, как это следует из (2-30), выражается соотношением

$$0 = P_{эм} + \Delta P,$$

т. е. вся энергия, генерируемая электрической машиной в процессе торможения, выделяется в виде потерь, рассеиваемых на сопротивлениях цепи якоря. Как и при торможении противовключением, полезного использования генерируемой энергии в этом случае нет, поэтому понятие к. п. д. для рассматриваемого режима утрачивает смысл.

Следует отметить, что при одинаковых начальных значениях скорости и момента потери энергии в режим динамического торможения меньше, чем в режиме торможения противовключением, так как в первом случае не потребления энергии из сети. Но в отличие от режим противовключения динамическое торможение при снижении угловой скорости становится малоэффективным в связи со снижением тормозного момента двигателя, как это следует из характеристик на рис. 2-11, б. С другой стороны, в режиме динамического торможения может быть реализована жесткая механическая характеристика при $R_{д.т} = 0$, которая используется в электроприводах подъемных механизмов для спуска тяжелых грузов на пониженной скорости.

Для ограничения тока якоря при динамическом торможении сопротивление его цепи должно быть не ниже

$$R_{я} + R_{д.т} = E/I_{я.доп},$$

где $I_{я.доп}$ — максимально допустимый ток якоря.

Если, как и в случае торможения противовключением, принять $I_{я.доп*} = 2 \div 2,5$, $E_* \approx 1$, то $R_{я*} \div R_{д.т*} = 0,5 \div 0,4$.

Отсюда модуль относительной жесткости $|\beta_*| = 2 \div 2,5$, т. е. жесткость механических характеристик динамического торможения, как правило, выше жесткости соответствующих характеристик при торможении в режиме противовключения.

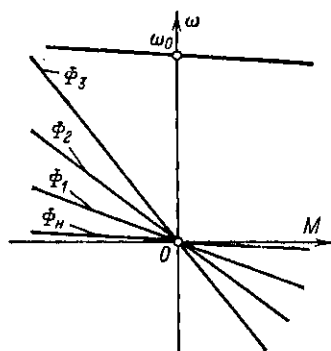


Рис. 2-12. Механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения, работающего в режиме динамического торможения, при изменении потока возбуждения ($\phi_n > \phi_1 > \phi_2 > \phi_3$).

2-2. МЕХАНИЧЕСКИЕ И СКОРОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

На рис. 2-13 приведена схема включения двигателя последовательного возбуждения. Обмотка возбуждения двигателя включена последовательно с его якорем, в связи

с чем ток возбуждения, а следовательно, и поток возбуждения определяются нагрузкой на валу двигателя. Для схемы рис. 2-13 будет справедливо уравнение (2-6) с той лишь разницей, что сопротивление цепи якоря включает в себя и сопротивление обмотки возбуждения R_{Σ} , т. е.

$$U_c = k\Phi(I_a)\omega + R_{\Sigma}I_a, \quad (2-33)$$

где $R_{\Sigma} = R_a + R_b + R_{\text{н.л.}}$.

Однако в отличие от двигателя с независимым возбуждением в данном случае из этого уравнения нельзя получить аналитические выражения для скоростной и механической характеристик, так как поток и ток возбуждения связаны между собой нелинейной зависимостью, которую, как правило, нельзя представить в виде формулы.

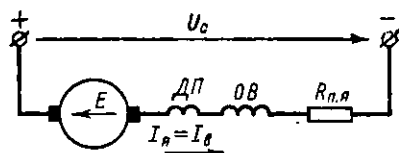


Рис. 2-13. Схема включения двигателя постоянного тока последовательного возбуждения.

Внешние уравнения скоростной и механической характеристик рассматриваемого двигателя не отличаются от

соответствующих уравнений для двигателя с независимым возбуждением. Они могут быть получены из (2-33) и (2-8) и записываются в виде

$$\omega = \frac{U_c}{k\Phi(I_a)} - \frac{R_{\Sigma}}{k\Phi(I_a)} I_a; \quad (2-34)$$

$$\omega = \frac{U_c}{k\Phi(I_a)} - \frac{R_{\Sigma}}{[k\Phi(I_a)]^2} M. \quad (2-35)$$

При расчете или построении характеристик по формулам (2-34) и (2-35) необходимо знать, как изменяются поток и момент при изменении тока якоря. Для этой цели используют так называемые универсальные (или обобщенные) кривые $\Phi_*(I_{\text{я*}})$ и $M_*(I_{\text{я*}})$, построенные для определенной серии электрических двигателей последовательного возбуждения (рис. 2-14, а). Возможность обобщения подобного рода характеристик связана с тем обстоятельством, что для электрических машин определенной серии относительные величины зазоров и степени насыщения магнитной цепи мало отличаются друг от друга. При построении характеристик на рис. 2-14, а в относительных единицах в качестве базисных величин

для напряжения, тока якоря и потока возбуждения приняты те же величины, что и для двигателей с независимым возбуждением. Следует обратить внимание на то, что при $I_{я*} > 1$ момент, развиваемый двигателем последовательного возбуждения, возрастает в большей степени, чем ток якоря, т. е. $M_* > I_{я*}$. Это свойство является одним из достоинств рассматриваемых двигателей. На рис. 2-14, а для сравнения пунктиром показана зависимость $M_{н.в*}(I_{я*})$ для двигателей с независимым возбуждением. При одной и той же перегрузке по току якоря

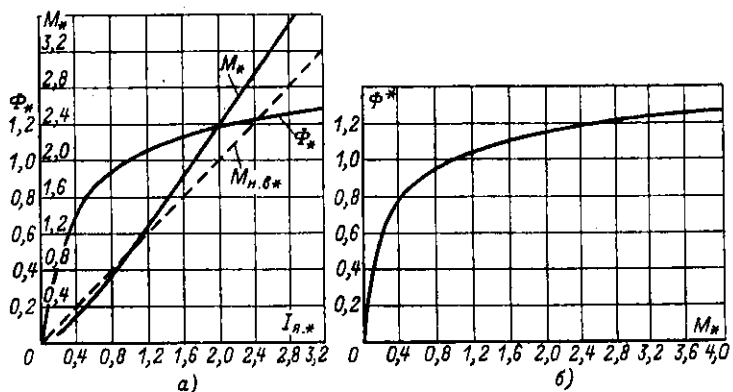


Рис. 2-14. Универсальные зависимости для двигателей постоянного тока последовательного возбуждения серии ДП а — $M_*(I_{я*})$ и $\Phi_*(I_{я*})$; б — $\Phi_*(M_*)$.

двигатель последовательного возбуждения развивает больший момент, чем двигатель независимого возбуждения, что объясняется ростом потока возбуждения с увеличением тока якоря в первом из них (при $I_{я*} > 1$ также $\Phi_* > 1$). В частности, при обычно допустимых значениях тока якоря $I_{я, доп*} = 2 \div 2,5$ момент $M_* = 2,4 \div 3,0$.

Из рис. 2-14, а можно сделать вывод, что момент и поток двигателя связаны однозначно, т. е. для двигателя последовательного возбуждения можно построить кривую $\Phi_*(M_*)$, показанную на рис. 2-14, б. Последнее означает, что при построении механических характеристик не обязательно пользоваться двумя кривыми $\Phi(I_{я})$ и $M(I_{я})$; можно воспользоваться лишь зависимостью $\Phi(M)$, записывая (2-35) в виде

$$\omega = \frac{U_c}{k\Phi(M)} - \frac{R_{я\Sigma}}{[k\Phi(M)]^2} M. \quad (2-35a)$$

Следует отметить, что здесь не случайно подчеркивается необходимость использования зависимости $\Phi(I_{\text{я}})$, а не кривой намагничивания $\Phi(I_{\text{в}})$, так как первая из них соответствует работе машины в схеме последовательного возбуждения, что позволяет автоматически учесть реакцию якоря при изменении $I_{\text{я}}$. Кривая же $\Phi(I_{\text{в}})$ соответствует изменению потока от тока возбуждения при отключенном якоре двигателя.

При увеличении тока якоря увеличиваются ток возбуждения и момент двигателя, что в соответствии с (2-34) и (2-35а) приводит к снижению его скорости. Для получения более подробного представления о характеристиках двигателя последовательного возбуждения можно воспользоваться кусочно-линейной аппроксимацией кривой намагничивания $\Phi(I_{\text{я}})$. Ее начальный участок ($I_{\text{я}*} \leq 0,3$) может быть с достаточной точностью аппроксимирован прямой

$$\Phi = \alpha_1 I_{\text{я}}. \quad (2-36)$$

Тогда зависимость $\Phi(M)$ может быть представлена в виде

$$\Phi = \sqrt{\frac{\alpha_1}{k} M}. \quad (2-37)$$

Подставляя (2-36) в (2-34) и (2-37) в (2-35а), получаем:

$$\omega = \frac{U_c}{k\alpha_1 I_{\text{я}}} - \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k\alpha_1}; \quad (2-38)$$

$$\omega = \frac{U_c}{\sqrt{k\alpha_1 M}} - \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k\alpha_1}. \quad (2-39)$$

Таким образом, при малых нагрузках, когда $I_{\text{я}*} \leq 0,3$ и $M_* \leq 0,15$, скоростная и механическая характеристики представляют собой кривые гиперболического типа, одной из асимптот которых является ось ординат. Вторую асимптоту рассматривать не имеет смысла, так как она соответствует $I_{\text{я}} \rightarrow \infty$ и $M \rightarrow \infty$, т. е. таким величинам тока якоря и момента, которые лежат за пределами аппроксимации. Из (2-38) и (2-39) следует, что при $I_{\text{я}} \rightarrow 0$ и $M \rightarrow 0$, т. е. при идеальном холостом ходе, скорость двигателя неограниченно возрастает ($\omega \rightarrow \infty$). В действительности скорость двигателя даже при идеальном холостом ходе будет конечной, так как при $I_{\text{я}} \rightarrow 0$ имеем $\Phi \rightarrow \Phi_{\text{ост}}$. Наличие остаточного потока определяет сле-

дующую величину скорости идеального холостого хода:

$$\omega_0 = \frac{U_c}{k\Phi_{\text{ост}}}.$$

Обычно $\Phi_{\text{ост}*} = 0,02 \div 0,09$, в связи с чем ω_0 может в десятки раз превышать номинальную скорость двигателя. Такое превышение значения скорости двигателя

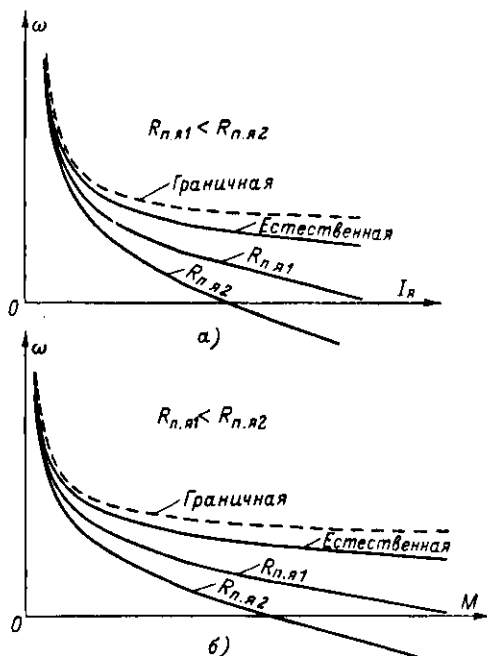


Рис. 2-15. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателей постоянного тока последовательного возбуждения.

недопустимо по условиям прочности коллектора и бандажей, крепящих обмотку якоря. Для выпускаемых промышленностью двигателей последовательного возбуждения кратность допустимой максимальной скорости к номинальной составляет не более 4. В связи с этим ограничивается область применения рассматриваемых электродвигателей. Их нельзя применять для привода механизмов, у которых возможен режим холостого хода с малыми потерями. В частности, для устранения условий

возникновения разнота в приводах с двигателями последовательного возбуждения недопустимо применение ременных, клиноременных и цепных передач.

Из (2-38) и (2-39) следует, что начальные участки скоростной и механической характеристик двигателя имеют большую крутизну (рис. 2-15), т. е. относительно небольшим изменениям нагрузки соответствуют значительные изменения скорости. Поэтому при малых нагрузках жесткость механической характеристики невелика. Для определения значения β следует решить (2-39) относительно момента

$$M = \frac{k\alpha_1 U_c^2}{(k\alpha_1 \omega + R_{я\Sigma})^2}.$$

Отсюда

$$\beta = - \frac{2(k\alpha_1 U_c)^2}{(k\alpha_1 \omega + R_{я\Sigma})^3}.$$

Из последнего выражения следует, что жесткость механической характеристики изменяется. По мере снижения скорости растет модуль абсолютной жесткости характеристик.

Второй участок линейной аппроксимации характеристики намагничивания $\Phi(I_{я})$ соответствует значениям тока якоря $I_{я*} > 1,3$ и $M_* > 1,4$. Для этого участка справедливы следующие соотношения:

$$\Phi = \Phi_0 + \alpha_2 I_{я}; \quad (2-36a)$$

$$\Phi = \frac{\Phi_0}{2} (1 + \sqrt{1 + \xi M}), \quad (2-37a)$$

где $\xi = 4\alpha_2/k\Phi_0^2$.

Используя (2-36a) и (2-37a), можно уравнения характеристик двигателя представить в виде

$$\omega = \frac{U_c}{k(\Phi_0 + \alpha_2 I_{я})} - \frac{R_{я\Sigma}}{k(\Phi_0 + \alpha_2 I_{я})} I_{я}; \quad (2-38a)$$

$$\omega = \frac{2U_c}{k\Phi_0(1 + \sqrt{1 + \xi M})} - \frac{4R_{я\Sigma}}{k^2\Phi_0^2(1 + \sqrt{1 + \xi M})^2} M. \quad (2-39a)$$

Из последних формул следует, что и в этом случае крутизна скоростной и механической характеристик зависит от нагрузки, но уже в меньшей степени, чем на начальном участке, так как $\alpha_2 \ll \alpha_1$. При полном насыщении машины ($\alpha_2 \rightarrow 0$) уравнения характеристик двига-

теля последовательного возбуждения (2-38а) и (2-39а) становятся аналогичными уравнениям характеристик двигателя независимого возбуждения (2-7) и (2-9). Таким образом, в зоне больших нагрузок, когда $I_{л*} > 1,3$, $M_* > 1,4$, скоростные и механические характеристики двигателя последовательного возбуждения близки к прямым (рис. 2-15). Из последних уравнений также следует, что крутизна характеристик возрастает при увеличении сопротивления в цепи якоря двигателя.

Для определения жесткости механической характеристики при больших нагрузках найдем зависимость $M(\omega)$:

$$M = k \frac{(U_c - k\omega\Phi_0)(\alpha_2 U_c + \Phi_0 R_{л\Sigma})}{(\alpha_2 k\omega + R_{л\Sigma})^2}.$$

Тогда

$$\beta = -k^2 \frac{\alpha_2 (2U_c - k\Phi_0\omega) + \Phi_0 R_{л\Sigma}}{(\alpha_2 k\omega + R_{л\Sigma})^3} (\alpha_2 U_c + \Phi_0 R_{л\Sigma}).$$

Жесткость механической характеристики и в этом случае является переменной величиной, зависящей от скорости, но в отличие от начального участка механической характеристики здесь она меняется относительно меньше и ее модуль существенно больше. При увеличении нагрузки, когда $\alpha_2 \rightarrow 0$, жесткость характеристик становится постоянной, так как $\beta \rightarrow -(k\Phi_0)^2/R_{л\Sigma}$.

Таким образом, механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения представляет собой кривую с переменной крутизной, причем крутизна уменьшается по мере увеличения нагрузки двигателя. В этом заключается и определенное достоинство рассматриваемого двигателя: оператор, управляющий электроприводом, имеет возможность по величине скорости косвенно судить о нагрузке механизма. Кроме того, если выполнение рабочих операций осуществляется при скорости, близкой к номинальной, то выполнение вспомогательных операций в режиме холостого хода механизма (но не двигателя) автоматически происходит при повышенных значениях скорости.

На основании (2-34) и (2-35а) можно построить семейство скоростных и механических характеристик при различных значениях $R_{л\Sigma}$ и U_c . Из этого семейства характеристик принято выделять естественные характеристики $\omega(I_{л*})$ и $\omega(M)$ при $U_c = U_n$ и $R_{л\Sigma} = R_{л*} + R_n$, а также

так называемые граничные характеристики, соответствующие естественным характеристикам идеализированной машины постоянного тока последовательного возбуждения, цепь якоря которой не содержит сопротивления ($R_n + R_b = 0$), а магнитная система имеет те же характеристики, что и реальная машина. При указанных условиях согласно (2-34) и (2-35а)

$$\omega_{гр} = U_n / k\Phi(I_a) \quad (\text{рис. 2-16}); \quad (2-40)$$

$$\omega_{гр} = U_n / k\Phi(M). \quad (2-41)$$

Из (2-40) и (2-34) следует, что угловая скорость при одном и том же значении тока, а значит, и момента в случае включения сопротивления в цепь якоря может быть определена по скорости на граничной характеристике следующим образом:

$$\omega = \omega_{гр} (1 - R_{я\Sigma*} I_{я*}). \quad (2-42)$$

Однако граничная характеристика не всегда бывает известна. Обычно в литературе приводятся универсальные естественные скоростные характеристики, при построении которых номинальная скорость двигателя принята за базисную величину. В действительности при та-

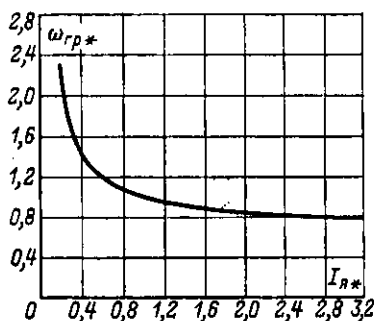


Рис. 2-16. Универсальная скоростная граничная характеристика двигателей постоянного тока последовательного возбуждения серии ДП.

кой базисной величине скорости характеристики в относительных величинах не могут быть универсальными в полном смысле слова, поскольку их жесткость зависит от сопротивления, а относительное значение сопротивления цепи якоря ($R_{я*} + R_{в*}$) изменяется в широких пределах для двигателей различной мощности (рис. 2-17). Поэтому обычно в каталогах и справочниках приводятся две характеристики ω_* ($I_{я*}$) для двигателей с мощностями до 10 кВт и более 10 кВт.

В тех случаях, когда известна естественная скоростная характеристика, значение скорости на искусственной харак-

теристике при заданном токе якоря определяется по формуле

$$\omega = \omega_e \frac{U_c - R_{\Sigma} I_{\Lambda}}{U_n - (R_{\Lambda} + R_{\text{в}}) I_{\Lambda}} \quad (2-43)$$

Граничная скоростная характеристика не зависит от сопротивления якоря. Поэтому если ее построить в относительных единицах, то можно получить действительно универсальную характеристику для определенной серии двигателей. Это обусловлено тем, что характеристики магнитных систем двигателей одной серии можно считать подобными с точностью, достаточной для практических расчетов. На рис. 2-16 показана универсальная скоростная граничная характеристика $\omega_{\text{гр}*}(I_{\Lambda*})$, построенная для двигателей последовательного возбуждения серии ДП. При этом скорость на граничной характеристике при $I_{\Lambda} = I_{\Lambda, \text{н}}$ принята за базисную. Ее величина определяется по формуле

$$\begin{aligned} \omega_{\text{б}} &= \frac{U_{\text{н}}}{k\Phi(I_{\Lambda, \text{н}})} = \frac{U_{\text{н}}}{k\Phi_{\text{н}}} = \\ &= \frac{\omega_{\text{н}}}{1 - (R_{\Lambda*} + R_{\text{в}*})}, \quad (2-44) \end{aligned}$$

из которой следует, что для определения базисной скорости помимо паспортной величины $\omega_{\text{н}}$ необходимо также

знать относительное сопротивление двигателя $R_{\Lambda*} + R_{\text{в}*}$.

Переходя к анализу тормозных режимов двигателя последовательного возбуждения, прежде всего отметим, что для него неосуществим режим рекуперации, так как он связан с необходимостью увеличения скорости выше скорости идеального холостого хода.

Режим торможения последовательно с сетью — про-
тивовключение — осуществляется при тех же условиях, что и для двигателя независимого возбуждения, т. е. при активном моменте нагрузки, когда $M_{\text{с}} > M_{\text{к.з}}$ (характеристика 1 на рис. 2-18), или при переключении полярности напряжения на зажимах якоря в соответствии со

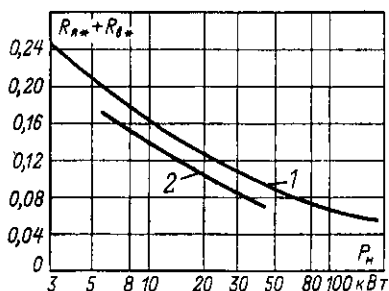


Рис. 2-17. Зависимости от номинальной мощности относительной величины сопротивления якорной цепи двигателей постоянного тока последовательного возбуждения серии ДП тихоходного (1) и быстроходного (2) исполнений.

схемой на рис. 2-19 (характеристика 2 на рис. 2-18). Как и для двигателя независимого возбуждения, при торможении противовключением в цепь якоря должно быть включено дополнительное сопротивление для ограничения тока. Величина этого сопротивления может быть определена по формуле

$$R_{я} + R_{в} + R_{ц.я} = \frac{U_c + k\Phi(I_{я.макс})\omega_{макс}}{I_{я.макс}},$$

или в относительных единицах

$$R_{я\Sigma*} = \frac{1 + \Phi_*(I_{я.макс*})\omega_{макс*}}{I_{я.макс*}},$$

где $\omega_{макс}$ — начальная скорость, с которой осуществляется режим противовключения.

Если принять $\omega_{макс*} = 1$ и $I_{я.доп*} = 2 \div 2,5$, то $R_{я\Sigma*} = 1,1 \div 0,9$. При таком сопротивлении цепи якоря

жесткость механических характеристик двигателя последовательного возбуждения в режиме торможения противовключением не велика.

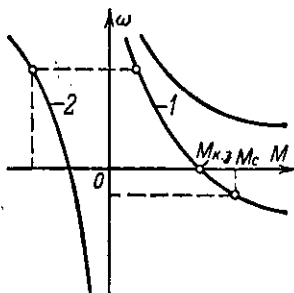


Рис. 2-18. Характеристики для режима торможения противовключением двигателя постоянного тока последовательного возбуждения.

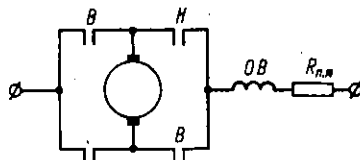


Рис. 2-19. Схема включения двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, предусматривающая торможение противовключением и реверс.

Для двигателя последовательного возбуждения возможны две схемы осуществления динамического торможения при питании обмотки возбуждения независимо от якоря и при самовозбуждении. Схема для реализации первого варианта показана на рис. 2-20. После отключения линейного контактора L замыкаются оба контакта контактора T , в результате чего якорь двигателя замыкается на резистор $R_{д.т}$, а обмотка возбуждения включается на напряжение сети через добавочный резистор $R_{т.в}$. Величина сопротивления последнего обычно выбирается таким образом, чтобы $I_{т.в} = I_{я.н}$. В рассматривае-

мом случае поток двигателя не изменяется и, следовательно, скоростные и механические характеристики и их уравнения будут точно такими же, как и для двигателя независимого возбуждения. Однако в отличие от двигателя независимого возбуждения в данном случае при динамическом торможении цепью обмотки возбуждения потребляется большая мощность из сети. Действительно, если выбирается $I_{т.в} = I_{н.п.}$, то $P_v = I_{я.н} U_n = P_n$, т. е. в цепи возбуждения рассеивается такая же мощность,

какая потребляется двигателем из сети в номинальном режиме.

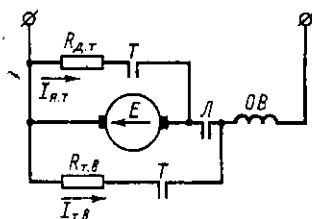


Рис. 2-20. Схема включения двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, предусматривающая режим динамического торможения с независимым возбуждением.

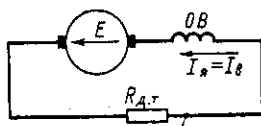


Рис. 2-21. Схема динамического торможения с самовозбуждением двигателя постоянного тока последовательного возбуждения.

При динамическом торможении с самовозбуждением двигатель отключается от сети, его обмотка возбуждения остается включенной в цепь якоря, которая замыкается на дополнительное сопротивление $R_{д.т.}$ по схеме на рис. 2-21. После отключения двигателя от сети якорь продолжает вращаться под действием сил инерции и в его обмотке наводится э. д. с., обусловленная остаточным потоком возбуждения. Под действием этой э. д. с. в замкнутом контуре цепи якоря возникает ток, который одновременно является и током возбуждения. Если направление этого тока таково, что обусловленный им магнитный поток совпадает по направлению с остаточным потоком, то в результате увеличивается поток и возрастает э. д. с. якоря, что в свою очередь вызывает увеличение тока, а значит, и потока и т. д. Иными словами, в рассматриваемой схеме будет иметь место процесс самовозбуждения. Из приведенного описания процесса самовозбуждения следует, что для его возникновения необходимо, чтобы направление тока в обмотке возбуждения совпадало с

направлением тока в этой обмотке в режиме, предшествовавшем торможению, если при этом направление вращения также остается прежним.

В частности, если режиму динамического торможения предшествует двигательный режим, то для выполнения сформулированного условия необходимо переключить зажимы обмотки возбуждения или якоря, так как в двигательном режиме направление тока совпадает с направлением напряжения сети, тогда как в режиме торможения оно должно совпадать с направлением э. д. с. двигателя, т. е. без указанных переключений направление тока возбуждения может

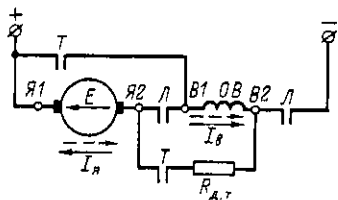


Рис. 2-22. Схема включения двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, предусматривающая режим динамического торможения с самовозбуждением.

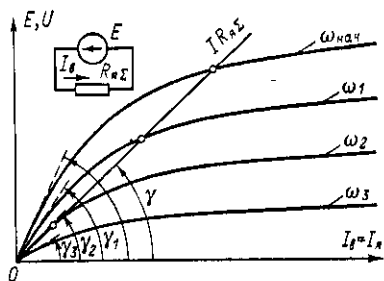


Рис. 2-23. Вольт-амперные характеристики сопротивления цепи якоря ($R_{я\Sigma}$) и источника э. д. с. $E(I_B)$ двигателя ($\omega_{нач} > \omega_1 > \omega_2 > \omega_3$).

измениться на обратное. Необходимые переключения обмотки возбуждения реализуются, например, в схеме, приведенной на рис. 2-22. На этой схеме пунктирными стрелками показаны направления токов при работе в двигательном режиме, когда замкнуты контакты $\mathcal{L}$ и зажим $\text{Я}2$ якоря соединен с зажимом $\text{В}1$ обмотки возбуждения. После переключения схемы на режим динамического торможения размыкаются контакты $\mathcal{L}$ и замыкаются $\mathcal{T}$, в результате чего с зажимом якоря $\text{Я}2$ соединяется зажим $\text{В}2$ обмотки возбуждения. Направления токов в якоре и обмотке возбуждения для этого случая показаны на схеме сплошными стрелками. Благодаря указанному переключению направление тока обмотки возбуждения остается неизменным, тогда как направление тока якоря меняется на обратное.

Ток и момент двигателя могут быть определены на основании анализа работы электрической цепи по схеме

на рис. 2-21, содержащей активное сопротивление $R_{\Sigma} = R_{\text{я}} + R_{\text{в}} + R_{\text{д.т}}$ и источник э. д. с. с нелинейной характеристикой, приведенной на рис. 2-23. Как известно из теории электрических цепей, установившийся режим работы такой цепи характеризуется точкой пересечения вольт-амперных характеристик элементов схемы. Вольт-амперная характеристика активного сопротивления представляет собой прямую линию, угол наклона которой определяется R_{Σ} в соответствии с выражением $\operatorname{tg} \gamma = m R_{\Sigma}$, где m — коэффициент, учитывающий масштабы по осям на рис. 2-23. Для источника э. д. с. следует построить семейство характеристик $E(I_{\text{в}})$ для ряда значений скорости. Из графиков на рис. 2-23 видно, что не для всякого значения скорости существует точка пересечения вольт-амперных характеристик, т. е. не всегда возможен режим самовозбуждения. В частности, при $\omega \leq \omega_2$ самовозбуждение прекращается. Очевидно, что для существования режима самовозбуждения при какой-либо скорости ω_j необходимо, чтобы угол наклона γ вольт-амперной характеристики сопротивления цепи якоря $U = R_{\Sigma} I_{\text{я}}$ был меньше угла наклона γ_j начального участка вольт-амперной характеристики источника э. д. с. $E(I_{\text{в}})$ при данной угловой скорости, т. е. $\gamma < \gamma_j$.

Если учесть, что касательная к начальной части кривой $E(I_{\text{в}})$ при каком-либо значении скорости соответствует вольт-амперной характеристике постоянного по величине сопротивления $R_j = \operatorname{tg} \gamma_j / m$, то приведенное выше условие может быть сформулировано иначе: для существования режима самовозбуждения необходимо, чтобы $R_{\Sigma} < R_j$. При $R_{\Sigma} = R_j$ самовозбуждение прекращается при скорости ω_j . Поэтому это сопротивление является критическим для данной скорости ω_j .

Принимая начальный участок кривой намагничивания электрической машины линейным и выражая э. д. с. в соответствии с (2-4) и (2-36) в виде $E = k \alpha_1 I_{\text{я}} \omega$, можно представить $R_{\text{кр}}$ в виде

$$R_{\text{кр}} = \frac{E}{I_{\text{я}}} = k \alpha_1 \omega,$$

откуда следует, что критическое сопротивление контура самовозбуждения снижается по мере уменьшения скорости в процессе торможения.

Из приведенных рассуждений вытекает, что для возникновения режима динамического торможения с само-

возбуждением необходимо выполнение условия

$$R_{я\Sigma} < R_{кр,нач} = k\alpha_1\omega_{нач},$$

где $\omega_{нач}$ — скорость, с которой начинается процесс торможения самовозбуждением.

Для построения скоростных характеристик двигателя последовательного возбуждения в режиме динамического

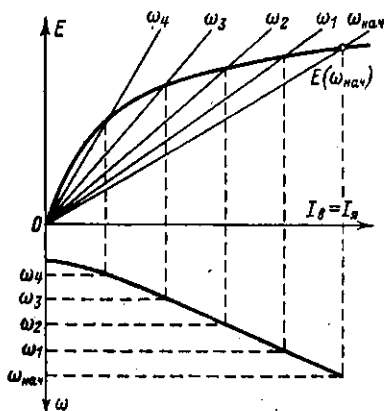


Рис. 2-24. К построению скоростной характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения при динамическом торможении с самовозбуждением.

торможения с самовозбуждением можно использовать семейство характеристик $E(I_a)$, построенное для ряда значений ω , и вольт-амперную характеристику сопротивления цепи якоря, как показано на рис. 2-23. По точкам пересечения указанных характеристик могут быть найдены значения $I_a = I_a$ для каждой скорости. Однако можно значительно упростить метод построения характеристик, построив лишь одну нелинейную зависимость $E(I_a)$ для начального значения скорости $\omega_{нач}$, приведенную на рис. 2-24,

а для других значений скорости следует изменять масштаб по оси ординат.

Действительно, из уравнения

$$E = \omega k\Phi(I_a) = R_{я\Sigma} I_a$$

следует, что если построить только одну вольт-амперную характеристику э. д. с. для начальной скорости

$$E_{\omega_{нач}} = \omega_{нач} k\Phi(I_a),$$

то для других значений скорости

$$E_{\omega_j} = E_{\omega_{нач}} \frac{\omega_j}{\omega_{нач}} = R_{я\Sigma} I_a$$

или

$$E_{\omega_{нач}} = \frac{\omega_{нач}}{\omega_j} R_{я\Sigma} I_a.$$

Таким образом, для значений скорости, отличных от начальной, вольт-амперные характеристики нагрузки (сопротивления цепи якоря) представляют собой пучок прямых, проходящих через начало координат и имеющих различные масштабы по оси ординат, определяемые по формуле

$$m_e = m_{e \text{ нач}} \frac{\omega_{\text{нач}}}{\omega}.$$

Ход построения скоростной характеристики ω ($I_{\text{я}}$) показан на рис. 2-24. Механическая характеристика может быть построена по точкам скоростной, если учесть, что

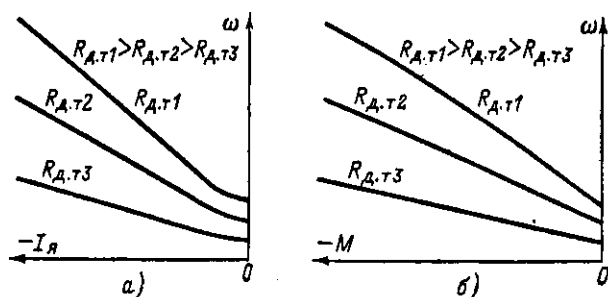


Рис. 2-25. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения в режиме динамического торможения с самовозбуждением.

$M = EI_{\text{я}}/\omega$. На рис. 2-25 представлены скоростные и механические характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения в режиме динамического торможения при разных значениях $R_{\text{д.т}}$. Из этих характеристик видно, что при постоянном значении сопротивления цепи якоря динамическое торможение осуществляется в относительно узкой зоне скоростей. При этом модуль жесткости механических характеристик относительно высокий. С целью осуществления электрического торможения двигателя до достаточно малых значений скоростей необходимо по мере снижения скорости уменьшать добавочное сопротивление в цепи якоря.

В действительности механические и скоростные характеристики в режиме динамического торможения с самовозбуждением несколько отличаются от характеристик

рис. 2-25, построенных на основании приведенной на рис. 2-24 теоретической кривой намагничивания. На практике при снижении тока возбуждения до нуля в электрической машине имеется остаточный поток, обуславливающий начальную э. д. с. в процессе самовозбуждения. Вольтамперные характеристики для машины с реальной кривой намагничивания показаны на рис. 2-26, а соответствующие этому случаю скоростная и механическая характеристики — на рис. 2-27. Сопоставление этих характеристик с характеристиками, приведенными на рис. 2-25,

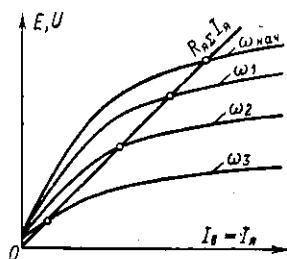


Рис. 2-26. Вольтамперные характеристики сопротивления цепи якоря ($R_{a\Sigma} I$) и источника э. д. с. двигателя $E(I_f)$ для случая реальной кривой намагничивания ($\omega_{нач} > \omega_1 > \omega_2 > \omega_3$).

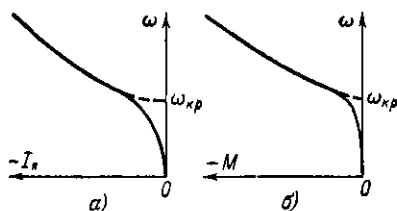


Рис. 2-27. Скоростная (а) и механическая (б) характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения в режиме динамического торможения с самовозбуждением, построенные при учете остаточного магнитного потока.

показывает, что при токах, соответствующих насыщению магнитной цепи, эти характеристики практически не отличаются друг от друга. При токе возбуждения (якоря), соответствующем линейному участку кривой намагничивания, процесс торможения не прекращается совсем, но становится малоэффективным, так как резко снижается величина момента. В связи с этим приведенное выше условие $R_{a\Sigma} < R_{кр}$ на практике следует понимать в том смысле, что при его соблюдении может быть получен значительный по величине тормозной момент при заданной скорости. Показанные на рис. 2-27 пунктирные линии соответствуют характеристикам, построенным без учета остаточного магнитного потока.

2-3. МЕХАНИЧЕСКИЕ И СКОРОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА СО СМЕШАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

На рис. 2-28 приведена схема включения двигателя со смешанным возбуждением, который имеет две обмотки возбуждения: независимую и последовательную. В двигательном режиме, для которого на схеме показаны стрелками направления токов, намагничивающие силы (н. с.) независимой и последовательной обмоток возбуждения направлены согласно. В этом режиме н. с. главных полюсов двигателя определяется суммой н. с. отдельных обмоток

$$F_{\text{в}} = F_{\text{нез}} + F_{\text{пос}} = w_{\text{нез}} I_{\text{в.нез}} + w_{\text{пос}} I_{\text{я}}, \quad (2-45)$$

где $w_{\text{нез}}$, $w_{\text{пос}}$ — числа витков независимой и последовательной обмоток возбуждения.

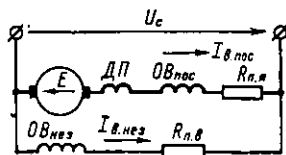


Рис. 2-28. Схема включения двигателя постоянного тока смешанного возбуждения.

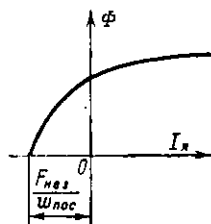


Рис. 2-29. Зависимость потока двигателя постоянного тока смешанного возбуждения от тока якоря.

Магнитный поток двигателя смешанного возбуждения так же, как и двигателя последовательного возбуждения, зависит от тока якоря, а значит, и от момента на валу. Отсюда следует, что для скоростных и механических характеристик двигателя справедливы уравнения (2-34) и (2-35). Однако в данном случае зависимость $\Phi(I_{\text{я}})$ отличается от аналогичной зависимости для двигателей последовательного возбуждения. Прежде всего эта зависимость за счет $F_{\text{нез}} = \text{const}$ будет иметь смещение вправо по оси абсцисс начало координат, как показано на рис. 2-29. Ток якоря, соответствующий полностью размагниченому двигателю, может быть определен из (2-45) при $F_{\text{в}} = 0$

$$I_{\text{я.см}} = - \frac{F_{\text{нез}}}{w_{\text{пос}}}.$$

Кроме того, магнитный поток двигателя определяется не только н. с. обмоток возбуждения, но также и реакцией якоря. В связи с этим вид кривой $\Phi(I_{\text{я}})$ будет в известной степени определяться соотношением н. с. обмоток возбуждения. Из указанного положения следует, в частности, вывод о том, что для двигателей смешанного возбуждения при различных значениях отношения $F_{\text{нез}}/F_{\text{пос}}$ практически нельзя использовать универсальные характеристики.

Выпускаемые промышленностью двигатели смешанного возбуждения рассчитываются таким образом, что в номинальном режиме работы отношение н. с. обмоток возбуждения составляет

$$\frac{F_{\text{нез}}}{F_{\text{пос. п}}} = \frac{F_{\text{нез}}}{w_{\text{пос}} I_{\text{я. н}}} = 1,6 \div 2,6,$$

т. е. большая часть н. с. обусловлена независимой обмоткой возбуждения $F_{\text{нез}} = (0,615 \div 0,72) F_{\text{в. н.}}$

Скоростные и механические характеристики двигателя постоянного тока смешанного возбуждения, приведенные на рис. 2-30, по своей форме приближаются к соответствующим характеристикам двигателей с независимым или последовательным возбуждением

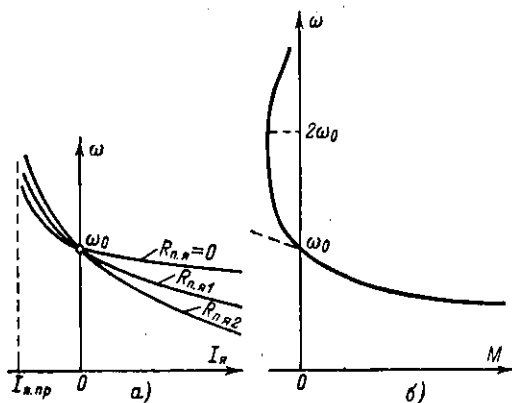


Рис. 2-30. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателя постоянного тока смешанного возбуждения ($R_{\text{п.я}1} < R_{\text{п.я}2}$).

в зависимости от отношения н. с. обмоток возбуждения. При одинаковых номинальных мощностях и $R_{\text{п.я}^*}$ абсолютная величина жесткости механической характеристики двигателя смешанного возбуждения меньше, чем двигателя с независимым возбуждением, но больше, чем двигателя последовательного возбуждения. Скорость идеального холостого хода этих двигателей определяется магнитным потоком, обусловленным действием только обмотки независимого возбуждения. При указанных выше значениях $F_{\text{нез}^*} = F_{\text{нез}}/F_{\text{в. н.}}$ поток холостого хода составляет $\Phi_{0^*} = \Phi_0/\Phi_{\text{н}} = 0,75 \div 0,85$, чему соответствует скорость идеального холостого хода $\omega_0/\omega_{\text{н}} = 1,3 \div 1,6$.

Указанные значения ω_0 выше, чем соответствующие значения для двигателей с независимым возбуждением, но существенно ниже, чем для двигателей последовательного возбуждения.

Отметим, также, что по перегрузочной способности эти двигатели также занимают промежуточное положение. Если при допустимом токе якоря $I_{\text{я. доп}^*} = 2 \div 2,5$ наибольшие значения момента составляют для двигателя с независимым возбуждением — $M_{\text{макс}^*} =$

$= 2 \div 2,5$, с последовательным $M_{\max*} = 2,4 \div 3,0$, то для смешанного возбуждения $M_{\max*} = 2,2 \div 2,7$.

Обычно естественные скоростная и механическая характеристики двигателей смешанного возбуждения приводятся в каталогах. В тех случаях, когда они неизвестны, их можно рассчитать по формулам (2-34) и (2-35), пользуясь универсальной кривой намагничивания $\Phi_*(F_{в*})$, приведенной на рис. 2-31. Максимальная погрешность при таком расчете будет иметь место при токах якоря $0,75 < I_a < 1,5$ за счет неучтенного влияния реакции якоря. Эту погрешность можно скорректировать, если полагать, что при $I_a = I_{a.n}$ магнитный поток за счет реакции якоря снижается на $\Delta\Phi_* \approx 0,06$. Искусственные характеристики двигателей смешанного возбуждения рассчитываются так же, как и для двигателей последовательного возбуждения, по формуле (2-43).

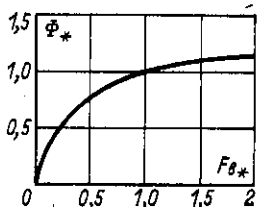


Рис. 2-31. Универсальная кривая намагничивания двигателей постоянного тока смешанного возбуждения.

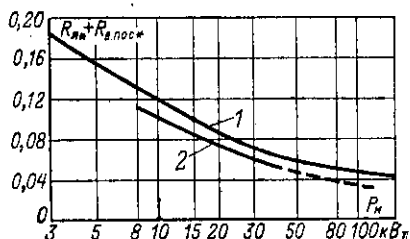


Рис. 2-32. Зависимости от номинальной мощности относительной величины сопротивления якорной цепи двигателей постоянного тока смешанного возбуждения серии ДП тихоходного (1) и быстроходного (2) исполнений.

Внутреннее сопротивление двигателя определяется величиной сопротивления собственно обмотки якоря и дополнительных полюсов (R_a) и обмотки последовательного возбуждения ($R_{в.пос}$). На рис. 2-32 показана зависимость $(R_a + R_{в.пос})$ от мощности для двигателей смешанного возбуждения серии ДП.

Двигатель смешанного возбуждения может работать в тех же тормозных режимах, что и другие двигатели постоянного тока. Однако тормозные режимы двигателя смешанного возбуждения имеют свою специфику. В частности, при рекуперативном торможении, когда $\omega > \omega_0$, ток якоря изменяет свое направление, что приводит к размагничиванию двигателя. В этом случае скоростная характеристика двигателя при $\omega \rightarrow \infty$ имеет асимптоту при $I_{a.пр} = -F_{нез}/\omega_{пос}$, показанную на рис. 2-30, а. Соответствующая часть характеристики является продолжением характеристики в двигательном режиме и может рассчитываться по (2-34). Механическая же характеристика будет иметь максимум отрицательного момента и асимптотически приближается слева к оси ординат, так как при $\omega \rightarrow \infty$ $I_a \rightarrow I_{a.пр}$, а $\Phi \rightarrow 0$. Значение максимального момента в генераторном режиме относительно невелико. Если аппрокси-

мировать левую ветвь кривой намагничивания (при $I_{\pi} < 0$ — рис. 2-29) прямой вида

$$\Phi = \Phi_0 \left(1 + \frac{w_{\text{пос}}}{F_{\text{нез}}} I_{\pi} \right),$$

то можно показать, что наибольший момент при указанных выше значениях $F_{\text{нез}}$ составляет $M_{\text{т. макс}} = (0,3 \div 0,7) M_{\text{н}}$ и имеет место при скорости $\omega > 2\omega_0$. Модуль жесткости механической характеристики в режиме рекуперативного торможения небольшой по величине. Можно увеличить жесткость механических характеристик и значения тормозного момента, если на период торможения переключить зажимы последовательной обмотки возбуждения. Однако это заметно усложняет схему включения главных цепей двигателя. Поэтому обычно для осуществления режима рекуперативного торможения последовательную обмотку возбуждения исключают из цепи

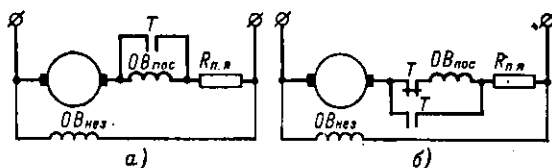


Рис. 2-33. Схемы включения двигателя постоянного тока смешанного возбуждения для режима рекуперативного торможения.

якоря — ее либо закорачивают, либо выключают, как показано в схемах рис. 2-33. При этом осуществляется режим рекуперативного торможения с независимым возбуждением при неполном потоке возбуждения двигателя. Механические характеристики в этом случае линейны и имеют вид пунктирной линии, изображенной на рис. 2-30, б. Можно показать, что при указанном переключении переходу в режим рекуперативного торможения соответствует резкое возрастание модуля жесткости механических характеристик. Это объясняется уменьшением сопротивления цепи якоря ($R_{\text{в. пос}} = 0$) и отсутствием зависимости потока от тока якоря.

При рекуперативном торможении двигателей смешанного возбуждения нецелесообразно включать в цепь якоря добавочное сопротивление, так как, помимо снижения экономических показателей, это ведет к увеличению и без того высокой угловой скорости $\omega > \omega_0 = (1,3 \div 1,6) \omega_{\text{н}}$.

Режим торможения противовключением осуществляется так же, как и для двигателя последовательного возбуждения, т. е. в цепь якоря с целью ограничения тока вводится добавочное сопротивление и изменяется полярность напряжения на зажимах якоря в соответствии со схемой на рис. 2-34, а. Механические характеристики при этом являются продолжением характеристик двигательного режима и приведены на рис. 2-34, б.

На рис. 2-34, б показаны имеющие разные по знаку скорости идеального холостого хода две пары характеристик, каждая из которых соответствует определенной полярности напряжения на за-

жимах якоря двигателя. При переключении контактов B и H происходит изменение полярности этого напряжения.

Для двигателя смешанного возбуждения применяется главным образом один вид динамического торможения — с независимым возбуждением. То обстоятельство, что торможение осуществляется с неполным потоком, не играет существенной роли, так как эффективность торможения может быть увеличена за счет роста тока якоря при уменьшении величины добавочного сопротивления в его цепи. Характеристики в этом случае такие же, как и у двигателя с неза-

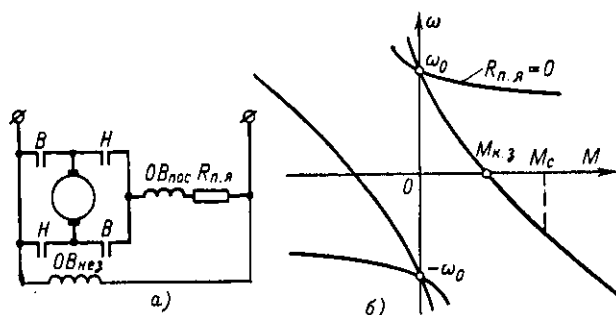


Рис. 2-34. Схема включения двигателя постоянного тока смешанного возбуждения, предусматривающая реверс и торможение противотоком (а), и соответствующие механические характеристики (б).

висным возбуждением (см. рис. 2-11). Динамическое торможение с самовозбуждением оказывается малоэффективным. Торможение с независимым возбуждением при использовании независимой обмотки и последовательной обмотки, включенной на напряжение сети через добавочное сопротивление, заметных преимуществ не дает, но вместе с тем существенно усложняет схему, так как необходимо переключать зажимы обмотки. В связи с этим оно не применяется для двигателей смешанного возбуждения.

2-4. МЕХАНИЧЕСКИЕ И СКОРОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Асинхронные двигатели широко применяются в промышленности благодаря простоте их конструкции, надежности в эксплуатации и сравнительно низкой стоимости. Расход дефицитных цветных металлов и общая масса на единицу мощности для асинхронных двигателей в 1,5 — 2,0 раза меньше, чем для двигателей постоянного тока. Кроме того, для питания асинхронных двигателей в подавляющем большинстве случаев не требуются преобразовательные установки, так как они получают энер-

гию непосредственно от сетей переменного тока промышленной частоты.

Схема включения асинхронного двигателя в сеть и соответствующая ей однофазная схема замещения с вынесенным контуром намагничивания показаны на рис. 2-35.

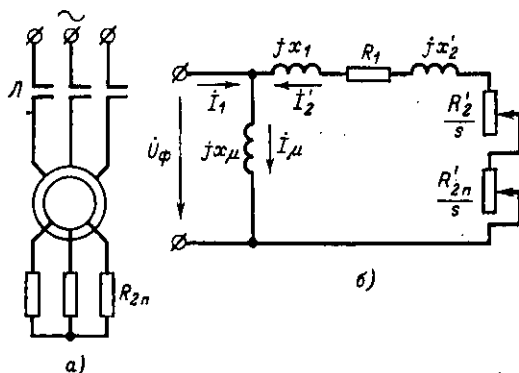


Рис. 2-35. Схема включения (а) и однофазная схема замещения (б) асинхронного двигателя с контактными кольцами.

На приведенной схеме замещения приняты следующие обозначения:

- U_ϕ — действующее значение фазного напряжения сети, В;
- I_μ , I_1 , I_2' — фазные токи соответственно намагничивания, обмотки статора и приведенный ротора, А;
- x_μ — индуктивное сопротивление контура намагничивания, Ом;
- R_1 , R_2' — активные фазные сопротивления обмоток соответственно статора и ротора; последнее приведено к обмотке статора, Ом;
- x_1 , x_2' — индуктивные фазные сопротивления, обусловленные полями рассеяния обмоток статора и ротора; последнее приведено к обмотке статора, Ом;
- R_{2n}' — приведенное к обмотке статора активное фазное сопротивление, включенное последовательно в цепь обмотки ротора, Ом; имеется в виду, что в фазах включены симметричные последовательные сопротивления R_{2n} , показанные в схеме на рис. 2-35, а;

s — скольжение двигателя, равное

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}; \quad (2-46)$$

ω — угловая скорость ротора, рад/с;

ω_0 — угловая скорость поля двигателя, называемая синхронной, рад/с;

$$\omega_0 = 2\pi f_1 / p, \quad (2-47)$$

где f_1 — частота напряжения питающей сети, Гц;

p — число пар полюсов двигателя.

Рассматриваемая схема замещения асинхронного двигателя получена при определенных допущениях. В частности, ее параметры считаются не зависящими от режима работы, не учитываются насыщение магнитопровода, добавочные потери, а также влияние пространственных и временных высших гармонических составляющих н. с. обмоток статора и ротора.

Для вывода уравнения механической характеристики целесообразно рассмотреть баланс мощности в двигателе. Электромагнитная мощность P_{12} , передаваемая ротору от статора вращающимся магнитным полем, определяется электромагнитным моментом M , развиваемым двигателем, и равна $P_{12} = M\omega_0$. Здесь, как и ранее, считается, что электромагнитный момент двигателя приблизительно равен моменту на его валу, т. е. не учитываются механические потери.

Мощность, передаваемую ротору, можно разделить на две составляющие: мощность, преобразуемую в механическую P_m , и мощность потерь $\Delta P_{эл2}$ в роторе. Первая составляющая может быть определена следующим образом: $P_m = M\omega$. Вторая составляющая представляет собой электрические потери в обмотках ротора и потери на перемагничивание ротора. Как правило, потери в стали ротора существенно меньше электрических потерь, в связи с чем первыми можно пренебречь. Тогда

$$P_{12} = P_m + \Delta P_{эл2}$$

или

$$M\omega_0 = M\omega + \Delta P_{эл2}.$$

Отсюда

$$\Delta P_{эл2} = M(\omega_0 - \omega) = M\omega_0 s. \quad (2-48)$$

Учитывая, что

$$\Delta P_{\text{эл}} = 3I_2^2 R'_{2\Sigma},$$

где

$$R'_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{2\pi},$$

можно записать выражение для момента в виде

$$M = \frac{3I_2^2 R'_{2\Sigma}}{\omega_0 s}. \quad (2-49)$$

Из (2-49) следует, что для определения зависимости $M(s)$ асинхронного двигателя необходимо знать характеристику $I_2'(s)$. С целью вывода уравнения этой характеристики обратимся к схеме замещения, из которой следует:

$$I_2(s) = \frac{U_\Phi}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_{2\Sigma}}{s}\right)^2 + (x_1 + x'_2)^2}} = \frac{U_\Phi}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_{2\Sigma}}{s}\right)^2 + x_k^2}}, \quad (2-50)$$

где $x_k = x_1 + x'_2$ — индуктивное фазное сопротивление короткого замыкания.

Выражение (2-50) представляет собой уравнение скоростной характеристики двигателя $I_2'(s)$, так как скольжение s однозначно определяет величину скорости двигателя по формуле

$$\omega = \omega_0(1 - s). \quad (2-51)$$

Отметим, что для асинхронных двигателей обычно под скоростными и механическими характеристиками понимаются зависимости тока и момента от скольжения. В этом случае соответствующие уравнения получают более компактную форму записи и оказываются удобными для вычисления.

Подстановка (2-50) в (2-49) дает уравнение механической характеристики

$$M = \frac{3U_\Phi^2 R'_{2\Sigma}}{\omega_0 s \left[\left(R_1 + \frac{R'_{2\Sigma}}{s} \right)^2 + x_k^2 \right]}. \quad (2-52)$$

Анализ этого выражения показывает, что зависимость $M(s)$ имеет максимум, так как при скольжении $s = 0$ и $s \rightarrow \pm \infty$ $M \rightarrow 0$. Максимальное значение момента M_k , развиваемого двигателем, принято называть критическим.

Соответствующее ему скольжение (s_K) также называется критическим. Согласно общему правилу нахождения экстремума функции для определения s_K необходимо решить уравнение вида $dM/ds = 0$, подставив в него $M(s)$ по (2-52). Решение этого уравнения дает:

$$s_K = \pm \frac{R'_2 \Sigma}{\sqrt{R_1^2 + x_K^2}}. \quad (2-53)$$

Подставляя s_K в (2-52), находим:

$$M_K = \frac{3U_\Phi^2}{2\omega_0(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_K^2})}. \quad (2-54)$$

Знаки « $\pm$ » в (2-53) означают, что максимум момента может иметь место при $s > 0$ в двигательном режиме или в режиме противовключения и при $s < 0$ в генераторном режиме. Знак плюс в (2-54) соответствует $s > 0$, а минус — $s < 0$. Из (2-54) видно, что при работе в генераторном режиме с рекуперацией энергии критический момент больше, чем при работе в двигательном режиме или режиме противовключения.

Из (2-52) и (2-54) с учетом (2-53) может быть получена другая формула для механической характеристики

$$M = \frac{2M_K(1 + as_K)}{s/s_K + s_K/s + 2as_K}, \quad (2-55)$$

в которой параметрами являются s_K , M_K и $a = R_1/R'_2 \Sigma$. Для крупных машин сопротивление R_1 невелико. Поэтому практически $R_1 \ll x_K$ и $as_K \ll 1$. Использование этих неравенств позволяет представить уравнение механической характеристики в виде

$$M = \frac{2M_K}{s/s_K + s_K/s}, \quad (2-55a)$$

где

$$s_K = \pm \frac{R'_2 \Sigma}{x_K}; \quad (2-53a)$$

$$M_K = \pm \frac{3U_\Phi^2}{2\omega_0 x_K}. \quad (2-54a)$$

Основное преимущество записи уравнения механической характеристики в виде (2-55) по сравнению с (2-52) заключается в том, что для (2-55) достаточно знать лишь параметры, которые обычно указываются в каталогах или могут быть найдены по данным каталогов, тогда как

такие параметры, как x_k и R_1 , обычно неизвестны. В каталогах на асинхронные двигатели, помимо номинальных данных P_n , ω_n и др., приводится также кратность максимального момента в двигательном режиме по отношению к номинальному моменту $\lambda \doteq M_{k,d}/M_n$. Это отношение часто называют также перегрузочной способностью двигателя. Значение s_k в каталогах не приводится, но оно может быть найдено из (2-55) или (2-55а) при решении их относительно s_k и подстановке значений $M_n = P_n/\omega_n$ и $s_n = (\omega_0 - \omega_n)/\omega_0$. При этом для машин малой мощности можно принять $a \approx 1$. Тогда из (2-55) найдем

$$s_k = s_n \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1} + 2s_n(\lambda - 1)}{1 - 2s_n(\lambda - 1)}, \quad (2-56)$$

а для крупных двигателей, используя (2-55а), получим:

$$s_k = s_n(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}). \quad (2-56a)$$

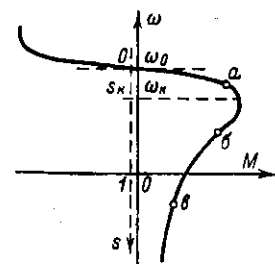


Рис. 2-36. Механическая характеристика асинхронного двигателя.

Для анализа формы механической характеристики, приведенной на рис. 2-36, удобно обратиться к упрощенной формуле (2-55а).

При малых значениях скольжения, когда $s < (0,4 + 0,35)s_k$, с достаточной степенью точности можно пренебречь первым слагаемым знаменателя в (2-55а). В этом случае механическая характеристика может быть представлена прямой линией (участок характеристики $O - a$ на рис. 2-36), описываемой уравнением

$$M \approx 2M_k s / s_k. \quad (2-57)$$

Точка, соответствующая номинальному режиму работы двигателя, лежит на этом участке характеристики ($s_n \ll s_k$), называемом часто рабочим участком. При его линеаризации уравнение характеристики может быть представлено в виде

$$M = M_n s / s_n. \quad (2-57a)$$

При $s \gg s_k$ возможно пренебречь вторым слагаемым знаменателя в (2-55а). Тогда этот участок механической характеристики представляет собой часть равноугольной гиперболы (участок $бa$) в соответствии с уравнением

$$M = 2M_n s_k / s. \quad (2-57b)$$

Из (2-55) и (2-55а) следует, что координаты «критической» точки M_K и s_K практически определяют форму механической характеристики. Анализ (2-53), (2-54) и соответственно (2-53а), (2-54а) показывает, что M_K и s_K уменьшаются с увеличением индуктивных сопротивлений обмоток x_K и активного сопротивления R_1 обмотки статора. Это означает, что увеличение указанных параметров приводит к сужению линейного участка механической характеристики.

Из выражений для s_K и M_K следует вывод о том, что критическое скольжение не зависит от питающего напряжения, тогда как максимальный момент двигателя пропорционален квадрату напряжения питающей сети. Такая зависимость M_K от U_ϕ оказывается неблагоприятной в отношении перегрузочной способности двигателя, так как снижение напряжения сети на 10—15% приводит к уменьшению M_K и соответственно λ на 19—28%.

С другой стороны M_K не зависит от активного сопротивления цепи ротора, а s_K прямо пропорционально $R'_{2\Sigma}$. Это свойство используется, в частности, для увеличения момента короткого замыкания ($s=1$, $\omega=0$) асинхронных двигателей с фазным ротором при включении в цепь их ротора добавочных сопротивлений $R_{2п}$. Последние могут быть подобраны таким образом, чтобы пусковой момент $M_{Kв}$ был равен максимальному M_K , как показано на рис. 2-37 (кривая для $R_{2п2}$). При этом снижается величина тока короткого замыкания, который часто также называется пусковым током.

Максимальный момент определяется параметрами двигателя. Для двигателей различной конструкции он изменяется в широких пределах, что видно из табл. 2-1.

Для двигателей с короткозамкнутым ротором механическая характеристика не всегда описывается формулой (2-55) или (2-55а) во всем диапазоне изменения сколь-

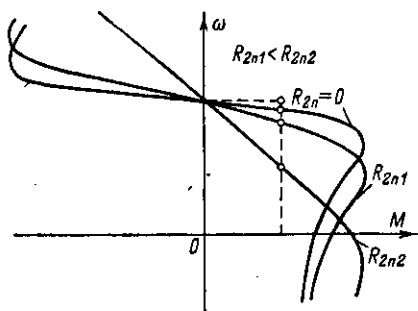


Рис. 2-37. Механические характеристики асинхронного двигателя с фазным ротором ($R_{2п1} < R_{2п2}$).

Таблица 2-1

Серия или модификация исполнения двигателя	λ
Двигатели с короткозамкнутым ротором: единой серии А2, ротор нормального исполнения	1,7—2,2
с повышенным скольжением АОС2	1,8—2,4
с повышенным пусковым моментом АОП2	2,2
краново-металлургические	2,6—3,6
Двигатели с фазным ротором: единой серии АК	1,7—2,0
краново-металлургические	2,3—3,0

жения, так как выпускаемые промышленностью двигатели, как правило, выполняются с относительно глубоким пазом либо с двойной клеткой на роторе. В этом случае при боль-

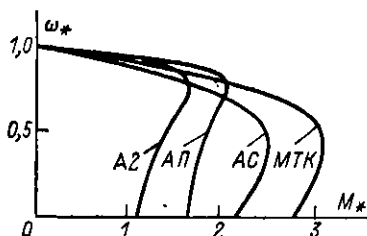


Рис. 2-38. Механические характеристики асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором: краново-металлургических (МТК), единой серии с ротором нормального исполнения (А2), с повышенным скольжением (АОС) и пусковым моментом (АП).

ших скольжениях вследствие эффекта вытеснения тока существенно изменяются параметры обмотки ротора. В соответствии с изложенным выражения (2-55) и (2-55а) справедливы для указанных двигателей лишь при изменении скольжения в пределах $\pm s_k$. На рис. 2-38 показаны построенные в относительных единицах механические характеристики асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором различных типов. За базисные величины приняты скорость идеального холостого хода ω_0 и номинальный момент M_n двигателя, т. е. $\omega_* = \omega/\omega_0$ и $M_* = M/M_n$.

Для двигателей с короткозамкнутым ротором в каталогах указывается кратность пускового ($s = 1$) момента M_n по отношению к номинальному $k_n = M_n/M_n$, так как определить эту величину расчетным путем по M_n и s_k нельзя. В зависимости от исполнения ротора значение k_n меняется в пределах, указанных в табл. 2-2.

Для двигателей с короткозамкнутым ротором в каталогах указывается кратность пускового ($s = 1$) момента M_n по отношению к номинальному $k_n = M_n/M_n$, так как определить эту величину расчетным путем по M_n и s_k нельзя. В зависимости от исполнения ротора значение k_n меняется в пределах, указанных в табл. 2-2.

Из графика на рис. 2-36 видно, что жесткость механической характеристики является переменной величиной. Действительно, из (2-55) следует:

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = \frac{ds}{d\omega} \frac{dM}{ds} = - \frac{2M_K s_K (1 + as_K) (s_K^2 - s^2)}{\omega_0 (s^2 + 2as_K^2 s + s_K^2)^2}.$$

Анализ этого выражения показывает, что при $s = s_K$ и $|s| \rightarrow \infty \beta \rightarrow 0$, причем при $s = s_K$ происходит изменение знака жесткости механической характеристики. При $|s| < |s_K| \beta < 0$, а при $|s| > |s_K| \beta > 0$. В подавляющем большинстве случаев положительная жесткость механической характеристики двигателя может быть причиной неустойчивой работы электропривода в статическом режиме. Кроме того, при больших скольжениях, когда $s \gg s_K$, токи в обмотках статора и ротора превышают номинальные значения. В связи с этим в установившихся режимах асинхронные двигатели работают при скольжениях, меньших критического. Поэтому основной интерес представляет анализ жесткости рабочего участка механической характеристики, когда скольжение изменяется в пределах $|s| < |s_K|$. В частности, при $s < (0,35 \div 0,4) s_K$, т. е. на начальном участке, который с известным приближением может быть принят линейным, жесткость может быть принята равной постоянной величине

$$\beta = -2M_K/\omega_0 s_K.$$

Поскольку значение s_K пропорционально сопротивлению в цепи ротора, модуль абсолютной жесткости механической характеристики обратно пропорционален этой величине. Если воспользоваться формой записи линейного участка характеристики в виде (2-57а), то

$$\beta = -M_N/\omega_0 s_N.$$

Т а б л и ц а 2-2

Исполнение двигателя	k_H
С ротором нормального исполнения	1,0—1,9
С повышенным скольжением	1,7—2,2
С повышенным пусковым моментом	1,7—1,8
Краново-металлургические	2,5—3,3

или в относительных единицах

$$\beta_* = -1/s_n.$$

Для рабочего участка естественной механической характеристики асинхронного двигателя относительное значение жесткости определяется так же, как и для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Действительно, для номинального режима работы $R_2 \gg s_n x_2$, где x_2 — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора. Тогда в номинальном режиме

$$I_{2н} = E_{2н} s_n / \sqrt{3} R_2, \quad (2-58)$$

где $E_{2н}$ — линейное значение э. д. с. неподвижного ротора, которое приводится в каталогах; В;

$I_{2н}$ — фазный ток обмотки ротора в номинальном режиме, А.

Если значения $E_{2н}$ и $I_{2н}$ принять за базисные, то номинальное сопротивление $R_{2н} = E_{2н} / \sqrt{3} I_{2н}$. Тогда сопротивление ротора в относительных единицах равно:

$$R_{2*} = s_n. \quad (2-59)$$

Отсюда

$$\beta_* = -1/R_{2*},$$

т. е. с увеличением сопротивления цепи ротора снижается модуль жесткости механических характеристик аналогично тому, как это имело место и для двигателей постоянного тока независимого возбуждения. В связи с этим и относительное падение скорости асинхронного двигателя выражается так же, как и для двигателя с независимым возбуждением [см. (2-21а)]. Действительно,

$$\Delta\omega_{н.е*} = \frac{\omega_0 - \omega_{н.е}}{\omega_0} = s_{н.е} = R_{2*},$$

где $\omega_{н.е}$ и $s_{н.е}$ — угловая скорость и соответствующее ей скольжение при работе двигателя на естественной характеристике с номинальным моментом на валу.

Зависимости $s_n(P_n)$ для выпускаемых промышленностью двигателей представлены на рис. 2-39.

Рассмотрим скоростные характеристики асинхронного двигателя. Для асинхронного двигателя существуют два типа скоростных характеристик $I_1(s)$ и $I_2'(s)$, т. е. зависимости от скольжения или от скорости токов статора и ротора. Уравнение для второй скоростной характеристи-

ки уже получено ранее в виде (2-50). Из него следует, что при $|s| \rightarrow \infty$ ток ротора двигателя стремится к предельному значению

$$I_{2\text{пр}} = U_{\phi} / \sqrt{R_1^2 + x_k^2}. \quad (2-60)$$

При $s > 0$ функция $I_2(s)$ монотонно возрастает (рис. 2-40), а при $s < 0$ — имеет максимум, равный $I'_{2\text{макс}} = U_{\phi} / x_k$ при скольжении

$$s_{г.м} = - \frac{R_2' \Sigma}{R_1} = - \frac{1}{a}.$$

В области отрицательных скольжений при $s < s_{г.м}$ скоростная характеристика стремится к предельному зна-

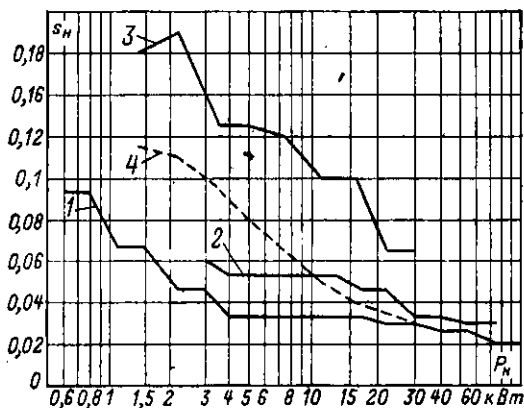


Рис. 2-39. Зависимости от номинальной мощности величины номинального скольжения асинхронных двигателей единой серии А2 с короткозамкнутым ротором (1) и с фазным ротором (2) основного исполнения ($n_0 = 1500$ об/мин), а также краново-металлургических ($n_0 = 1500$ об/мин) с короткозамкнутым ротором (3) и с фазным ротором (4).

чению сверху. Следует отметить, что для двигателей малой мощности $a \approx 1$ и соответственно $s_{г.м} \approx -1$, а при большой мощности двигателей, когда $a \rightarrow 0$, $s_{г.м} \rightarrow -\infty$. В последнем случае режим максимального тока практически оказывается нереализуемым. Вместе с тем необходимо обратить внимание на то, что при одинаковых

значениях скольжения ток ротора в двигательном режиме всегда меньше тока в генераторном режиме.

Ток ротора I_2' является основной величиной для оценки режима работы двигателя. Поэтому также важной является задача построения зависимости $I_2'(\omega)$. При использовании (2-50) это не всегда удастся сделать ввиду отсутствия подробных данных о сопротивлениях двигателя.

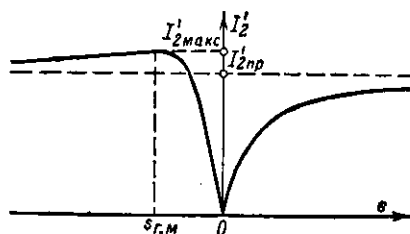


Рис. 2-40. Скоростная характеристика $I_2'(s)$ асинхронного двигателя.

В связи с этим и в данном случае удобно воспользоваться параметрами, используемыми для построения механических характеристик двигателя. Из (2-49) и (2-55) можно найти:

$$I_2 = \sqrt{\frac{2M_K(1+as_K)\omega_0 s}{3(s/s_K + s_K/s + 2as_K)R_2\Sigma}}.$$

С другой стороны, из (2-49) для номинального режима следует:

$$I_{2н} = \sqrt{\frac{M_H\omega_0 s_H}{3R_2'}}.$$

Совместное решение этих уравнений дает:

$$I_2 = I_{2н} \sqrt{\frac{2\lambda(1+as_K)}{s_{н.н}(1/s_K + 2as_K/s + s_K/s^2)}}, \quad (2-61)$$

где

$$s_{н.н} = s_H \frac{R_2\Sigma}{R_2'}.$$

Уравнение (2-61) справедливо не только для приведенных к обмотке статора токов ротора, но и для неприведенных значений этих токов, так как коэффициенты приведения правой и левой частей равенства одинаковы. В тех случаях, когда допустимо использование для расчетов

упрощенной формулы механической характеристики (2-55а), возможно упростить и уравнение скоростной характеристики (2-61), полагая в нем $\alpha = 0$. Тогда

$$I_2' = I_{2н} s \sqrt{\frac{2\lambda s_K}{s_{н.и}(s_K^2 + s^2)}}. \quad (2-61a)$$

Для линейного участка механической характеристики возможно записать следующее уравнение скоростной характеристики:

$$I_2' = I_{2н} s / s_{н.и}. \quad (2-61б)$$

Из (2-61) можно найти предельное значение тока ротора при $s \rightarrow \infty$

$$I_{2пр}' = I_{2н} \sqrt{\frac{2\lambda(1 + as_K) s_K}{s_{н.и}}}. \quad (2-62)$$

Если $as_K \ll 1$, то

$$I_{2пр}' = I_{2н} \sqrt{\frac{2\lambda s_K}{s_{н.и}}}. \quad (2-62a)$$

Подставляя в полученное выражение значение s_K по (2-56а), находим:

$$I_{2пр}' = \frac{I_{2пр}}{I_{2н}} = \sqrt{2\lambda(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})}. \quad (2-63)$$

Из этого выражения следует, что с ростом перегрузочной способности λ асинхронного двигателя увеличивается и значение $I_{2пр}'$, что следует также из приведенной на рис. 2-41 зависимости, построенной с помощью (2-63).

Для анализа формы скоростной характеристики ее уравнение (2-61) можно представить с учетом (2-62) в виде

$$I_2 = I_{2пр}' \frac{s}{\sqrt{s^2 + 2as_K^2 s + s_K^2}}, \quad (2-64)$$

а для (2-61а) и (2-62а) следующим образом:

$$I_2 = I_{2пр}' \frac{s}{\sqrt{s^2 + s_K^2}}. \quad (2-64a)$$

Из последней формулы видно, что ток ротора интенсивно растет при увеличении скольжения от нуля до s_K .

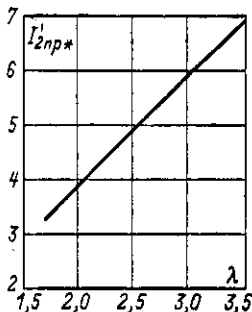


Рис. 2-41. Зависимость предельного тока ротора от перегрузочной способности асинхронного двигателя.

Действительно, при $|s| < (0,3 \div 0,4) s_K$, когда $(s_K/s)^2 \gg 1$, ток ротора равен $I'_2 = I'_{2np} s/s_K$, а при $|s| = |s_K|$ $I'_2 = 0,71 I'_{2np}$. При дальнейшем росте скольжения $|s| > |s_K|$ ток I'_2 увеличивается медленнее.

Для расчета скоростной характеристики $I_1(s)$ можно воспользоваться упрощенной круговой диаграммой асинхронного двигателя, показанной на рис. 2-42. Для схемы замещения с вынесенным на зажимы сети контуром намагничивания ток намагничивания I_μ сохраняется неизменным во всех режимах. С достаточной степенью

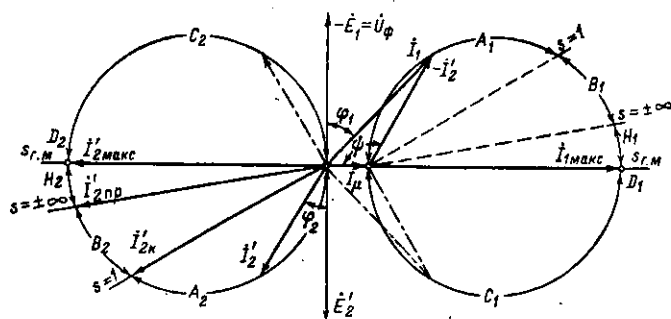


Рис. 2-42. Упрощенная круговая диаграмма асинхронного двигателя.

точности его можно считать чисто реактивным, пренебрегая потерями мощности на перемагничивание стали статора.

Вектор тока статора равен:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_\mu + (-\dot{I}'_2). \quad (2-65)$$

В соответствии с векторной диаграммой его модуль может быть определен из следующего соотношения:

$$I_1^2 = I_2^2 + I_\mu^2 - 2I_2 I_\mu \cos \psi.$$

Из рис. 2-42 следует $\cos \psi = -\sin \varphi_2$. Тогда

$$I_1^2 = I_\mu^2 + I_2^2 \left(1 + 2 \frac{I_\mu}{I_2} \sin \varphi_2 \right). \quad (2-65a)$$

Для определения $\sin \varphi_2$ можно воспользоваться выражением

$$\sin \varphi_2 = \frac{x_K}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_{2\Sigma}}{s} \right)^2 + x_K^2}}.$$

Заменяя в последнем выражении в соответствии с (2-53)

$x_k = \sqrt{(R'_{2\Sigma}/s_k)^2 - R_1^2}$ и учитывая, что $R_1/R'_{2\Sigma} = a$, после преобразования находим:

$$\sin \varphi_2 = s \sqrt{\frac{1 - a^2 s_k^2}{s^2 + 2a s s_k^2 + s_k^2}}.$$

Подстановка в (2-65а) этого значения $\sin \varphi_2$, а также I'_2 по (2-64) позволяет получить:

$$I_1 = \sqrt{I_\mu^2 + I_2^2 (1 + 2\alpha \sqrt{1 - a^2 s_k^2})}, \quad (2-66)$$

где $\alpha = I_\mu/I'_{2np}$.

В большинстве случаев $(as_k)^2 \ll 1$. Тогда

$$I_1 = \sqrt{I_\mu^2 + I_2^2 (1 + 2\alpha)}. \quad (2-66a)$$

Входящий в (2-66) коэффициент кратности тока намагничивания по отношению к предельному току ротора может быть определен следующим образом:

$$\alpha = \frac{I_\mu}{I_{2n}} \frac{I'_{2n}}{I_{2np}} = \frac{I_{\mu*}}{I'_{2np*}}.$$

Для выпускаемых промышленностью машин значения $I_{\mu*}$ лежат в пределах 0,4 — 0,8 и соответствующие им $I'_{2np*} = 3 \div 7$. Поэтому в среднем $\alpha = 0,13 \div 0,115$. Зависимость $I_1(s)$ показана на рис. 2-43.

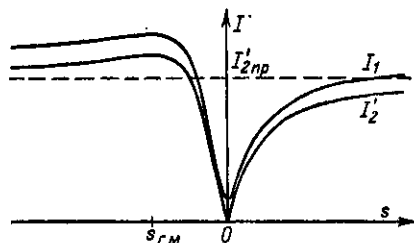


Рис. 2-43. Скоростные характеристики асинхронного двигателя.

Для оценки энергетических показателей асинхронного двигателя следует определить не только его к. п. д., но и коэффициент мощности. Коэффициент полезного действия цепи ротора определяется из отношения части электромагнитной мощности, преобразуемой в механическую, к электромагнитной мощности

$$\eta_2 = \frac{P_M}{P_{12}} = \frac{M\omega}{M\omega_0} = \frac{\omega}{\omega_0} = 1 - s. \quad (2-67)$$

В частности, в номинальном режиме

$$\eta_{2н} = 1 - s_n.$$

Отсюда следует, что с увеличением скольжения и увеличением сопротивления $R_{2\Sigma}$ к. п. д. ротора снижается.

Для оценки к. п. д. двигателя обратимся к его схеме замещения, показанной на рис. 2-35, б. Активная мощность, потребляемая из сети, равна:

$$P_{1a} = 3I_2^2 \left(R_1 + \frac{R'_{2\Sigma}}{s} \right).$$

С другой стороны, из (2-49)

$$P_M = M\omega = 3I_2^2 \frac{R'_{2\Sigma}}{s} (1 - s).$$

Тогда

$$\eta = \frac{P_M}{P_{1a}} = \frac{1-s}{as+1}. \quad (2-68)$$

Для крупных машин, когда потерями в цепи статора можно пренебречь, поскольку $a \approx 0$, (2-68) вырождается в (2-67). Следует подчеркнуть, что значение к. п. д., рассчитанное по (2-68), не учитывает потери на намагничивание стали статора и ротора, механические потери и потери, обусловленные высшими гармоническими составляющими. Указанные потери относительно невелики. Поэтому, как и для машин постоянного тока, приведенные выражения позволяют оценить значение к. п. д. двигателя в целом.

Коэффициент мощности для главной цепи двигателя без учета контура намагничивания может быть определен следующим образом:

$$\cos \varphi'_1 = \frac{R_1 + R'_{2\Sigma}/s}{\sqrt{(R_1 + R'_{2\Sigma}/s)^2 + x_K^2}}.$$

Учитывая (2-53), это выражение можно переписать в следующем виде:

$$\cos \varphi'_1 = \frac{s_K(1+as)}{\sqrt{s^2 + 2as_K^2 + s_K^2}}. \quad (2-69)$$

Из последнего уравнения видно, что коэффициент мощности рассматриваемой цепи двигателя уменьшается с увеличением скольжения, и при $s \rightarrow \infty$ имеем $\cos \varphi'_1 \rightarrow as_K$. На рис. 2-44 приведены зависимости $\cos \varphi'_1$ от s . Для крупных машин $a \approx 0$ и при $s \rightarrow \infty$ $\cos \varphi'_1 \rightarrow 0$.

Однако величина $\cos \varphi'_1$ не характеризует еще потребление двигателем реактивной энергии из сети. Для анализа

этого вопроса необходимо определить величину $\cos \varphi_1$. В соответствии с векторной диаграммой рис. 2-42 можно записать:

$$\cos \varphi_1 = I_2 \cos \varphi_2 / I_1. \quad (2-70)$$

Из (2-66) и (2-64)

$$I_1 / I_2 = \sqrt{\alpha^2 (1 + s_K^2 / s^2 + 2as_K / s) + 1 + 2\alpha \sqrt{1 - a^2 s_K^2}}.$$

Учитывая, что $\alpha^2 \ll 1$ и $a^2 s_K^2 \ll 1$, можно упростить полученное выражение. Тогда

$$\cos \varphi_1 = \frac{s s_K (1 + as)}{\sqrt{[\alpha^2 s_K^2 (1 + 2as) + s^2 (1 + 2\alpha)] (s^2 + 2as_K^2 s + s_K^2)}}. \quad (2-71)$$

Соответственно для крупных машин, у которых $a \approx 0$,

$$\cos \varphi_1 = \frac{s_K s}{\sqrt{(1 + \alpha)^2 s^4 + s_K^4 [\alpha^2 + (1 + \alpha)^2] s^2 + \alpha^2 s_K^4}}. \quad (2-71a)$$

Из анализа этих выражений следует, что $\cos \varphi_1 = 0$ при $s = 0$, т. е. в режиме идеального холостого хода двигателя потребляют из сети чисто реактивный ток намагничивания. Этот же вывод следует из круговой диаграммы. При увеличении скольжения коэффициент мощности цепи статора сначала возрастает, а затем снижается. Из (2-71a) можно найти скольжение, соответствующее максимуму $\cos \varphi_1$:

$$s_{(\cos \varphi) \text{ м}} = s_K \sqrt{\frac{\alpha}{1 + \alpha}}. \quad (2-72)$$

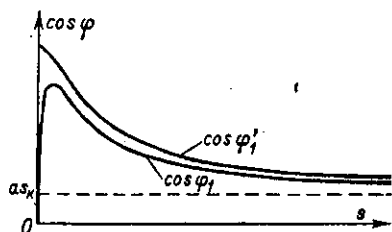


Рис. 2-44. Зависимость коэффициента мощности асинхронного двигателя от скольжения.

Значение $s_{(\cos \varphi) \text{ м}}$ обычно несколько меньше s_K , т. е. $s_{(\cos \varphi) \text{ м}} = (0,8 \div 0,9) s_K$. Поэтому в номинальном режиме работа двигателя характеризуется почти наибольшим значением $\cos \varphi_1$. Подстановка в (2-71a) $s_{(\cos \varphi) \text{ м}}$ дает:

$$(\cos \varphi_1)_{\text{макс}} = 1 / (1 + 2\alpha). \quad (2-73)$$

Следует заметить, что полученные здесь выражения $s_{(\cos \varphi) \text{ м}}$ и $(\cos \varphi_1)_{\text{макс}}$ справедливы для двигателей с малым сопротивлением обмотки статора, когда $a \approx 0$. Для двигателей небольшой мощности значение $s_{(\cos \varphi) \text{ м}}$ по

(2-72) только приблизительно соответствует условию максимума $\cos \varphi_1$.

При больших значениях скольжения ($s \rightarrow \infty$) $\cos \varphi_1 \rightarrow \rightarrow as_K/(1 + 2\alpha)$ согласно (2-71) и соответственно $\cos \varphi_1 \rightarrow 0$ при $a \approx 0$.

Следует отметить, что для любых значений скольжения $\cos \varphi_1 < \cos \varphi'_1$. Этот вывод следует непосредственно из анализа векторной диаграммы токов на рис. 2-42, так как реактивная составляющая тока I'_1 всегда больше реактивной составляющей I'_2 на значение тока намагничивания двигателя I_μ .

Асинхронный двигатель может работать в тех же тормозных режимах, что и двигатель постоянного тока, а именно: в режимах рекуперативного торможения, противовключения, динамического с независимым возбуждением и самовозбуждения.

Режим рекуперативного торможения имеет место при $\omega > \omega_0$ и соответственно при $s < 0$. В этом случае годографом вектора I'_2 будет верхняя полуокружность C_2 , а годографом вектора I'_1 — нижняя полуокружность C_1 — см. круговую диаграмму на рис. 2-42. Из векторной диаграммы следует, что активные составляющие токов I'_2 и I'_1 , представляющие собой проекции указанных векторов соответственно на векторы $\vec{E}'_2$ и $\vec{U}_\Phi$, будут отрицательными, что соответствует отдаче асинхронной машины в сеть активной мощности (энергии), т. е. рекуперации энергии. Вместе с тем реактивная составляющая I'_1 положительна, т. е. в этом случае асинхронная машина потребляет из сети реактивную мощность (энергию), необходимую для возбуждения.

С ростом угловой скорости, а значит, и с увеличением модуля s ток в цепи ротора увеличится. При этом конец вектора I'_2 стремится к точке D_2 (рис. 2-42), а конец вектора I'_1 — к точке D_1 . Для указанных точек активные составляющие токов I'_1 и I'_2 равны нулю, т. е. в этом случае рекуперация энергии в сеть прекращается. Учитывая, что указанному положению соответствует $\cos \varphi'_1 = 0$, из (2-69) находим:

$$s = s_{гр} = -1/a. \quad (2-74)$$

Таким образом, полученное ранее значение скольжения $s_{гр,м}$, соответствующее максимуму тока I'_2 при $s < 0$, соответствует также границе режима рекуперации энергии в сеть. Для машин небольшой мощности $s_{гр} \approx -1$, что

позволяет осуществлять рекуперацию энергии во встречающихся на практике случаях. Для крупных машин $|s_{гр}| \gg 1$, т. е. указанное ограничение в этом случае оказывается несущественным. При скорости $\omega = \omega_{гр} = \omega_0 (1 - s_{гр})$ в энергетическом отношении асинхронная машина работает в режиме динамического торможения, так как механическая энергия, передаваемая на вал машины и преобразуемая в электрическую, в сеть не возвращается, а рассеивается в виде потерь электрических цепей машины. Если же угловая скорость больше $\omega_{гр}$ или $s < s_{гр}$ — см. зоны H_1 и H_2 на круговой диаграмме рис. 2-42, то асинхронная машина работает в режиме противовключения. Действительно, в этом случае активные составляющие векторов токов I_1 и I_2' положительны, т. е. из сети потребляется активная энергия, которая вместе с преобразованной механической выделяется в виде потерь электрических цепей машины.

Механические характеристики в режиме рекуперативного торможения являются продолжением характеристик двигательного режима (см. рис. 2-36 и 2-37). Следует отметить, что максимальное значение момента в генераторном режиме оказывается большим, чем в двигательном, причем это отличие тем больше, чем больше относительная величина активного сопротивления статора. Используя (2-54), можно найти соотношение

$$\frac{M_{к.г.}}{M_{к.д.}} = \frac{as_k + 1}{as_k - 1}, \quad (2-75)$$

где $M_{к.г.}$ и $M_{к.д.}$ — максимальные или критические значения момента двигателя соответственно в генераторном и двигательном режимах.

Такое соотношение моментов объясняется тем, что при одном и том же абсолютном значении скольжения, в частности при $|s_{к.г.}| = |s_{к.д.}|$, ток I_2' в генераторном режиме всегда больше, чем в двигательном (см. рис. 2-40). Отмеченное здесь обстоятельство, что $|M_{к.г.}| > |M_{к.д.}|$, обуславливает также и большее абсолютное значение жесткости рабочего участка механической характеристики в режиме рекуперативного торможения по сравнению с двигательным режимом.

Коэффициент полезного действия асинхронной машины в этом случае определяется как

$$\eta_r = \frac{P_{1a}}{P_M} = \frac{1 - a|s|}{1 + |s|}. \quad (2-68a)$$

Из полученного выражения видно, что при $s = s_{гр}$ к. п. д. $\eta_r(s_{гр}) = 0$.

Сопоставление значения η_r по (2-68а) с η_d по (2-68) показывает, что $\eta_d > \eta_r$ при работе с одним и тем же абсолютным скольжением. Коэффициент мощности ротора при работе двигателя с отрицательным скольжением несколько меньше, чем при работе с таким же по величине положительным скольжением.

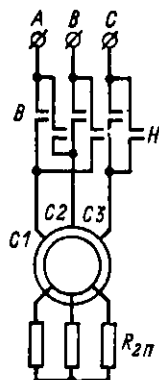


Рис. 2-45. Схема включения асинхронного двигателя, предусматривающая реверс и режим торможения противовключением.

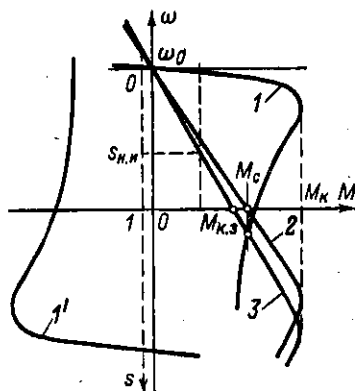


Рис. 2-46. Иллюстрация режима торможения противовключением асинхронного двигателя.

1, 1' — естественные механические характеристики; 2, 3 — механические характеристики при включении добавочных сопротивлений в цепи ротора $R_{2п2} < R_{2п3}$.

При работе двигателя в режиме рекуперации не следует включать в цепи его обмоток дополнительные сопротивления, так как это приведет к увеличению потерь и как следствие к снижению к. п. д. В частности, включение последовательно с обмоткой ротора сопротивлений $R_{2п}$ при одном и том же тормозном моменте приведет к росту абсолютного значения скольжения и в соответствии с (2-68а) — к снижению η_r .

Условия существования режима противовключения асинхронного двигателя следующие: ротор двигателя под действием активного момента, приложенного к его валу, должен вращаться в направлении, противоположном направлению вращения поля статора. Для изменения направ-

ления вращения поля достаточно изменить последовательность чередования фаз на зажимах обмотки статора, как показано на рис. 2-45. При включении контактора *B* на зажимах обмотки статора *C1*, *C2*, *C3* действует такая последовательность фаз сети: *A — B — C*, а при включении контактора *H* для тех же зажимов статора последовательность фаз напряжения сети изменяется и станет следующей: *B — A — C*.

Обратим внимание на то обстоятельство, что при противовключении двигатель работает с большим скольжением в соответствии с условием $s > 1$. Действительно, если учесть в формуле $s = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$, что в режиме противовключения направление скорости двигателя противоположно направлению магнитного поля, то эту формулу можно представить в виде

$$s = \frac{\omega_0 - (-|\omega|)}{\omega_0} = \frac{\omega_0 + |\omega|}{\omega_0} > 1.$$

Если не принять дополнительных мер, то токи в обмотках двигателя могут значительно превышать номинальные значения, а кроме того, тормозной момент на естественной характеристике при больших s заметно снижается в соответствии с кривой *I* на рис. 2-46, что уменьшает эффективность торможения. Наконец, заметно уменьшается коэффициент мощности двигателя. О к. п. д. в данном случае говорить не приходится, так как и преобразуемая в электрическую механическая энергия и энергия, потребляемая из сети, рассеиваются на активных сопротивлениях цепи ротора R_2 и $R_{2п}$ и полезно используемой энергии в данном случае нет. Таким образом, работа асинхронного двигателя в режиме противовключения на естественной характеристике оказывается, как правило, неблагоприятной.

Для двигателей с короткозамкнутым ротором реально осуществить режим противовключения при иных условиях практически невозможно. В связи с этим в данном случае приходится мириться с кратковременными перегрузками его обмоток по току, которые могут в 7—8 раз превышать соответствующие номинальные токи. Вместе с тем следует отметить, что перечисленные выше неблагоприятные факторы для двигателей с короткозамкнутым ротором несколько смягчаются, так как при больших значениях скольжения ($s > 1$) вследствие явления вытеснения тока заметно возрастает активное сопротивление ротора. Это,

в свою очередь, приводит к уменьшению I_2' и увеличению момента.

С целью увеличения эффективности торможения противовключением двигателей с фазным ротором в цепи их роторов на период торможения вводятся добавочные сопротивления $R_{2п}$, что позволяет ограничить токи в обмотках, увеличить момент (см. характеристики 2 и 3 на рис. 2-46) и улучшить коэффициент мощности.

Добавочное сопротивление в цепи ротора может быть определено по формуле

$$R_{2п} = R_n (s_{н.и} - s_n) = \frac{E_{2к}}{\sqrt{3} I_{2н}} (s_{н.и} - s_n)$$

или

$$R_{2п} = \frac{s_{н.и} - s_n}{s_n} R_2,$$

где $s_{н.и}$ — скольжение, соответствующее номинальному моменту на искусственной механической характеристике.

Обычно выбирают $R_{2п}^* = 0,8 \div 1,2$.

При включении большого добавочного сопротивления в цепь ротора значительно уменьшается модуль жесткости механических характеристик. Для двигателей с короткозамкнутым ротором в режиме противовключения жесткость механических характеристик положительна либо близка к нулю. Поэтому для большинства механизмов получить установившийся режим противовключения в этом случае затруднительно.

Для осуществления динамического торможения асинхронного двигателя обмотка его статора отключается от сети переменного тока и подключается к источнику постоянного тока. Один из вариантов схемы включения двигателя для динамического торможения с независимым возбуждением показан на рис. 2-47. При включенном контакторе T и отключенном контакторе L в обмотке статора протекает постоянный ток, который создает неподвижное относительно статора магнитное поле. Вследствие вращения ротора это поле будет индуцировать в обмотке ротора э. д. с., частота которой пропорциональна

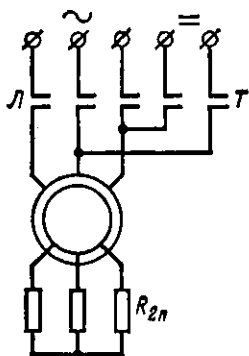


Рис. 2-47. Схема включения асинхронного двигателя, предусматривающая режим динамического торможения.

угловой скорости. Эта э. д. с., в свою очередь, вызывает появление тока в замкнутом контуре обмотки ротора. Создаваемая током ротора н. с. вращается относительно ротора, но неподвижна относительно статора. Таким образом, неподвижное магнитное поле асинхронного двигателя в режиме динамического торможения, равно как и в других режимах, обусловлено суммой н. с. обмоток статора и ротора. Взаимодействие тока ротора с неподвижным магнитным полем приводит к возникновению тормозного момента. При этом механическая энергия, поступающая на вал двигателя, преобразуется в электрическую, а последняя рассеивается в виде тепла в сопротивлениях цепи ротора.

Асинхронный двигатель в режиме динамического торможения представляет собой синхронный генератор с неявно выраженными полюсами, работающий при переменной частоте. Его нагрузкой являются сопротивления цепи ротора.

Однако для анализа режима динамического торможения целесообразно рассматривать его как своеобразный режим асинхронной машины при питании обмотки статора от источника переменного тока. Для такого подхода к анализу режима динамического торможения существуют определенные предпосылки. Обмотка статора при подключении к источнику постоянного тока создает неподвижную в пространстве н. с. с синусоидальным распределением ее вдоль воздушного зазора, если пренебречь высшими гармоническими составляющими. Амплитуда этой н. с. определяется не только постоянным током и числом витков обмотки статора, но и схемой соединения фаз обмотки статора. На рис. 2-48 показаны наиболее часто используемые схемы подключения обмоток статора к источнику постоянного тока. Отметим, что приведенными схемами включения обмотки статора асинхронного двигателя при динамическом торможении не исчерпывается возможное их многообразие. Для реализации других вариантов необходимо производить дополнительные переключения, что значительно усложняет схему и увеличивает число коммутирующих аппаратов. Наиболее просто реализуются схемы, изображенные на рис. 2-48, *а* и *в*. Для создания схем рис. 2-48, *б* и *г*, как правило, не требуется использование дополнительных аппаратов, так как тормозной контактор *Т* на рис. 2-47 может быть выбран трехполюсным с использованием третьего силового кон-

такта для замыкания зажимов bc , показанных на рис. 2-48, б и г.

Фазные обмотки асинхронного двигателя сдвинуты относительно друг друга вдоль окружности статора на 120° , в связи с чем для определения результирующей н. с. статора необходимо векторное суммирование н. с., создаваемых фазными обмотками. На рис. 2-48 построены векторные диаграммы н. с. для каждой из приведенных схем включения. Там же указаны значения суммарной н. с. F_Σ , создаваемой постоянным током.

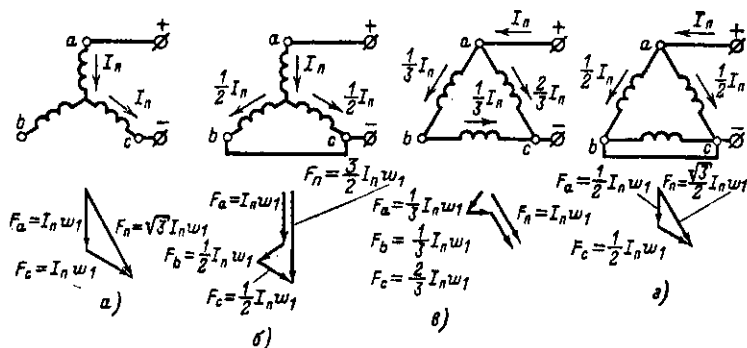


Рис. 2-48. Схемы подключения обмотки статора к источнику постоянного тока в режиме динамического торможения и соответствующие им векторные диаграммы намагничивающих сил.

Такая же н. с. может быть создана некоторым идеализированным статором, по обмоткам которого проходит симметричный трехфазный переменный ток с частотой f_1 , но при этом сам идеализированный статор вращается в пространстве со скоростью $\omega_0 = 2\pi f_1/p$ в направлении, обратном направлению вращения поля. При этих условиях абсолютная угловая скорость магнитного поля рассматриваемого идеализированного статора оказывается равной нулю, как и в реальной машине. Следует также обратить внимание на то, что в реальной машине постоянный ток обмотки статора не зависит от режима ее работы, а определяется только напряжением источника постоянного тока и активным сопротивлением обмотки статора. В связи с этим при переходе к идеализированному статору следует считать, что он получает питание не от источника напряжения, а от симметричного источника

трехфазного переменного тока с частотой f_1 . При указанных условиях можно утверждать, что все количественные соотношения, характеризующие работу машины в рассматриваемом режиме, будут одними и теми же как для реального неподвижного статора, так и для вращающегося идеализированного статора, если только величины н. с. их обмоток равны между собой. Действительно, в обоих случаях ротор один и тот же. Магнитное поле также в обоих случаях неподвижно в пространстве, имеет одинаковую величину н. с. и перемещается относительно ротора со скоростью последнего. К тому же, в обоих случаях параметры обмотки статора, т. е. ее активное и индуктивное сопротивления, не влияют на режим работы машины.

Приведенные рассуждения позволяют рассматривать асинхронную машину, работающую в режиме динамического торможения, по своему принципу действия как асинхронную машину, питающуюся от трехфазного источника тока. Это дает основание использовать для анализа схему замещения асинхронной машины, полагая, что эта схема питается от источника тока, как показано на рис. 2-49.

Следует отметить, что в данном случае при определении скольжения следует исходить не из (2-46), а из физического смысла. Действительно, скольжение представляет собой относительную скорость перемещения проводников ротора по отношению к магнитному полю машины. Из приведенных рассуждений следует, что угловая скорость поля относительно идеализированного статора равна ω_0 , а угловая скорость ротора по отношению к этому полю равна ω . Поэтому скольжение в режиме динамического торможения определяется формулой

$$s' = \omega / \omega_0. \quad (2-76)$$

При переходе к идеализированному статору принято, что обмотка статора, получающая питание от симметричной сети переменного тока с частотой f_1 , создает такую же н. с., что и постоянный ток. При этом амплитуда пространственно распределенной н. с., создаваемой пере-

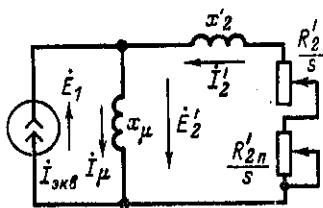


Рис. 2-49. Схема замещения асинхронной машины в режиме динамического торможения.

менным током, равна амплитуде п. с., обусловленной постоянным током

$$F = F_{\pi}.$$

Амплитуда н. с. трехфазной обмотки асинхронного двигателя при питании от сети переменного тока равна:

$$F = \frac{3\sqrt{2}}{2} I_1 w_1,$$

где w_1 — число витков обмотки статора;

I_1 — действующее значение тока статора.

При переходе к эквивалентному режиму асинхронной машины необходимо, чтобы ток статора был равен:

$$I_{\text{эвб}} = \frac{\sqrt{2} F_{\pi}}{3w_1}. \quad (2-77)$$

Соотношение между эквивалентным по п. с. переменным током $I_{\text{эвб}}$ и постоянным током I_{π} определяется схемой соединения обмоток статора. Так, например, для схемы рис. 2-48, а

$$I_{\text{эвб}} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} w_1 I_{\pi}}{3w_1} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\pi} = 0,816 I_{\pi},$$

а для схемы рис. 2-48, в

$$I_{\text{эвб}} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_{\pi} = 0,472 I_{\pi}.$$

Аналогичным образом может быть определено соотношение между $I_{\text{эвб}}$ и I_{π} для других схем соединения.

Для рассматриваемой схемы замещения на рис. 2-49 все токи и э. д. с. являются синусоидальными величинами, частота которых постоянна и равна частоте источника питания f_1 . Сопротивления цепи ротора приведены к обмотке статора, причем под x'_2 понимаются индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора при частоте f_1 .

Следует отметить, что частота f_1 может быть выбрана произвольно. Обычно выбирают $f_1 = 50$ Гц, так как в этом случае нет необходимости производить пересчет индуктивных сопротивлений схемы замещения x'_2 и x_{μ} на другие частоты.

Для схемы замещения на рис. 2-49 справедливо соотношение

$$I_2 = \frac{E'_2}{\sqrt{R_{2\Sigma}'^2/s'^2 + x_2'^2}}, \quad (2-78)$$

аналогичное (2-50) для обычной схемы включения асинхронного двигателя.

Однако то обстоятельство, что источником питания в данном случае является источник тока, существенно отличает режим динамического торможения асинхронного двигателя от тех режимов, когда обмотка статора подключена к источнику напряжения. Если при питании от источника напряжения ток намагничивания двигателя и соответственно его магнитный поток можно считать неизменными при изменении скольжения в широких пределах, как принято для схемы замещения на рис. 2-35, б, то при питании от источника тока изменение скольжения приводит к заметному изменению тока намагничивания. Действительно, для рассматриваемой схемы замещения можно записать аналогично (2-65)

$$\dot{I}_{\text{эв}} = \dot{I}_{\mu} + (-\dot{I}_2). \quad (2-79)$$

Кроме того, учитывая, что схема получает питание от источника тока, получаем:

$$|\dot{I}_{\text{эв}}| = |\dot{I}_{\mu} + (-\dot{I}_2)| = \text{const.} \quad (2-80)$$

В связи с этим на векторной диаграмме, приведенной на рис. 2-50, годографом вектора $I_{\text{эв}}$ должна быть дуга окружности. Из векторной диаграммы токов видно, что ток намагничивания существенно зависит от тока ротора. В частности, при неподвижном роторе скольжение и ток ротора равны нулю и, следовательно, $I_{\mu} = I_{\text{эв}}$. Поэтому максимальный ток намагничивания, а значит, и магнитный поток имеют место при неподвижном роторе. По мере роста скольжения будет расти угол φ_2 в соответствии с выражением

$$\varphi_2 = \arctg \frac{s'x_2'}{R_2'}$$

а также и абсолютная величина тока I_2' согласно (2-78). Однако с увеличением φ_2 и I_2' , как это видно из векторной диаграммы, ток намагничивания I_{μ} уменьшается и как следствие снижается значение э. д. с.

$$E_2 = E_1 = x_{\mu} I_{\mu}, \quad (2-81)$$

где x_{μ} — индуктивное сопротивление контура намагничивания.

При больших скольжениях, когда $s' \rightarrow \infty$ и $\varphi_2 \rightarrow \pi/2$, под действием реакции тока ротора — реактив-

ной составляющей I'_{2p} — двигатель будет почти полностью размагничен. Таким образом, с ростом скольжения, а значит, и скорости в режиме динамического торможения будет происходить снижение потока двигателя.

Определение токов двигателя в рассматриваемом случае оказывается более сложным, чем при питании его от источника напряжения, так как зависимость $E_1(I_\mu)$ представляет собой нелинейную кривую намагничивания.

В этом случае реактивное сопротивление контура намагничивания x_μ также зависит от тока I_μ .

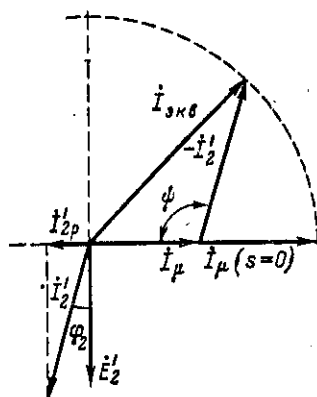


Рис. 2-50. Векторная диаграмма асинхронной машины в режиме динамического торможения.

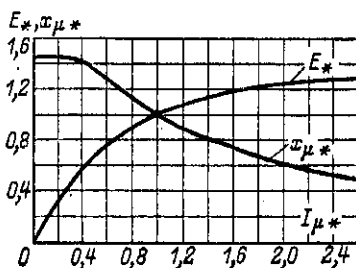


Рис. 2-51. Универсальная кривая намагничивания и зависимость $x_\mu(I_\mu)$ для асинхронных краново-металлургических двигателей.

На рис. 2-51 показаны универсальная кривая намагничивания и зависимость $x_{\mu*}(I_{\mu*})$ для асинхронных краново-металлургических двигателей. В качестве базисных величин здесь приняты: $U_6 = U_{\phi.н}$ — номинальное фазное напряжение двигателя, В; $I_6 = I_0$ — ток идеального холостого хода фазы обмотки статора при номинальном напряжении, А; $x_6 = U_{\phi.н}/I_0$ — базисная величина сопротивления контура намагничивания.

В соответствии с векторной диаграммой на рис. 2-50 можно записать:

$$I_{2кв}^2 = I_2^2 + I_\mu^2 + 2I_2I_\mu \sin \varphi_2. \quad (2-82)$$

Если учесть (2-78), (2-81), а также выражение

$$\sin \varphi_2 = \frac{x_2'}{\sqrt{(R_{2\Sigma}/s')^2 + x_2'^2}},$$

то (2-82) можно решить относительно I_μ , I'_2 и s' :

$$I_\mu = I_{\text{эkv}} \sqrt{\frac{R_{2\Sigma}^2 + (s'x'_2)^2}{R_{2\Sigma}^2 + s'^2(x'_2 + x_\mu)^2}}; \quad (2-83)$$

$$I_2 = I_{\text{эkv}} \frac{s'x_\mu}{\sqrt{R_{2\Sigma}^2 + s'^2(x'_2 + x_\mu)^2}}; \quad (2-84)$$

$$s' = R_{2\Sigma} \sqrt{\frac{I_{\text{эkv}}^2 - I_\mu^2}{I_\mu^2 (x'_2 + x_\mu)^2 - I_{\text{эkv}}^2 x_2'^2}}. \quad (2-85)$$

Для тока ротора может быть также получено другое, более компактное выражение путем совместного решения (2-78), (2-81) и (2-85)

$$I'_2 = \sqrt{\frac{I_{\text{эkv}}^2 - I_\mu^2}{1 + 2x'_2/x_\mu}}. \quad (2-86)$$

Следует отметить, что с помощью каждого из полученных здесь выражений для токов нельзя построить скоростные характеристики, так как значения I_μ и x_μ являются взаимосвязанными. Для расчета этих характеристик следует задаваться током намагничивания I_μ и по нему определять x_μ по кривой $x_\mu(I_\mu)$. Для заданных значений I_μ и x_μ находятся по (2-85) и (2-86) значения s' и I'_2 . Отметим, что максимальное значение намагничивающего тока $I_\mu = I_{\text{эkv}}$, а минимальное его значение может быть определено по (2-83) при $s' \rightarrow \infty$ в виде

$$I_{\mu\text{пр}} = I_{\text{эkv}} \frac{x'_2}{x'_2 + x_{\mu 0}},$$

где $x_{\mu 0}$ — индуктивное сопротивление рассеяния контура намагничивания при $I_\mu \rightarrow 0$.

Предельное значение тока ротора согласно (2-84)

$$I'_{2\text{пр}} = I_{\text{эkv}} \frac{x_{\mu 0}}{x'_2 + x_{\mu 0}}.$$

Учитывая, что $x_{\mu 0} \gg x'_2$, $I'_{2\text{пр}} \approx I_{\text{эkv}}$.

Примерный вид зависимостей $I_\mu(s')$ и $I'_2(s')$ показан на рис. 2-52.

Для определения электромагнитного момента, развиваемого двигателем в режиме динамического торможения, можно воспользоваться выражением (2-49). Подставляя в него (2-85) и (2-86), находим:

$$M = \frac{3 \sqrt{(I_{\text{эkv}}^2 - I_\mu^2) [I_\mu^2 (x'_2 + x_\mu)^2 - I_{\text{эkv}}^2 x_2'^2]}}{\omega_0 (1 + 2x'_2/x_\mu)}. \quad (2-87)$$

Из этого выражения видно, что момент двигателя при заданном $I_{\text{экр}}$ полностью определяется током намагничивания I_{μ} . Сопоставляя (2-87) и (2-85), можно заметить, что при одном и том же значении I_{μ} , а значит, и M скольжение тем больше, чем больше сопротивление цепи ротора. Наконец, из (2-87) следует, что зависимость момента от тока намагничивания имеет максимум, поскольку при предельных значениях тока намагничивания ($I_{\mu} = I_{\text{экр}}$ при $s' = 0$ и $I_{\mu} = I_{\mu\text{пр}}$ при $s \rightarrow \infty$) значение момента обращается в нуль. Максимум момента определяется $I_{\text{экр}}$ и при его увеличении также возрастает. Примерный вид

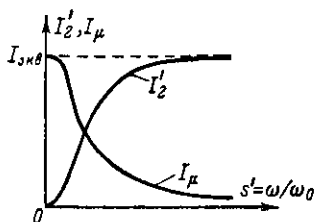


Рис. 2-52. Скоростные характеристики при динамическом торможении асинхронного двигателя.

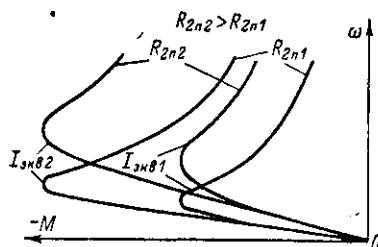


Рис. 2-53. Механические характеристики при динамическом торможении асинхронного двигателя ($I_{\text{экр}1} < I_{\text{экр}2}$; $R_{2n1} < R_{2n2}$).

механических характеристик асинхронного двигателя, работающего в режиме динамического торможения, показан на рис. 2-53. Расчет этих характеристик с учетом насыщения производится по формуле (2-49) после построения скоростных характеристик.

Расчет механических и скоростных характеристик асинхронного двигателя в режиме динамического торможения существенно упрощается, если можно не считаться с насыщением магнитной системы двигателя, когда $x_{\mu} = \text{const}$. Это допущение справедливо при $I_{\text{экр}} \leq 0,4 \div 0,5$. Для рассматриваемого случая из (2-49) и (2-84) может быть получено выражение механической характеристики, совпадающее по виду с упрощенной формулой (2-55а):

$$M = \frac{2M_{\text{д.т.к}}}{s'/s'_{\text{д.т.к}} + s'_{\text{д.т.к}}/s'}, \quad (2-88)$$

где $M_{д.т.к}$ — максимальный или критический момент при динамическом торможении

$$M_{д.т.к} = \frac{3 (x_{\mu 0} I_{экр})^2}{2\omega_0 (x'_2 + x_{\mu 0})}; \quad (2-89)$$

$s'_{д.т.к}$ — критическое скольжение при динамическом торможении, соответствующее максимальному тормозному моменту

$$s'_{д.т.к} = \frac{R_2 \Sigma}{x'_2 + x_{\mu 0}}. \quad (2-90)$$

Полученные выражения аналогичны (2-54а) и (2-53а). Однако следует подчеркнуть, что так как $x_{\mu 0} \gg x_k$, то критическое скольжение в режиме динамического торможения значительно меньше, чем в нормальной схеме включения при одинаковых активных сопротивлениях в роторной цепи, т. е. $s'_{д.т.к} \ll s_k$. Кроме того, даже если $x_{\mu 0} I_{экр} = U_\phi$, то по той же причине $M_{д.т.к} < M_k$. В связи с этим обычно принимают $I_{экр} > I_0$ в пределах $I_{экр} = (2 \div 4) I_0$. Увеличение $I_{экр}$ приводит к заметному росту момента в зоне высоких скольжений, когда в результате действия реакции ротора магнитная система двигателя не насыщена. При малых скольжениях увеличение $I_{экр}$ приводит к меньшему росту момента, в частности максимального момента. Вместе с тем с ростом $I_{экр}$ увеличивается значение $s'_{д.т.к}$, так как по мере насыщения двигателя уменьшается величина x_k .

Для осуществления режима динамического торможения асинхронного двигателя с самовозбуждением необходимо обеспечить опережение вектором намагничивающего тока вектора наводимой в двигателе э. д. с. Такое соотношение между фазами векторов $\dot{E}_1$ и $\dot{I}_\mu$ при отсутствии посторонних источников возбуждения может быть получено в том случае, когда в одну из цепей двигателя включены конденсаторы, в связи с чем рассматриваемый режим часто называют режимом конденсаторного торможения. На рис. 2-54 показана схема включения конденсаторов в цепь обмотки статора. Там же представлена соответствующая схема замещения.

Процесс самовозбуждения асинхронного двигателя происходит аналогично тому, как и машин постоянного тока. Наводимая в обмотке статора под действием остаточного потока э. д. с. обуславливает опережающий намагничивающий ток, под действием которого увеличивается

- э. д. с., а значит, и сам ток и т. д. Условия установившегося режима определяются точкой пересечения вольт-амперной характеристики $E(I_\mu)$ и прямой $I_1 z_1(I_1)$, где z_1 — сопротивление контура обмотки статора. Однако в данном случае параметры этого контура являются переменными, зависящими от частоты процесса самовозбуждения.

Обычно при анализе динамического торможения с самовозбуждением используются параметры двигателя, соответствующие номинальной частоте сети $f_{1н} = 50$ Гц. С целью учета изменения частоты вводится ее относительная величина $f_{1*} = f_1/f_{1н} = f_1/50$.

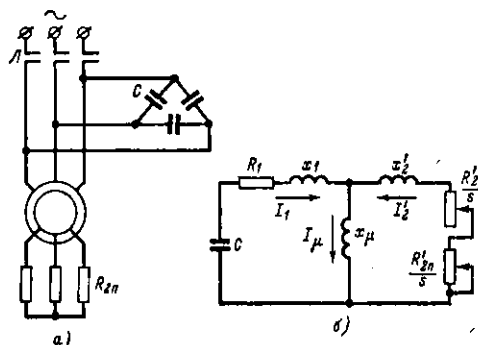


Рис. 2-54. Схема включения асинхронного двигателя, предусматривающая режим динамического торможения с самовозбуждением (а) и соответствующая схема замещения (б).

Тогда $X_1 = f_{1*} x_1$; $X_2 = f_{1*} x_2'$; $X_C = 1/2\pi f_1 C = x_C/f_{1*}$, где x_1 , x_2' , x_C — реактивные сопротивления при $f_1 = f_{1н} = 50$ Гц.

Условия самовозбуждения находятся из анализа схемы замещения на рис. 2-54. При этом следует иметь в виду, что реактивные сопротивления схемы зависят от частоты самовозбуждения, которые определяются для заданного двигателя его угловой скоростью и емкостью конденсаторов.

Условие начала самовозбуждения может быть записано следующим образом:

$$E_1 = z_1 I_1$$

или

$$f_{11*} x_{\mu} I_{\mu} = I_1 \sqrt{R_1^2 + \left(f_{11*} x_1 - \frac{x_C}{f_{11*}} \right)^2},$$

где f_{11*} — относительная частота, соответствующая началу самовозбуждения.

Полагая, что в начале самовозбуждения $I_2' \approx 0$, т. е. $I_1 = I_{\mu}$, а также $x_{\mu} = x_{\mu 0}$, находим:

$$(f_{11*} x_{\mu 0})^2 = R_1^2 + \left(f_{11*} x_1 - \frac{x_C}{f_{11*}} \right)^2. \quad (2-91)$$

Отсюда

$$f_{11*} = \sqrt{\frac{(R_1^2 - 2x_1 x_C) + \sqrt{(R_1^2 - 2x_1 x_C)^2 + 4x_C^2 (x_{\mu 0}^2 - x_1^2)}}{2(x_{\mu 0}^2 - x_1^2)}}.$$

Если пренебречь падением напряжения на сопротивлениях обмотки статора, то из (2-91) условие начала самовозбуждения определится как равенство реактивных сопротивлений контура намагничивания и конденсаторов

$$f_{11*} x_{\mu 0} \approx x_C / f_{11*},$$

т. е. аналогично условию для машины постоянного тока сопротивление контура возбуждения должно быть равно критическому X_{μ} .

$$X_C = X_{\mu}.$$

Отсюда

$$f_{11*} \approx \sqrt{\frac{x_C}{x_{\mu 0}}} = \sqrt{\frac{1}{314 C x_{\mu 0}}}.$$

Учитывая, что в начале самовозбуждения $s = 0$, находим угловую скорость ротора, соответствующую этому режиму:

$$\omega_{01} = f_{11*} \omega_0 = \omega_0 \sqrt{\frac{x_C}{x_{\mu 0}}} = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{314 C x_{\mu 0}}}, \quad (2-92)$$

где ω_0 — синхронная угловая скорость ротора двигателя при питании его от источника напряжения с частотой 50 Гц.

При скоростях $\omega > \omega_{01}$ растут частота, напряжение и токи машины. В этих условиях она работает генератором, причем энергия, поступающая с вала, преобразуется

в электрическую и выделяется в виде тепла в сопротивлениях цепи ротора.

Увеличение скорости вначале приводит к возрастанию намагничивающего тока, а следовательно, и э. д. с. E_1 . Для иллюстрации этого явления на рис. 2-55 показаны векторные диаграммы, соответствующие различным значениям угловой скорости ротора. С увеличением скорости, а значит и частоты в результате увеличения индуктивных сопротивлений и снижения емкостного сопротивления векторы токов статора и ротора будут поворачиваться: вектор $\dot{I}_1$ — по часовой стрелке из положения, почти совпадающего с $\dot{I}_\mu$, а вектор $\dot{I}_2'$ — против

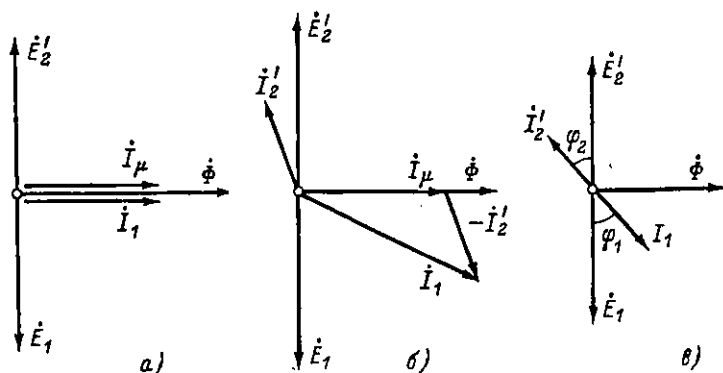


Рис. 2-55. Векторные диаграммы асинхронного двигателя, работающего в режиме динамического торможения с самовозбуждением.

а — в начале самовозбуждения при $\omega = \omega_{01}$; б — при $\omega_{01} < \omega < \omega_{11}$; в — при $\omega = \omega_{11}$.

часовой стрелки из положения, совпадающего с $\dot{E}_2'$. Очевидно, что при $\varphi_1 = \varphi_2$, т. е. при равенстве реактивных составляющих токов статора и ротора самовозбуждение прекратится, так как при этом $\dot{I}_\mu = 0$. Физически это означает, что вся реактивная мощность, генерируемая конденсаторами, «потребляется» индуктивностями рассеяния, точнее говоря, имеет место обмен реактивной энергией между конденсаторами и индуктивными полями рассеяния. При этом основной контур намагничивания в этом обмене энергией участия не принимает, что и приводит к прекращению самовозбуждения.

В соответствии с изложенным верхняя граница скорости при самовозбуждении может быть определена из следующих соотношений:

$$f_{1\Pi*}(x_1 + x_2) = \frac{x_C}{f_{1\Pi*}}; \quad \operatorname{tg} \varphi_1 = \operatorname{tg} \varphi_2.$$

Из первого условия следует

$$f_{1\Pi*} = \sqrt{\frac{x_C}{x_K}} = \sqrt{\frac{1}{314Cx_K}}$$

и соответственно

$$\omega_{0\Pi} = f_{1\Pi*} \omega_0 = \omega_0 \sqrt{\frac{x_C}{x_K}} = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{314Cx_K}}. \quad (2-93)$$

Второе условие можно записать в виде

$$\frac{f_{1\Pi*}x_1 - \frac{x_C}{f_{1\Pi*}}}{R_1} = \frac{f_{1\Pi*}x_2}{R_{2\Sigma}} s_{rp}.$$

Здесь $f_{1\Pi*}$ и s_{rp} — относительная частота и скольжение, при которых прекращается самовозбуждение.

Подставляя в последнее уравнение значение $f_{1\Pi*}$, находим:

$$s_{rp} = -\frac{R_{2\Sigma}}{R_1} = -\frac{1}{a}.$$

Из этого выражения следует, что верхняя граница скольжения, соответствующая существованию генераторного режима при самовозбуждении, такая же, как и при работе двигателя от источника напряжения [см. (2-74)].

Таким образом, максимальная угловая скорость ротора, при которой еще возможен режим самовозбуждения, определяется следующим образом:

$$\omega_{\Pi} = \omega_{0\Pi}(1 - s_{rp}) = \omega_0 \left(1 + \frac{R_{2\Sigma}}{R_1}\right) \sqrt{\frac{1}{314Cx_K}}. \quad (2-94)$$

Сопоставляя (2-92) и (2-94), можно сделать вывод о том, что с увеличением емкости конденсаторов зона действия динамического торможения с самовозбуждением перемещается в область низких скоростей. Ширина этой зоны ($\omega_{\Pi} - \omega_{0\Pi}$) определяется соотношением индуктивных сопротивлений контура намагничивания $x_{\mu 0}$ и рассеяния x_K . При этом, чем больше отношение $x_{\mu 0}/x_K$, тем

больше ω_{II}/ω_{0I} , т. е. шире зона действия конденсаторного торможения.

Следует подчеркнуть, что изменение емкости конденсаторов приводит не только к «сдвигу» зоны торможения, но и к изменению максимальных значений тока и момента. На рис. 2-56 показаны механические характеристики асинхронного двигателя при конденсаторном торможении. С увеличением емкости снижаются скорости и растет максимальный тормозной момент двигателя.

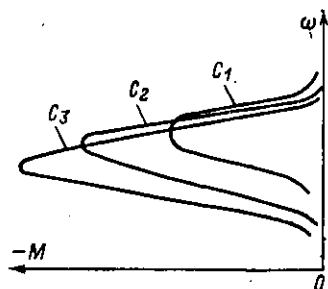


Рис. 2-56. Механические характеристики асинхронного двигателя при динамическом торможении с самовозбуждением ($C_1 < C_2 < C_3$).

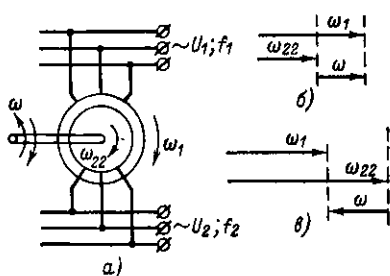


Рис. 2-57. Схема включения асинхронной машины в режиме двойного питания (а) и диаграммы угловых скоростей вала двигателя и н. с. обмоток статора и ротора при $f_1 > f_2$ (б) и $f_1 < f_2$ (в).

В ряде установок асинхронная машина подключается со стороны статора и ротора к источникам питания различной частоты. Работа асинхронной машины в этом случае отличается от работы при обычном включении в сеть одной частоты и требует дополнительного изучения. Напомним, что основным условием нормальной работы асинхронной машины является неподвижное положение н. с. обмоток статора и ротора относительно друг друга, т. е. равенство абсолютных скоростей вращения указанных н. с.

На рис. 2-57, а приведена схема асинхронной машины двойного питания. Энергия к обмоткам статора и ротора подводится от различных источников с частотами, равными соответственно f_1 и f_2 . Магнитный поток, обусловленный н. с. обмотки статора, вращается относительно статора с угловой скоростью

$$\omega_1 = 2\pi f_1/p.$$

Магнитный поток обмотки ротора вращается относительно ротора с угловой скоростью

$$\omega_{22} = 2\pi f_2/p,$$

а абсолютная угловая скорость этого потока для случая, соответствующего одинаковому направлению вращения полей статора и ротора относительно соответствующих обмоток, при этом равна:

$$\omega_2 = \omega + \omega_{22}.$$

В силу равенства абсолютных угловых скоростей н.с. статора и ротора и соответствующих им потоков можно записать:

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega + \omega_{22}.$$

Отсюда

$$\omega = \omega_1 - \omega_{22} = 2\pi (f_1 - f_2)/p. \quad (2-95)$$

На рис. 2-57, б и в приведены диаграммы угловых скоростей н.с., создаваемых обмотками асинхронной машины, и вала ротора при различных соотношениях частот источников, питающих статорные и роторные цепи.

Важной особенностью машины двойного питания является то, что она по своей природе становится синхронной машиной, угловая скорость вращения вала которой определяется разностью частот статорной и роторной цепей и не зависит от нагрузки на валу в определенных пределах изменения ее величины.

Энергетические соотношения для машины двойного питания могут быть установлены на основании следующих соотношений:

для мощности цепи статора

$$P_1 = M\omega_1 = M \frac{2\pi f_1}{p} = kMf_1; \quad (2-96)$$

для мощности на валу машины

$$P_M = M\omega = M \frac{2\pi (f_1 - f_2)}{p} = kM(f_1 - f_2); \quad (2-97)$$

для мощности цепи ротора

$$P_2 = M\omega_{22} = M \frac{2\pi f_2}{p} = kMf_2. \quad (2-98)$$

Обратим внимание на то обстоятельство, что при одинаковом направлении вращения полей статора и ротора

относительно своих обмоток направление потока энергии машины двойного питания будет зависеть от характера нагрузки на ее валу. Так, в случае работы машины, когда она преодолевает определенное статическое сопротивление, баланс мощности имеет вид:

$$P_1 - P_M = kMf_1 - kM(f_1 - f_2) = kMf_2 = P_2.$$

Следовательно, если при согласном вращении полей машина работает в двигательном режиме, то мощность P_1 статорной цепи, имеющей большую частоту ($f_1 > f_2$), частично преобразуется в механическую P_M и частично (P_2) передается через роторную цепь в сеть меньшей частоты (f_2). Если же будет иметь место обратное соотношение частот $f_2 > f_1$, то мощность будет поступать со стороны ротора (P_2), преобразовываться в механическую P_M и направляться на вал, а второй ее поток P_1 будет через статорную цепь передаваться в сеть меньшей частоты f_1 .

В тормозных режимах работы машины двойного питания ее энергетический баланс будет носить несколько иной характер. Допустим, что с вала машины при $f_2 < f_1$ передается мощность $P_M < P_1$. Следовательно, разность между P_1 и P_M должна быть покрыта за счет энергии частоты f_2 . Так как машина получает энергию со стороны вала и из сети низшей частоты, то отдает она ее в сеть высшей частоты f_1 .

В проведенном анализе не учитывались потери энергии в цепях машины двойного питания. Они в какой-то мере влияют на энергетические соотношения, но не изменяют общий принцип определения направления потоков энергии.

Вторым характерным режимом работы машины двойного питания является такой, при котором поля обмоток статора и ротора движутся в противоположных направлениях относительно соответствующих обмоток. Скорость вала машины в этом случае определяется выражением

$$\omega = 2\pi(f_1 + f_2)/p. \quad (2-95a)$$

При любом характере нагрузки скорость вала будет больше скорости полей статора или ротора.

В случае двигательного режима работы машины энергия будет подводиться от обоих источников питания с частотами f_1 и f_2 и передаваться в виде механической энергии на вал двигателя. В генераторном режиме работы энергия с вала будет передаваться обоим источникам

при частотах f_1 и f_2 . Нетрудно заметить, что в соответствии с (2-96)–(2-98) количество потребляемой или отдаваемой источниками энергии определяется в данных режимах соотношением их частот.

2-5. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Синхронные двигатели занимают в промышленных автоматизированных электроприводах значительное место и применяются главным образом для привода механизмов, скорость которых не требуется регулировать. Они используются в качестве двигателей преобразовательных агрегатов, компрессоров, насосов и т. д. К достоинствам синхронных двигателей следует отнести простоту их конструкции по сравнению, например, с машинами постоянного тока, высокие энергетические показатели, определяющиеся в первую очередь их компенсационными свойствами; относительно невысокую стоимость. Синхронные двигатели большой мощности — выше 2000—3000 кВт дешевле асинхронных. В последние годы в связи с развитием полупроводниковой техники и созданием преобразователей частоты с полупроводниковыми вентилями становится реальной возможность регулирования скорости синхронных двигателей.

Схема включения синхронного двигателя приведена на рис. 2-58. Этот двигатель имеет обычный по своему конструктивному исполнению статор машины переменного тока. Его ротор выполняется с двумя обмотками: пусковой обмоткой (ОП) типа беличьей клетки, как у асинхронного короткозамкнутого двигателя, и обмоткой возбуждения (ОВ) постоянного тока. Первая из обмоток служит для асинхронного пуска синхронного двигателя, вторая — для его возбуждения в нормальном рабочем режиме. Процессу пуска двигателя и рабочему режиму соответствуют различные механические характеристики.

При пуске синхронного двигателя его обмотка статора подключается к сети, при этом ротор приводится в движение благодаря наличию пусковой обмотки. Обмотка возбуждения двигателя при пуске замыкается на ограничивающий резистор R_p , показанный на рис. 2-58. Сопротивление последнего выбирается равным 8–10-кратному значению сопротивления обмотки возбуждения двигателя. При большем значении сопротивления в начальный момент пуска излишне повышается напряжение на кольцах, к которым подключена ОВ. Меньшая величина сопротивления недостаточно ограничивает ток в ОВ и вызванную этим током дополнительную составля-

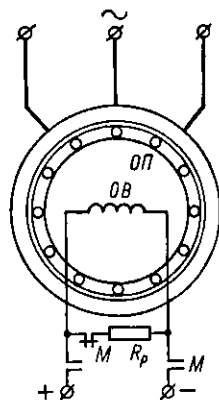


Рис. 2-58. Схема включения синхронного двигателя.

М — контактор, подключающий обмотку возбуждения к источнику постоянного тока.

щую момента, что приводит к заметному уменьшению момента при скорости, близкой к половине синхронной.

Синхронные двигатели выполняются с пусковыми клетками двух типов, что позволяет получить различные механические характеристики, аналогичные характеристикам 1 и 2 на рис. 2-59, а. Второй из них соответствует относительно большой пусковой момент вследствие повышенного активного сопротивления, тогда как для первой пусковой момент значительно меньше. Однако характеристике 2 соответствует большее, чем характеристике 1, значение скольжения при номинальном статическом моменте на валу двигателя $s_{B2} > s_{B1}$, что затрудняет процесс вхождения двигателя в синхронизм (см. гл. 9). Двигатели, у которых пусковая клетка выполняется с повышенным активным сопротивлением, применяются обычно

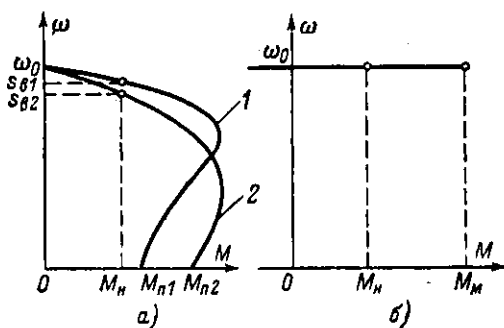


Рис. 2-59. Механические характеристики синхронного двигателя.

а — при пуске; б — в установившемся режиме работы.

для механизмов с большим значением статического момента при пуске. К таким механизмам могут быть отнесены нерегулируемые прокатные станы, где значительны силы трения при низких скоростях и требуется повышенное значение пускового момента. Обычно статический момент $M_{с.п.х}$ при пуске вхолостую составляет $0,3—0,4 M_n$. При этом значение входного скольжения составляет $s_n = 0,02+0,05$, вследствие чего двигатель легко входит в синхронизм. Для механизмов с увеличивающимся по мере разбега привода статическим моментом, например, при вентиляторном характере статического момента, более приемлемы двигатели с механической характеристикой 1.

Обратим внимание на то обстоятельство, что пусковые клетки синхронных двигателей рассчитываются на кратковременный режим их работы продолжительностью 20—30 с. Увеличение времени пуска выше допустимого может привести к перегреву клетки и ее повреждению. Связь между скольжением и моментом синхронного двигателя при работе на пусковой клетке приблизительно выражается формулой (2-55), как у обычного асинхронного двигателя.

После процесса синхронизации угловая скорость синхронного двигателя определяется выражением

$$\omega_0 = 2\pi f_1 / p,$$

где f_1 — частота сети, Гц;

p — число пар полюсов.

Механическая характеристика синхронного двигателя представляет собой прямую, параллельную оси абсцисс, как показано на рис. 2-59, б, т. е. при изменении нагрузки на валу двигателя его скорость остается постоянной. В силу этого модуль жесткости механической характеристики синхронного двигателя во всех точках равен бесконечности. Однако мгновенные значения скорости ротора синхронного двигателя в процессе работы могут несколько отличаться от синхронной скорости ω_0 , например, вследствие отставания

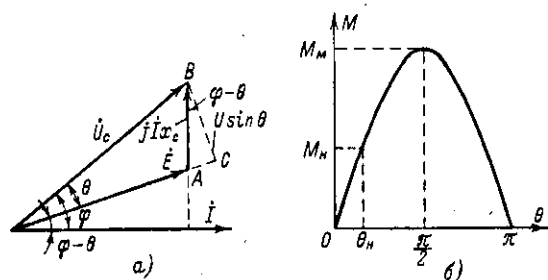


Рис. 2-60. Упрощенная векторная диаграмма (а) и угловая характеристика (б) синхронного двигателя.

ротора от поля статора при увеличении нагрузки на валу, так как при этом происходит увеличение угла между векторами напряжения сети и э. д. с. статора, определяемой потоком возбуждения.

В связи с указанным весьма важной для анализа работы синхронного двигателя является зависимость развиваемого им момента от угла внутреннего сдвига фаз между векторами э. д. с. и напряжения сети $M(\theta)$. Эта зависимость называется угловой характеристикой синхронного двигателя.

Для установления указанной зависимости обратимся к упрощенной векторной диаграмме синхронного двигателя, приведенной на рис. 2-60, а. На этой диаграмме приняты следующие обозначения:

- $\vec{i}$ — вектор фазного тока статора;
- $\vec{E}, \vec{U}_c$ — векторы фазных э. д. с. обмотки статора и напряжения сети;
- x_c — индуктивное сопротивление фазы статора;
- φ — фазовый угол сдвига между током статора и напряжением сети;
- θ — внутренний угол сдвига между э. д. с. статора и напряжением сети.

При построении диаграммы принято, что активное сопротивление обмотки статора пренебрежимо мало ($R_c \approx 0$). В этом случае

вся активная мощность, потребляемая из сети, передается на ротор, т. е.

$$P_{\text{эм}} = P_{1\text{а}} = 3U_c I \cos \varphi.$$

Отсюда

$$M = \frac{P_{\text{эм}}}{\omega_0} = \frac{3U_c I \cos \varphi}{\omega_0}. \quad (2-99)$$

Из векторной диаграммы на рис. 2-60, а следует:

$$U_c \cos \varphi = E \cos (\varphi - \theta).$$

С другой стороны, из треугольника ABC

$$\cos (\varphi - \theta) = \frac{U_c \sin \theta}{I x_c},$$

откуда

$$U_c \cos \varphi = \frac{EU_c}{I x_c} \sin \theta.$$

Подстановка этого выражения в (2-99) дает:

$$M = \frac{3EU_c}{\omega_0 x_c} \sin \theta = M_M \sin \theta. \quad (2-100)$$

Зависимость момента синхронного двигателя от угла внутреннего сдвига фаз приведена на рис. 2-60, б. Наибольшего значения момент двигателя достигает при угле $\theta = \pi/2$. Эта величина характеризует собой перегрузочную способность синхронного двигателя. Увеличение угла θ более значения $\pi/2$ может привести к неустойчивой работе двигателя и выпадению его из синхронизма. При меньших значениях θ его работа устойчива. Важной величиной, отмеченной на рис. 2-60, б, является номинальный угол сдвига фаз θ_n , который характеризует возможный длительный режим работы двигателя по условиям нагревания, а следовательно, и его номинальный момент M_n . Отношение максимального момента к номинальному так же, как и для асинхронного двигателя, называется перегрузочной способностью и обозначается

$$\lambda = M_M / M_n.$$

Номинальный угол сдвига фаз обычно составляет $30-25^\circ$, а перегрузочная способность синхронных двигателей лежит в пределах 2—3.

Для механизмов с переменной нагрузкой, особенно при вероятности возникновения ее пиков, применяются двигатели с высокой перегрузочной способностью. В некоторых случаях осуществляется автоматическое увеличение э. д. с. двигателя за счет кратковременного его перевозбуждения, что приводит к увеличению E , а значит, к повышению M_M и соответственно λ . Следует также отметить, что синхронный двигатель менее чувствителен к снижению напряжения питающей сети, чем асинхронный двигатель, так как его момент согласно (2-100) пропорционален первой степени напряжения.

Векторная диаграмма рис. 2-60, а и полученные на основании ее анализа выводы справедливы для неявнополюсной синхронной машины, положение ротора которой относительно поля статора

иллюстрируется на рис. 2-61, а. Вращающий момент в такой машине может возникнуть только при наличии тока в распределенной обмотке возбуждения.

Для трехфазных синхронных машин с явно выраженными полюсами зависимость момента от угла внутреннего сдвига фаз имеет вид:

$$M = \frac{3}{\omega_0} \left[\frac{U_c E}{x_d} \sin \theta + \frac{U_c^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta \right], \quad (2-101)$$

где x_d , x_q — реактивные сопротивления по продольной и поперечной осям.

Второй член в приведенном выражении представляет собой значение реактивного момента синхронной машины с явно выраженными полюсами. Из анализа (2-101) следует, что явнополюсный синхронный двигатель может развивать некоторый момент и без воз-

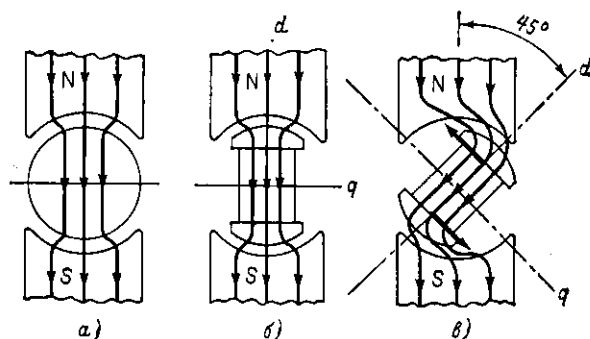


Рис. 2-61. К иллюстрации работы синхронного двигателя с неявнополюсным (а) и явнополюсным (б, в) роторами.

буждения. Это объясняется тем, что магнитное поле статора стремится удерживать вращающийся ротор в таком положении, когда магнитное сопротивление потоку минимально. Показанному на рис. 2-61, б положению ротора соответствует синхронное вращение его при идеальном холостом ходе и совпадении оси полюсов с осью потока вращающегося поля. Если на валу двигателя возникает статический момент, то ось полюсов начинает отставать от поля статора. В двигателе создается реактивный момент, стремящийся сохранить минимальным магнитное сопротивление по продольной оси. Этот момент уравнивает статический момент на валу. Максимум реактивного момента соответствует повороту оси ротора на 45 эл. град., как показано на рис. 2-61, в.

В промышленных установках малой мощности некоторое применение находят реактивные синхронные двигатели. Конструкция их такова, что индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям существенно отличаются друг от друга, в связи с чем возрастает и величина реактивного момента двигателя.

Следует отметить, что с погрешностью порядка 10—20% для крупных явнополюсных двигателей можно пренебречь составляющей

реактивного момента и пользоваться выражением (2-100), выведенным для неявнополюсной синхронной машины.

Синхронный двигатель с пусковой обмоткой в принципе может работать в тех же тормозных режимах, что и асинхронный. В режиме рекуперативного генераторного торможения он вращается с синхронной скоростью и преобразует механическую энергию, поступающую с вала, в электрическую с последующей передачей ее в сеть переменного тока. Механическая характеристика в этом случае является продолжением характеристики в двигательном режиме, что показано на рис. 2-59, б.

Обычно для торможения синхронных двигателей применяется режим динамического торможения, при котором обмотка статора замыкается на дополнительное сопротивление. Возбуждение осуществляется от собственного возбудителя или отдельного возбудительного агрегата, что не равноценно, так как в первом случае напряжение на обмотке возбуждения снижается по мере уменьшения скорости машины при торможении. Механические характеристики синхронной машины в режиме динамического торможения аналогичны характеристикам асинхронной машины.

Синхронный двигатель отличается от других машин тем свойством, что с его помощью можно регулировать потребление реактивной мощности из сети. Пояснить это положение можно следующим образом. Если пренебречь падением напряжения в обмотке статора двигателя, обусловленным активным и индуктивным сопротивлениями, то э. д. с., возникающая в обмотке статора при работе двигателя без нагрузки, равна напряжению сети. Она определяется результирующим магнитным потоком в воздушном зазоре. Последний определяется н. с. обмотки статора и обмотки возбуждения. В том случае, когда ток возбуждения отсутствует, весь поток создается только током статора. Синхронный двигатель при этом, так же как и асинхронный двигатель, работающий без нагрузки, потребляет из сети реактивный ток, отстающий от напряжения на 90° . Если машину возбудить, то часть результирующей н. с. будет создана током возбуждения ротора и намагничивающий ток статора уменьшится. Дальнейшее увеличение тока возбуждения приведет к тому, что ток обмотки статора может стать размагничивающим. В противном случае поток машины оказался бы больше результирующего, соответствующего заданной э. д. с. Таким образом, при перевозбуждении синхронный двигатель будет потреблять размагничивающий ток, опережающий по фазе напряжение на угол 90° , т. е. машина будет работать генератором реактивной энергии.

На рис. 2-62 приведены векторные диаграммы синхронного двигателя при постоянной нагрузке на валу, неизменном напряжении сети и разных по величине токах возбуждения. Векторы i_d и i_q на этом рисунке представляют собой составляющие тока статора по продольной и поперечной осям. В том случае, когда синхронный двигатель недовозбужден (рис. 2-62, а), недостаток реактивной энергии покрывается сетью, т. е. двигатель, кроме активного тока, участвующего в создании момента на валу, потребляет реактивный — намагничивающий — ток. Ток возбуждения может быть выбран таким образом (рис. 2-62, б), что из сети потребляется только активный ток. Если двигатель перевозбужден (рис. 2-62, в), то избыток реактивной энергии отдается в сеть. Полный ток двигателя характеризуется при этом двумя составляющими: активной и реактивной, последняя для двигателя является размагничивающей.

Векторные диаграммы, соответствующие приведенным режимам работы синхронного двигателя, позволяют судить о том, что при

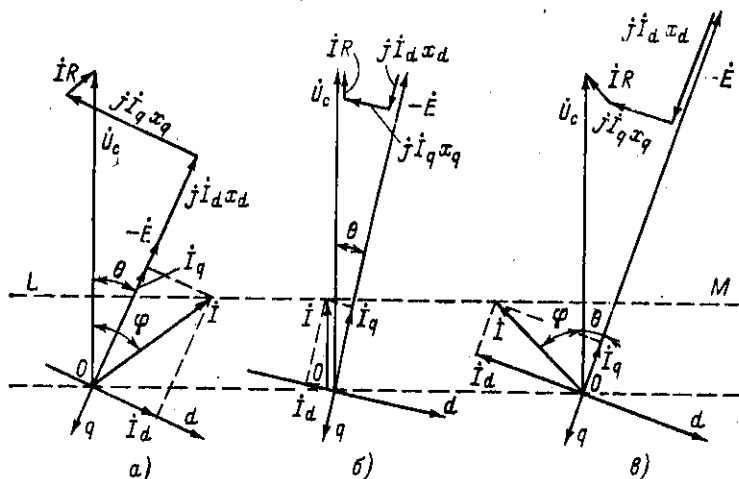


Рис. 2-62. Векторные диаграммы синхронного двигателя при одинаковой нагрузке на валу и разных токах возбуждения.

$P = 3U_c I \cos \varphi = \text{const}$, $U_c = \text{const}$ и $I \cos \varphi = I_a = \text{const}$ конец вектора полного тока $\vec{i}$ на рис. 2-62 при изменении возбуждения двигателя скользит по линии LM . Его модуль будет минимальным при $\cos \varphi = 1$. При этом $I_{\min} = I_a$.

Зависимость полного тока синхронного двигателя от тока возбуждения $I(I_B)$ иллюстрируется U-образными характеристиками, приведенными на рис. 2-63. Здесь кривая II представляет собой регулировочную характеристику синхронного двигателя $I(I_B)$ при $\cos \varphi = 1$. Очевидно, что кривая II является геометрическим местом минимумов U-образных характеристик, соответствующих разным значениям нагрузки (P_1, P_2, P_3). Слева от кривой II двигатель недовозбужден, справа — перевозбужден. Кривая I характеризует границу статической устойчивости двигателя; при переходе ее двигатель может выпасть из синхронизма. Кривая III соответствует верхней границе возбуждения по условиям допустимого нагрева обмоток возбуждения и самораскачивания двигателя.

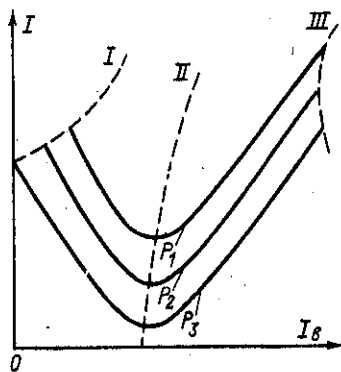


Рис. 2-63. U-образные характеристики синхронного двигателя $P_1 > P_2 > P_3$.

2-6. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОСТРОЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ МЕХАНИЧЕСКИХ И СКОРОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

В ряде случаев возникает необходимость построения механических или скоростных характеристик двигателей на основании экспериментальных данных. Определяется это отсутствием каталожных данных и расчетных параметров машины, необходимостью получить истинную характеристику машины, а не типовую, которая приводится заводами для серии двигателей, и рядом других причин.

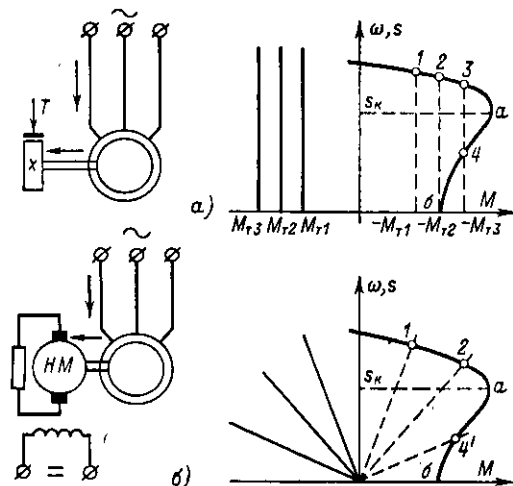


Рис. 2-64. К принципу работы нагрузочных устройств, предназначенных для экспериментального построения статических механических характеристик.

α — с механическим тормозом, β — с электрической нагрузочной машиной постоянного тока независимого возбуждения.

Механические характеристики любого двигателя экспериментальным методом могут быть получены с помощью различных нагрузочных устройств. Простейшие из них применительно к асинхронному двигателю приведены на рис. 2-64.

При снятии механической характеристики двигатель включается в сеть, при этом измеряется его угловая скорость, а тормозной момент на валу создается, например, посредством колодочного тормоза (рис. 2-64, α) или нагрузочной машины HM постоянного тока, работающей в режиме динамического торможения (рис. 2-64, β). На тех же рисунках приведены характеристики, которые могут быть получены от соответствующих тормозных устройств. Для установки с колодочными тормозами различные тормозные моменты M_{T1} , M_{T2} , M_{T3} могут быть получены за счет изменения усилия давления на тор-

возможен диск, а для установки с тормозной машиной — за счет изменения сопротивления якорной цепи. Зависимости $M_T(\omega)$ показаны на рис. 2-64, а сплошными линиями. Установившийся режим работы рассматриваемой установки характеризуется равенством моментов тормоза и испытываемого двигателя, т. е. $M_{н.д} - M_T = 0$, в связи с чем для удобства определения рабочей точки двигателя на том же рисунке пунктирными линиями показаны зависимости — $M_T(\omega)$.

Изменяя тормозной момент на валу асинхронного двигателя в схеме рис. 2-64, а, можно получить ряд точек его механической характеристики (1, 2, 3). Однако при увеличении скольжения выше $s_{к}$, снять характеристику в зоне ab не удается, так как режим работы двигателя становится статически неустойчивым. Обратимся, например, к точке 4. При случайном увеличении скорости двигателя момент его возрастает и двигатель стремится перейти в устойчивый режим работы, соответствующий точке 3. В то же время при случайном снижении скорости вследствие статической неустойчивости системы двигатель из режима работы, соответствующего точке 4, затормозится до скорости, равной нулю.

Несколько большие возможности имеет установка с тормозным генератором, работающим в режиме динамического торможения по схеме рис. 2-64, б. Зависимости момента нагрузочной машины $M_{н.м}(\omega)$ показаны на рис. 2-64, б тонкими сплошными прямыми, а зависимости — $M_{н.м}(\omega)$ — пунктирными. С помощью этой установки может быть снята часть характеристики асинхронного двигателя и в зоне между точками а и б. Примером тому служит статически устойчивая работа системы в точке 4'. При случайном возрастании скорости нагрузка на валу здесь увеличивается в большей степени, чем момент двигателя, и система возвращается в точку устойчивой работы 4'.

Обратим внимание на то обстоятельство, что поток энергии в рассматриваемых системах может быть направлен, как это показано на рис. 2-64 стрелками, только из сети на вал двигателя. Энергия, полученная из сети, теряется в тормозных устройствах. Вследствие указанного положения является естественным, что характеристики исследуемой машины могут быть сняты только для двигательного режима, ибо для генераторного режима машина должна была бы получить энергию с вала. Отметим также, что аналогичные установки для экспериментального снятия механических характеристик двигателей могут быть созданы, если в качестве нагрузочных устройств применить электромагнитные индукционные тормоза.

Более совершенную экспериментальную установку, правда с более сложным оборудованием, можно получить, если в качестве тормозного устройства использовать нагрузочную машину постоянного тока независимого возбуждения $НМ$, соединенную с агрегатом, состоящим из машины постоянного тока $МП$ и асинхронного или синхронного двигателя $Д$, как показано на рис. 2-65, а. Такая установка позволяет снять механические характеристики испытываемого двигателя $ИД$ во всех рабочих режимах.

На рис. 2-65, б приведены характеристики нагрузочной машины $НМ$, соединенной по системе генератор—двигатель с машиной $МП$. Зависимости момента нагрузочной машины $M_{н.м}(\omega)$ при разных значениях э. д. с. $МП$ показаны на рис. 2-65, б сплошными линиями, а зависимости — $M_{н.м}(\omega)$ — пунктирными. Если испытываемая машина $ИД$ работает в двигательном режиме, то $НМ$ работает в качестве

генератора и отдает через вспомогательный агрегат энергию в сеть. Направление потока энергии для этого случая показано на схеме сплошными стрелками. С помощью потенциометра в цепи возбуждения машины *МП* можно плавно регулировать величину ее тока возбуждения и э. д. с., а значит, напряжение на ее зажимах и соответственно ток в цепи якоря нагрузочной машины *НМ*. При постоянстве потока последней в соответствии с (2-8) показания ампер-

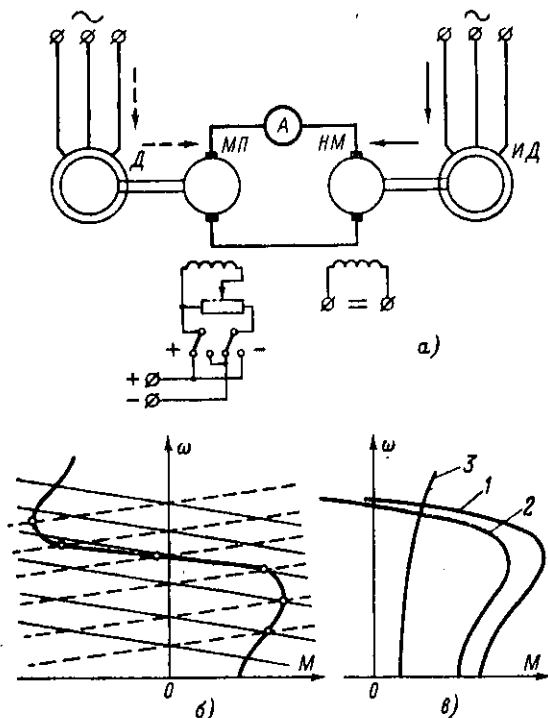


Рис. 2-65. К принципу работы экспериментальной установки для снятия статических механических характеристик в двигательном и тормозных режимах.

метра, включенного в якорной цепи, могут быть пересчитаны на величину момента, развиваемого *НМ*, с помощью формулы $M = k_m I_{\text{я}}$, где $k_m = k\Phi = \text{const.}$

Рассматриваемая система позволяет построить экспериментальным методом характеристики испытуемой машины *ИД* и тогда, когда она работает в генераторном режиме с рекуперацией энергии в сеть. В этом случае машина *НМ* работает в двигательном режиме и передает энергию со своего вала машине *ИД*, скорость которой должна быть выше скорости идеального холостого хода. Увеличение скорости *ИД* достигается за счет повышения напряжения машины

МП, которая работает генератором. Энергия в указанном режиме поступает от сети через машины *Д*, *МП*, *НМ* и возвращается в сеть машиной *ИД*. Направление потока энергии для этого случая показано на схеме пунктирными стрелками.

Как видно на рис. 2-65, 6, нагрузочное устройство позволяет получить ряд устойчивых рабочих точек механической характеристики двигателя *ИД* и машины *НМ*. Характеристики испытуемой асинхронной машины с помощью рассматриваемой системы могут быть сняты и в других режимах: при противотяжении и динамическом торможении.

При построении механических характеристик экспериментальным методом следует иметь в виду, что характеристика двигателя полученная на основании измерения величины тока в якорной цепи *НМ* в системе рис. 2-65, а, будет отличаться от истинной. Отличия это определяется тем, что машина *ИД* в двигательном режиме развивает момент, не только преодолевающий момент нагрузочной машины *НМ*, но и идущий на преодоление момента, обусловленного потерями в агрегате *ИД—НМ*. В тормозных режимах момент, развиваемый *ИД*, будет меньше электромагнитного момента *НМ*. По указанным причинам истинная характеристика 1 испытуемого двигателя *ИД*, приведенная на рис. 2-65, а, находится путем алгебраического суммирования характеристики 2, полученной по измерению тока якорной цепи *НМ—МП*, и характеристики потерь 3. Последняя может быть снята при отключенной от сети машине *ИД* и питании агрегата *НМ—ИД* от машины *МП*. График потерь в агрегате *НМ—ИД* должен быть учтен при снятии характеристик *ИД* и в тормозных режимах.

Глава третья

ХАРАКТЕРИСТИКИ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ МНОГОДВИГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3-1. ДВУХДВИГАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ОБЩИМ МЕХАНИЧЕСКИМ ВАЛОМ

В ряде случаев используются системы электропривода, включающие в себя не один двигатель, а два, три и более. При этом машины работают совместно, приводя в движение один рабочий орган. Такие электроприводы характеризуются большими возможностями в отношении регулирования скорости и момента, взаимным резервированием электрических машин, снижением суммарного момента инерции системы по сравнению с системой однодвигательного электропривода, возможностью создания мощных установок при использовании серийных электрических машин относительно небольшой мощности, упрощением механического оборудования и лучшим конструктивным размещением электродвигателей.

Дополнительные возможности системы электропривода с несколькими двигателями могут быть пояснены при рассмотрении следующих примеров. Представим систему, где на одном валу с асинхронным двигателем *Д*, приводящим в движение рабочий орган

РО производственного механизма, установлено какое-либо тормозное устройство M , как показано на рис. 3-1. Последнее может быть представлено в виде механического тормоза или электрической машины.

Асинхронная машина, работающая в двигательном режиме, имеет изображенную рис. 3-1, б характеристику 1. Тормозное устройство может иметь различные характеристики и, в частности, приведенные на рис. 3-1, б характеристики 2 и 3. Угловая скорость вала производственного механизма определяется суммарной механической характеристикой двигателя и тормозного устройства. Очевидно, что при одном и том же значении угловой скорости момент на суммарной механической характеристике равен алгебраической сумме моментов исходных характеристик. На рис. 3-1, б показано построение таких характеристик: суммирование 1 и 2 позволяет

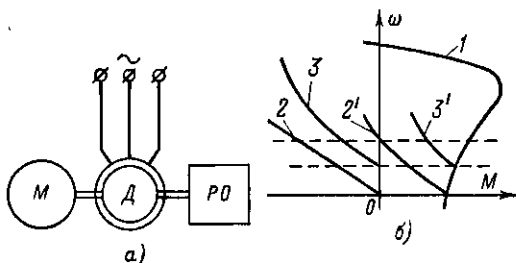


Рис. 3-1. Система электропривода с тормозным устройством (а) и ее механические характеристики (б).

получить характеристику 2', а 1 и 3 — характеристику 3'. Как видно из приведенного рисунка, у системы электропривода появляются дополнительные возможности устойчивой работы при пониженных угловых скоростях вала производственного механизма. Однако при работе на пониженных скоростях энергия, получаемая из сети, в значительной мере расходуется в тормозном устройстве. Это ограничивает целесообразность применения данного способа регулирования скорости, за исключением тех случаев, когда работа механизма на пониженной скорости составляет лишь малое время в полном рабочем цикле.

Принцип суммирования механических характеристик нашел значительное применение в подъемно-транспортной технике, где часто бывает необходимым осуществлять движение механизмов на пониженной скорости перед их остановкой. Характерными примерами, где используется указанный принцип, являются двухдвигательные асинхронные электроприводы, схемы и механические характеристики которых приведены на рис. 3-2. Такие схемы могут использоваться для привода лифтов, кранов и других механизмов.

Двухдвигательный электропривод, работающий по схеме рис. 3-2, а, позволяет получить проходящую через начало координат характеристику 3 путем суммирования характеристик 1 и 2. В приведенной системе два двигателя работают на один вал, но при спуске грузов один из них, например А, работает в двигательном

режиме, а другой, т. е. *Б*, в режиме противовключения. При подъеме грузов оба двигателя включаются в сеть таким образом, что создают одинаковые по величине и знаку моменты.

В том случае, когда возникает необходимость в получении устойчивой малой скорости подъема груза, может быть использована та же двухдвигательная система, но при этом один из двигателей, например *Б*, работает в режиме динамического торможения согласно

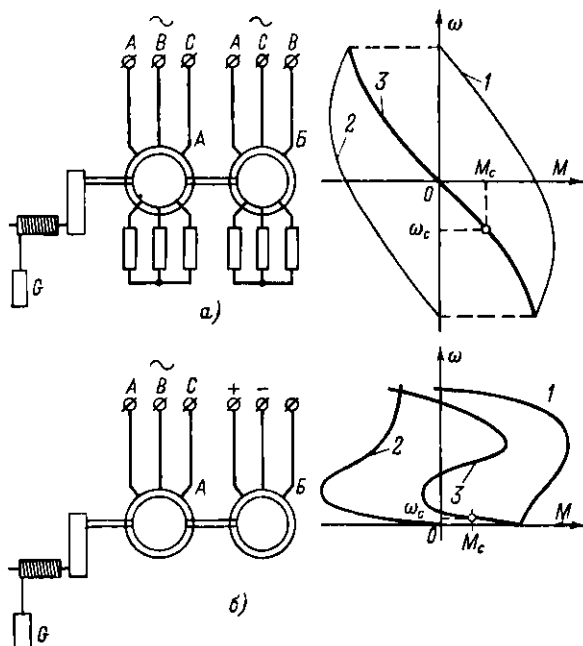


Рис. 3-2. Системы асинхронного двухдвигательного электропривода с наложением характеристик двигательного и тормозного режимов, используемые для получения пониженной скорости при спуске (а) и подъеме (б) грузов.

схеме на рис. 3-2, б. При этом характеристика 3 получается путем суммирования характеристик двигательного режима 1 для машины А и динамического торможения 2 для машины Б.

Отметим, что приведенные комбинации режимов работы машин и характеристик двухдвигательных электроприводов не исчерпывают всего их многообразия. Находят, например, применение системы: асинхронный двигатель — двигатель последовательного возбуждения, асинхронный двигатель — специальный вихревой генератор и т. д.

Своеобразные задачи возникают при создании систем многодвигательного электропривода, когда нет необходимости в получении дополнительных регулировочных характеристик, а желательно деле-

ние одной машинной единицы на несколько по условиям конструктивного характера, ввиду отсутствия крупных серийных машин и т. д. При совместной работе двигателей на общий вал значительный интерес представляет распределение суммарной нагрузки вала между отдельными двигателями. Задача определения нагрузки на каждом двигателе решается просто и наглядно графическим путем. Для этого, используя механические характеристики двигателя, суммируют при одной и той же скорости их моменты. Зависимость суммарного момента от скорости дает механическую характеристику привода в целом. Зная общий момент сопротивления на валу, можно определить угловую скорость вала. По известной угловой скорости

с помощью механических характеристик двигателей находят их моменты.

На рис. 3-3 показано распределение нагрузок между двумя асинхронными двигателями, механические характеристики которых различаются по жесткости. Двигатель $D2$ с более мягкой характеристикой оказывается меньше нагруженным. Если двигатели выбраны с одинаковым номинальным моментом, равным половине момента сопротивления, то один из них ($D2$) окажется недогруженным, а другой ($D1$) перегруженным. Это приведет к перегреву двигателя $D1$, вследствие чего он может выйти из строя. Поэтому основной задачей при создании электроприводов с несколькими двигателями

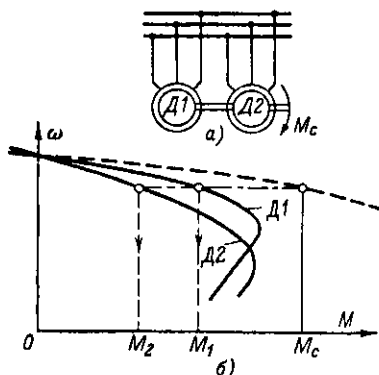


Рис. 3-3. Двухдвигательный асинхронный электропривод (а) и его механические характеристики (б).

гателями, работающими совместно на общий вал, является обеспечение их одинаковой загрузки. Эта задача решается прежде всего применением одинаковых двигателей, т. е. они выбираются из одной и той же серии и имеют равную мощность. Однако даже одинаковые двигатели могут несколько отличаться по своим характеристикам. Поэтому для более точного выравнивания нагрузок, что особенно важно для приводов большой мощности, двигатели должны подбираться индивидуально с экспериментальной проверкой на идентичность их механических характеристик. Несколько проще решается вопрос выравнивания нагрузок для асинхронных двигателей с фазным ротором. При отсутствии идентичности в характеристиках в роторную цепь двигателя, имеющего более жесткую характеристику, вводят дополнительное сопротивление соответствующей величины.

При создании систем двухдвигательного привода используются двигатели постоянного тока с независимым возбуждением. При параллельном включении этих двигателей их нагрузка может оказаться существенно более неравномерной, чем у асинхронных двигателей. Это объясняется возможностью различия не только жесткости характеристик, но и значений скорости холостого хода, как показано

на рис. 3-4. Задачу определения загрузки двигателей постоянного тока с линейными механическими характеристиками можно решить аналитически.

В соответствии с (2-15) и (2-16) для характеристик 1 и 2 на рис. 3-4, б можно записать:

$$\begin{aligned} M_1 &= M_{K.31} - |\beta_1| \omega; \\ M_2 &= M_{K.32} - |\beta_2| \omega. \end{aligned} \quad (3-1)$$

Сложив эти уравнения, получим выражение для результирующей механической характеристики двухдвигательного привода, изображенной на рис. 3-4, б пунктирной линией

$$M = M_1 + M_2 = M_{K.3} - |\beta| \omega = |\beta| (\omega_0 - \omega), \quad (3-2)$$

где $M_{K.3} = M_{K.31} + M_{K.32}$;

$$|\beta| = |\beta_1| + |\beta_2|;$$

$$\omega_0 = M_{K.3} / |\beta| = \omega_{01} / |\beta_1| + \omega_{02} / |\beta_2| / |\beta|.$$

Совместное решение (3-1) и (3-2) позволяет найти распределение нагрузки $M = M_c$ между двигателями

$$\begin{aligned} M_1 &= |\beta_1| (\omega_{01} - \omega + M_c / |\beta|); \\ M_2 &= |\beta_2| (\omega_{02} - \omega + M_c / |\beta|). \end{aligned} \quad (3-3)$$

Из полученных выражений следует, что для двигателя, имеющего меньшую скорость холостого хода, возможен генераторный

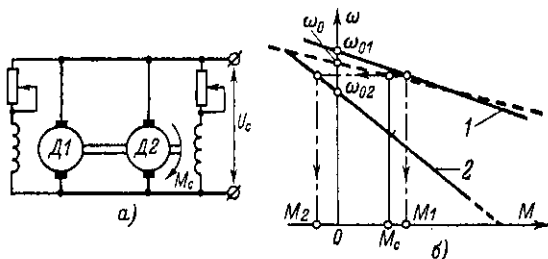


Рис. 3-4. Двухдвигательный электропривод с машинами независимого возбуждения при их параллельном включении (а) и его механические характеристики (б).

режим при двигательном режиме привода в целом. Согласно (3-3) генераторный режим наступает для двигателя Д2 при

$$M_c < (\omega_0 - \omega_{02}) / |\beta|.$$

Это означает, что другой двигатель, Д1, преодолевает не только весь момент сопротивления привода, но и тормозной момент машины Д2. В этом случае по контуру якорных цепей машин Д1 и Д2 бесполезно циркулирует поток энергии: рекуперированная генератором Д2 энергия потребляется двигателем Д1, преобразуется им в механическую энергию и передается по валу Д2, который преобразует

се, в свою очередь, вновь в электрическую, которая через сеть поступает на Д1. При такой циркуляции потока энергии полезная работа не совершается, а только выделяются дополнительные потери на пути этого потока. Различие в скоростях холостого хода создает наиболее неблагоприятное распределение нагрузок у двигателей. Поэтому при работе двигателей с независимым возбуждением на общий вал прежде всего выравнивают скорости холостого хода путем соответствующего регулирования токов возбуждения, добываясь равенства магнитных потоков машин.

При равенстве скоростей холостого хода нагрузка по двигателям распределяется пропорционально жесткостям их механических характеристик:

$$M_1 = \frac{|\beta_1|}{|\beta|} M_c; \quad M_2 = \frac{|\beta_2|}{|\beta|} M_c; \quad M_1/M_2 = |\beta_1|/|\beta_2|.$$

Данный вывод можно отнести и к асинхронным двигателям, принимая линейными рабочие участки их механических характери-

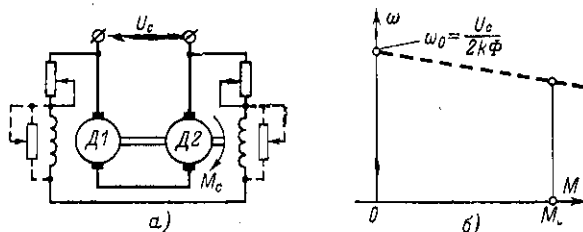


Рис. 3-5. Двухдвигательный электропривод с машинами независимого возбуждения при последовательном соединении якорей и обмоток возбуждения (а) и его механическая характеристика (б).

стик. Для одинаковых однотипных двигателей постоянного тока с независимым возбуждением при равных магнитных потоках нагрузка распределяется обратно пропорционально сопротивлениям их якорей:

$$M_1/M_2 = R_{я2}/R_{я1}.$$

Для выравнивания нагрузок двигателей применяют последовательное включение их якорей по схеме на рис. 3-5, а. По якорям машин в данном случае проходит один и тот же ток, что обуславливает равные моменты двигателей при одинаковых магнитных потоках (\$\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi\$). Для общей якорной цепи справедливы уравнения:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= k\Phi\omega + I_a R_{я1}; \\ U_2 &= k\Phi\omega + I_a R_{я2}; \\ U_c &= U_1 + U_2 = \text{const.} \end{aligned} \right\} \quad (3-4)$$

Решая систему уравнений относительно общих для двух двигателей величин \$\omega\$ и \$I_a\$, получаем выражения для скоростной и меха-

нической характеристик двухдвигательного привода

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \frac{1}{2} \frac{U_c}{k\Phi} - I_{я} \frac{R_{я1} + R_{я2}}{2} \frac{1}{k\Phi}; \\ \omega &= \frac{1}{2} \frac{U_c}{k\Phi} - M \frac{R_{я1} + R_{я2}}{2} \frac{1}{(k\Phi)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3-5)$$

На рис. 3-5, б пунктирной линией обозначена механическая характеристики привода. Напряжения на якорях машин в зависимости от тока нагрузки соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \frac{1}{2} U_c - I_{я} \frac{R_{я2} - R_{я1}}{2}; \\ U_2 &= \frac{1}{2} U_c + I_{я} \frac{R_{я2} - R_{я1}}{2}; \\ U_2 - U_1 &= I_{я} (R_{я2} - R_{я1}). \end{aligned} \right\} \quad (3-6)$$

Таким образом, при последовательном включении двигателей, в отличие от параллельного, при разных сопротивлениях якорей

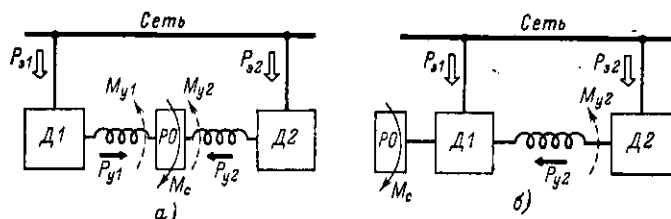


Рис. 3-6. К вопросу учета упругих деформаций вала в двухдвигательном электроприводе.

нагрузки на валах двигателей равны, а напряжения на якорях различны. Это обстоятельство следует учитывать при расчете систем электропривода.

При рассмотрении двухдвигательного привода предполагается, что вал, соединяющий двигатели, абсолютно жесткий. Тот факт, что в действительности соединительный вал обладает определенной упругостью, не вносит каких-либо изменений в работу электропривода в установившихся режимах. Скорости двигателей остаются равными как в случае жесткого, так и упругого вала. Однако для двухдвигательного привода с упругим валом дополнительный интерес представляет определение величин упругих моментов и деформации вала. Величина момента, возникающего в упругом валу, зависит от места приложения нагрузки. Если двигатели расположены симметрично относительно рабочего органа с нагрузкой M_c , согласно схеме на рис. 3-6, а, то в левой и правой половинах вала возникают упругие моменты, соответственно равные моментам двигателей

$$M_{y1} = M_1; \quad M_{y2} = M_2.$$

Двигателю с более жесткой механической характеристикой соответствует больший упругий момент. При этом роторы двигателей $D1$ и $D2$ будут повернуты друг относительно друга на угол

$$\Delta\varphi = \frac{M_1 - M_2}{C},$$

где C — жесткость соединительного вала между двигателями.

Если рабочий орган с двигателем $D1$ связан жестко, а с $D2$ — через упругий вал, как показано в схеме на рис. 3-6, б, то в валу ротора двигателя $D2$ возникает упругий момент, равный моменту этого двигателя. При этом роторы $D1$ и $D2$ повернуты друг относительно друга на угол

$$\Delta\varphi = M_2/C.$$

Наибольшие величины M_y и $\Delta\varphi$ имеют место в том случае, когда механическая характеристика двигателя $D1$ более мягкая, чем двигателя $D2$.

3.2. МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ВАЛОМ

Системы многодвигательного электропривода с электрическим валом применяются для обеспечения одинаковых или пропорциональных законов движения нескольких механизмов, не имеющих механической связи. Такие системы используются для электропривода затворов плузов, разводных мостов, конвейеров и других механизмов.

Применение механической связи между отдельными механизмами агрегата, расположенными на сравнительно большом расстоянии, приводит к сложным передачам и громоздким конструкциям. С увеличением расстояния растут длина и диаметр соединительных валов, возрастает количество опорных подшипников. В некоторых случаях оказывается вообще невозможным осуществление механической связи. При этом механическая связь может быть заменена электрической синхронной связью — электрическим валом. Системы синхронного вращения отдельных механизмов часто позволяют выполнить весь машинный комплекс проще, чем при механической связи этих частей.

Системы электрического вала делятся на две группы: со вспомогательными уравнительными машинами и с основными рабочими машинами. Для первой группы характерным является наличие в системе электрического вала уравнительных машин, служащих для выравнивания нагрузки на валах основных двигателей. Во второй группе уравнительные машины отсутствуют и синхронная связь осуществляется основными рабочими машинами. Иногда для первой и второй групп применяются соответственно термины: уравнительный и рабочий электрический вал. Уравнительный электрический вал может быть выполнен с синхронными и асинхронными вспомогательными машинами, рабочий электрический вал — с асинхронными двигателями с фазным ротором.

а) Система с уравнительными синхронными машинами

Схема электрического вала с уравнительными синхронными машинами приведена на рис. 3-7, а. На валах главных приводных асинхронных двигателей $Д1$ и $Д2$ установлены одинаковые уравнительные синхронные машины $СМ1$ и $СМ2$. К каждому механическому валу в системе приложена нагрузка, определяемая статическими моментами $M_{с1}$ и $M_{с2}$.

При равных угловых скоростях и равных нагрузках первого и второго вала векторы э. д. с. статорных цепей $E_1^{(1)}$ и $E_1^{(2)}$ синхронных машин $СМ1$ и $СМ2$ будут равны по величине и в соответствии со

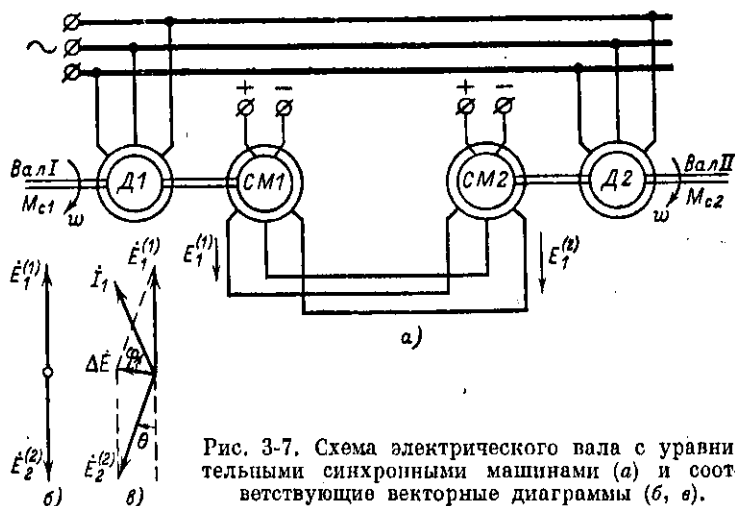


Рис. 3-7. Схема электрического вала с уравнительными синхронными машинами (а) и соответствующие векторные диаграммы (б, в).

схемой соединения направлены навстречу друг другу, как это показано на векторной диаграмме рис. 3-7, б. При этом обе машины не будут развивать момента, так как токи в их статорных цепях равны нулю.

Если в процессе работы системы с установившейся скоростью нагрузка на одном из валов изменится, то угол рассогласования между векторами э. д. с. $E_1^{(1)}$ и $E_1^{(2)}$ станет отличным от нуля и в системе начнет действовать синхронизирующий момент $M_{син}$. Допустим, что возросла нагрузка на валу II , тогда вектор э. д. с. этой машины $E_1^{(2)}$ отстанет от первоначального положения на угол θ , показанный на рис. 3-7, в. Из векторной диаграммы следует, что проекция вектора тока I_2 на вектор э. д. с. $E_1^{(2)}$ отрицательна. Это означает, что ток в цепи статора машины $СМ2$ протекает под действием внешнего источника (в данном случае э. д. с. $E_1^{(1)}$) и она работает в двигательном режиме. Проекция же вектора тока I_1 на э. д. с. $E_1^{(1)}$ положительна, что свидетельствует о работе $СМ1$ в генераторном режиме. В соответствии со сказанным синхронизирующий мо-

мент будет направлен таким образом, что увеличится скорость вала *II* и уменьшится скорость вала *I*.

Синхронизирующий момент синхронных машин аналогично (2-100) определится выражением

$$M_{\text{син}} = \pm \frac{3}{\omega_0} \frac{E_1^{(1)} E_1^{(2)}}{2x_c} \sin \theta, \quad (3-7)$$

где θ — угол сдвига фаз между э. д. с. $E_1^{(1)}$ и $E_1^{(2)}$;

x_c — синхронное реактивное сопротивление цепи статоров машин.

Следует отметить, что электрический угол рассогласования θ э. д. с. машин отличается от пространственного угла рассогласования валов $\theta_{\text{пр}}$ в p_y раз, где p_y — число пар полюсов уравнительных синхронных машин, т. е.

$$\theta_{\text{пр}} = \theta / p_y.$$

Система уравнительного электрического вала может быть выполнена для нескольких рабочих механизмов. При этом в случае неодинаковой их загрузки часть синхронных машин может работать в генераторном, а часть — в двигательном режиме. Распределение нагрузки между машинами будет определяться углами θ . По своим физическим свойствам система электрического вала с синхронными машинами аналогична энергетической системе с параллельно работающими генераторами.

Наиболее существенным недостатком электрического вала с синхронными машинами, резко ограничивающим его применение, является отсутствие синхронизирующего момента при скорости, равной нулю, так как в этом случае величины $E_1^{(1)}$ и $E_1^{(2)}$ равны нулю. Следовательно, пуск механизмов может осуществляться только в несинхронном режиме.

б) Система с уравнительными асинхронными машинами, вращающимися по полю

Более распространенной является система электрического вала с уравнительными асинхронными двигателями с контактными кольцами, схема которой приведена на рис. 3-8. Здесь на валах *I* и *II*, кроме главных асинхронных двигателей *Д1* и *Д2*, установлены уравнительные асинхронные двигатели *АД1* и *АД2*. Роторные кольца уравнительных двигателей соединены между собой. Нагрузка на валах характеризуется статическими моментами M_{c1} и M_{c2} . В зависимости от включения статорных обмоток уравнительных машин их роторы могут вращаться по направлению магнитного поля или против него.

При анализе работы уравнительных асинхронных машин, включенных по схеме электрического вала, часто пренебрегают влиянием падения напряжения в статорных обмотках и считают, что магнитные потоки машин одинаковы и вращаются синфазно, а э. д. с., наводимые в обмотках роторов этих машин, равны между собой по величине.

В случае равенства статических моментов на валах *I* и *II* нагрузка воспринимается полностью двигателями *Д1* и *Д2*, а так как их механические характеристики идентичны, то роторы уравни-

ных машин АД1 и АД2 вращаются синфазно, т. е. проводники их обмоток занимают одинаковое положение относительно поля статора. На рис. 3-9, а приведена схема замещения роторных цепей

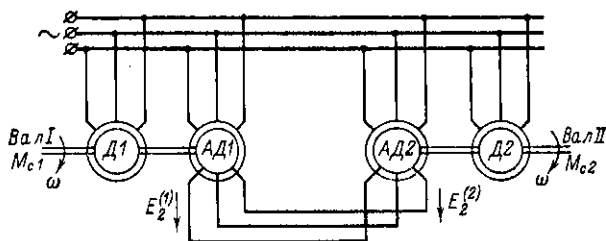


Рис. 3-8. Схема электрического вала с уравнительными асинхронными машинами.

уравнительных машин, а на рис. 3-9, б показано положение катушек одноименных фаз роторных обмоток относительно поля статора при движении их по полю. Векторная диаграмма для роторной цепи при равных нагрузках на валах I и II приведена на рис. 3-9, в.

Из векторной диаграммы следует, что вследствие равенства э. д. с. роторной цепи уравнительных машин ток в цепи равен нулю

$$\dot{E}_2^{(1)} + \dot{E}_2^{(2)} = 0, \quad I_2 = 0,$$

и поэтому уравнительные машины не будут развивать момента.

Несколько иначе будет обстоять дело при наличии разных по величине статических моментов на валах I и II. Так, например, если $M_{c1} > M_{c2}$, то ротор уравнительной машины АД1 отстанет от ротора машины АД2 на некоторый угол θ , как показано на рис. 3-10, а. На указанном рисунке изображено положение катушек обмоток роторов относительно поля статора. При этом имеется в виду, что поля статоров обеих машин вращаются синфазно, т. е. векторы потоков уравнительных машин совпадают друг с другом. Для рассматриваемого случая катушки фазных обмоток ротора АД1 пересекают магнитные линии поля статора раньше, чем одноименные фазные катушки ротора АД2. Следовательно, вектор э. д. с. ротора АД1 будет сдвинут в сторону опережения на угол θ относительно первоначального положения (рис. 3-10, б).

Вследствие наличия разности э. д. с. $\Delta \dot{E}$ в цепи роторов уравнительных машин появится ток. Для определения моментов уравни-

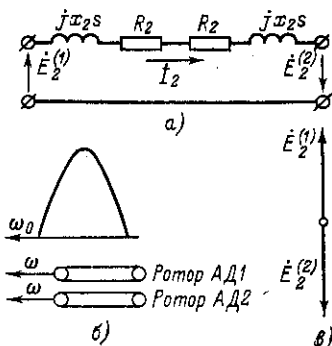


Рис. 3-9. Схема замещения роторных цепей асинхронных уравнительных машин (а), положение катушек роторов (б) и векторная диаграмма (в) при $M_{c1} = M_{c2}$.

тельных машин целесообразно обратиться к (2-52) и (2-50), из которых при принятых допущениях следует:

$$M = \frac{3E_2 R_2}{\omega_0 \sqrt{R_2^2 + (sx_2)^2}} I_{2a}$$

Учитывая, что

$$\frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (sx_2)^2}} = \cos \varphi_2,$$

находим:

$$M = k' I_2 \cos \varphi_2 = k' I_{2a},$$

где $k' = 3E_2/\omega_0$;

I_{2a} — активная составляющая тока роторной цепи.

Из векторной диаграммы следует, что проекция вектора тока I_2 на вектор э. д. с. $E_2^{(1)}$ положительна, а на вектор э. д. с. $E_2^{(2)}$ —

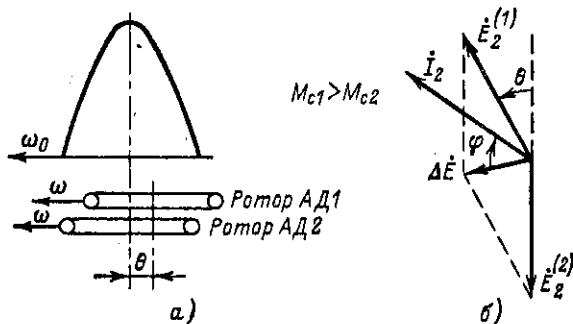


Рис. 3-10. Диаграмма положения катушек роторов уравнительных асинхронных машин (а) и векторная диаграмма (б) при $M_{c1} > M_{c2}$.

отрицательна. Сопоставление этой диаграммы с диаграммой на рис. 2-42 позволяет сделать вывод о том, что первая машина работает в двигательном, а вторая — в генераторном режиме.

В соответствии со схемой замещения на рис. 3-9, а

$$i_2 = \frac{\dot{E}_2^{(1)} + \dot{E}_2^{(2)}}{2Z_2} = \frac{\Delta \dot{E}}{2Z_2}, \quad (3-8)$$

где $Z_2 = R_2 + jx_2$ — полное сопротивление фазы ротора двигателя.

Для определения активной составляющей этого тока необходимо найти его проекцию на вектор э. д. с. соответствующей машины. Так, для определения $I_{2a}^{(1)}$ необходимо за основной вектор принять вектор э. д. с. $\dot{E}_2^{(1)}$, т. е. $\dot{E}_2^{(1)} = E_2^{(1)} = E_{2Ks}$.

Тогда $\dot{E}_2^{(2)} = E_2^{(1)} e^{j(\pi - \theta)} = E_{2Ks} e^{j(\pi - \theta)}$.

Отсюда

$$\begin{aligned} I_{2a}^{(1)} &= \operatorname{Re} \frac{E_{2Ks} [1 + e^{j(\pi - \theta)}]}{2(R_2 + jx_2s)} = \\ &= \frac{E_{2Ks}}{2(R_2^2 + x_2^2 s^2)} \operatorname{Re} [(1 - \cos \theta + j \sin \theta)(R_2 - jx_2s)]. \end{aligned} \quad (3-9)$$

Учитывая, что при $R_1 = 0$ и $x_1 = 0$ имеем $R_2/x_2 = s_K$, можно записать:

$$\begin{aligned} I_{2a}^{(1)} &= \frac{E_{2K} s R_2}{2(R_2^2 + x_2^2 s^2)} \left(1 - \cos \theta + \frac{x_2 s}{R_2} \sin \theta \right) = \\ &= \frac{E_{2K} s R_2}{2(R_2^2 + x_2^2 s^2)} (1 - \cos \theta + s/s_K \sin \theta). \end{aligned} \quad (3-10)$$

Для нормальной схемы включения асинхронного двигателя ток и коэффициент мощности для роторной цепи определяются выражениями:

$$I_2 = \frac{E_{2K} s}{\sqrt{R_2^2 + (x_2 s)^2}}; \quad \cos \varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (x_2 s)^2}},$$

в соответствии с которыми активная составляющая тока выражается следующим образом:

$$I_{2a, \text{н.сх}} = \frac{E_{2K} s R_2}{R_2^2 + (x_2 s)^2}.$$

Учитывая последнюю формулу, можно (3-10) представить в виде

$$I_{2a}^{(1)} = I_{2a, \text{н.сх}} \frac{1 - \cos \theta + (s/s_K) \sin \theta}{2}. \quad (3-10a)$$

При принятых допущениях магнитные потоки уравнительных машин в схеме электрического вала и в нормальной схеме включения одинаковы. Тогда в соответствии с (3-10a) момент машины АД1 равен:

$$M_{ад1} = \frac{M_{\text{н.сх}}}{2} [1 - \cos \theta + (s/s_K) \sin \theta], \quad (3-11)$$

где

$$M_{\text{н.сх}} = \frac{2M_K}{s/s_K + s_K/s}.$$

Для определения $I_{2a}^{(2)}$ аналогично предыдущему за основной вектор следует принять $E_2^{(2)}$, тогда $\vec{E}_2^{(2)} = E_{2K} s$ и $\vec{E}_2^{(1)} = E_{2K} s e^{j(\pi + \theta)}$. Отсюда

$$\begin{aligned} I_{2a}^{(2)} &= \operatorname{Re} \frac{E_{2K} s (1 + e^{j(\pi + \theta)})}{2z_2} = \\ &= \frac{E_{2K} s}{2(R_2^2 + x_2^2 s^2)} \operatorname{Re} [(1 - \cos \theta - j \sin \theta) (R_2 - j x_2 s)] \end{aligned}$$

или

$$I_{2a}^{(2)} = \frac{E_{2K} s R_2}{2(R_2^2 + x_2^2 s^2)} [1 - \cos \theta - (s/s_K) \sin \theta]. \quad (3-12)$$

Следовательно,

$$M_{ад2} = \frac{M_{\text{н.сх}}}{2} [1 - \cos \theta - (s/s_K) \sin \theta]. \quad (3-13)$$

Из (3-11) и (3-13) следует, что величины моментов, развиваемых уравнительными машинами, зависят от угла рассогласования θ и скольжения s . На рис. 3-11 приведены зависимости моментов уравнительных машин от угла θ . При малых скольжениях в области рабочих значений угла θ уравнительные машины развивают малые моменты. С увеличением скольжения моменты уравнительных машин

растут. Это определяется тем, что при увеличении скольжения растут значения э. д. с. и токов роторов уравнильных машин, а следовательно, и их моменты.

Для анализа выражений моментов, действующих на рабочие валы I и II, запишем:

$$M_{д1} + M_{ад1} = M_{с1};$$

$$M_{д2} + M_{ад2} = M_{с2},$$

откуда с учетом (3-11) и (3-13)

$$M_{д1} = M_{с1} - (M_{н.сх}/2) [1 - \cos \theta + (s/s_K) \sin \theta];$$

$$M_{д2} = M_{с2} - (M_{н.сх}/2) [1 - \cos \theta - (s/s_K) \sin \theta].$$

Отметим, что в приведенных выражениях существенной величиной является $(s/s_K) \sin \theta$, так как из условий устойчивой работы электрического вала угол должен быть ограничен величиной $\theta \approx 25 + 30^\circ$. При этом $\sin \theta = 0,42 + 0,5$, а $\cos \theta = 0,91 + 0,87$. Кроме того, обычно $s/s_K > 1$.

Тогда $1 - \cos \theta \ll (s/s_K) \sin \theta$ и соответственно

$$\left. \begin{aligned} M_{д1} &\approx M_{с1} - M_{н.сх}/2 (s/s_K) \sin \theta; \\ M_{д2} &\approx M_{с2} + M_{н.сх}/2 (s/s_K) \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (3-14)$$

Следовательно, разница между статическими моментами $M_{с1}$ и $M_{с2}$ покрывается моментами, которые развивают уравнильные машины.

Главные машины в силу их идентичности развивают одинаковые моменты. Из уравнений (3-11) и (3-13) видно, что уравнильная машина первого вала развивает двигательный момент, разгружая первый главный двигатель Д1, а уравнильная машина второго вала развивает генераторный момент, подгружая второй главный двигатель Д2.

Считая, что нагрузки главных двигателей одинаковы, можно записать:

$$\begin{aligned} M_{д1} &= M_{д2} = \\ &= \frac{M_{с1} + M_{с2}}{2} - M_{н.сх} \frac{1 - \cos \theta}{2} \end{aligned}$$

или

$$M_{д1} = M_{д2} \approx \frac{M_{с1} + M_{с2}}{2}.$$

При анализе работы электрического вала удобно пользоваться понятием уравнильного момента. Под уравнильным моментом системы понимают разность статиче-

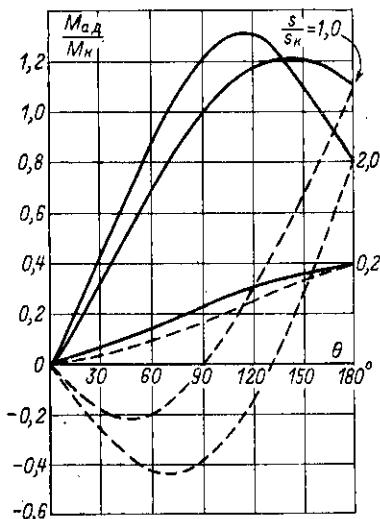


Рис. 3-11. Зависимости относительных моментов уравнильных машин от угла рассогласования при $s/s_K = \text{const.}$

— момент отстающей машины $M_{ад1}/M_K$; — — — — — момент опережающей машины $M_{ад2}/M_K$.

ских моментов на валах I и II, которая должна быть скомпенсирована уравнительными машинами

$$M_{ур} = M_{с1} - M_{с2} = (M_{д1} + M_{ад1}) - (M_{д2} + M_{ад2}) = M_{ад1} - M_{ад2} = M_{н.сх} (s/s_K) \sin \theta. \quad (3-15)$$

Соответственно

$$\theta = \arcsin \frac{M_{с1} - M_{с2}}{M_{н.сх} (s/s_K)}. \quad (3-16)$$

Из приведенных выражений следует, что при $s = \text{const}$ с увеличением разности статических моментов возрастает угол рассогласования уравнительных машин и увеличивается уравнительный момент, однако происходит это только до $\theta = \pi/2$. При углах $\theta > \pi/2$ уравнительный момент падает и система может выпасть из синхронизма. Максимум уравнительного момента согласно (3-15) имеет место при $\theta = \pi/2$

$$M_{ур. \max} = M_{н.сх} \frac{s}{s_K} = \frac{2M_K s^2}{s^2 + s_K^2} \quad (3-17)$$

или

$$\frac{M_{ур. \max}}{M_K} = \frac{2}{1 + (s_K/s)^2}. \quad (3-17a)$$

Из приведенных выражений можно заключить, что величина $2M_K$ является пределом, к которому стремится максимальный уравнительный момент с возрастанием скольжения. На рис. 3-12 показана зависимость $M_{ур. \max}/M_K (s/s_K)$, из которой видно, что $M_{ур. \max}$ наиболее эффективно растет при увеличении s/s_K до 2—3.

Обращаясь к вопросу энергетики уравнительных асинхронных машин, вращающихся по полю, обратим внимание на тот факт, что при $M_{с1} > M_{с2}$ первая из машин разгружает главный двигатель Д1, а вторая подгружает двигатель Д2. Следовательно, первая уравнительная машина работает двигателем, вторая — генератором. Распределение мощностей в системе без учета потерь показано на рис. 3-13, а. К определению направления энергии проще всего подойти на основании указанных режимов работы уравнительных машин. Так, для двигателя АД1: $P_1^{(1)} \approx P_{12}^{(1)} = M_{ад1} \omega_0$ — мощность, потребляемая из сети; $P_M^{(1)} = P_{12}^{(1)} (1-s)$ — мощность, отдаваемая на вал; $P_s^{(1)} = P_{12}^{(1)} s$ — мощность, отдаваемая с колец ротора. Двигатель АД1 потребляет энергию из сети и отдает ее на вал и в цепь ротора второй уравнительной машины АД2.

Вторая уравнительная машина АД2 является генератором. Она получает энергию с вала и колец, а отдает ее в сеть. Баланс мощностей можно составить, исходя из того, что с колец к ротору АД2 подводится мощность $P_s^{(2)} = P_{12}^{(2)} s$, а с вала $P_M^{(2)} = P_{12}^{(2)} (1-s)$. Сумма этих мощностей равна мощности, возвращаемой в сеть:

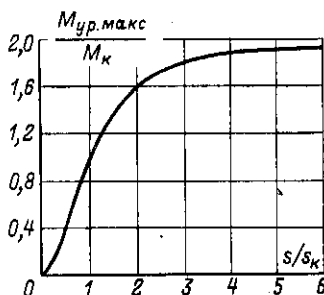


Рис. 3-12. Зависимость относительной величины максимального уравнительного момента от скольжения (s/s_K) .

$P_{12}^{(2)} \approx P_{12}^{(1)} = M_{ад2} \omega_0$. Из сказанного следует, что при работе электрического вала энергия, потребляемая из сети машиной, вал которой нагружен большим статическим моментом, возвращается в сеть машиной, нагруженной меньшим статическим моментом. Это положение справедливо, если не учитывать потери в системе уравнильных машин. Энергетическая диаграмма, отражающая распределение

мощности с учетом потерь, показана на рис. 3-13, б.

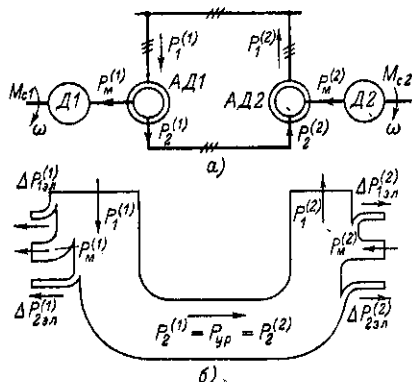


Рис. 3-13. Распределение потока мощностей в системе электрического вала с асинхронными уравнильными машинами, вращающимися по полю.

Следует подчеркнуть, что в схеме рис. 3-8 основными двигателями являются $D1$ и $D2$, а уравнильные машины $AD1$ и $AD2$ осуществляют перераспределение нагрузки между главными двигателями. При этом даже в тех случаях, когда на валах I и II имеются разные статические нагрузки, двигатели $D1$ и $D2$ из-за наличия уравнильных машин развивают одинаковые моменты. Поскольку эти двигатели имеют идентичные механические характеристики, они работают при одинаковой скорости. Если в электроприводе по схеме рис. 3-8

требуется регулирование скорости валов I и II , то это осуществляется с помощью двигателей $D1$ и $D2$, а схема включения уравнильных машин остается при этом без изменений.

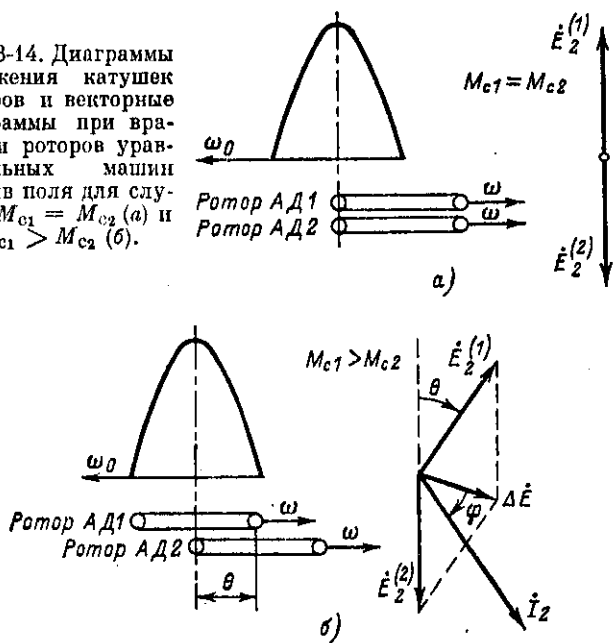
в) Система с уравнильными асинхронными машинами, вращающимися против поля

Повышение скольжения уравнильных асинхронных машин, а следовательно, и их уравнильного момента проще всего осуществить путем вращения их роторов в сторону, противоположную вращению поля.

При равенстве статических моментов на валах I и II катушки обмоток роторов занимают одинаковое положение относительно поля статора, как показано на рис. 3-14, а. При этом э. д. с. на кольцах роторов $E_2^{(1)} = E_2^{(2)}$ и угол $\theta = 0$, следовательно, $I_2 = 0$ и $M_{ад1} = M_{ад2} = 0$.

Иная картина будет иметь место, если изменится нагрузка на одном из валов. Пусть, например, статический момент первого вала станет больше, чем второго, т. е. $M_{c1} > M_{c2}$. Катушка роторной обмотки $AD1$ отстанет при этом от катушки обмотки ротора $AD2$ на угол θ . Следовательно, вектор э. д. с. $E_2^{(1)}$ сместится в сторону отставания на угол θ относительно первоначального положения (рис. 3-14, б). В роторной цепи возникнет разность э. д. с. ΔE_2

Рис. 3-14. Диаграммы положения катушек роторов и векторные диаграммы при вращении роторов уравнительных машин против поля для случаев $M_{c1} = M_{c2}$ (а) и $M_{c1} > M_{c2}$ (б).



и появится ток I_2 . Уравнительные машины будут при этом выравнивать нагрузки валов.

Активные составляющие токов для отстающей и опережающей машины могут быть найдены из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i_{2a}'' &= \operatorname{Re} \frac{E_{2K} s (1 + e^{j(\pi + \theta)})}{2z_2}; \\ i_{2a}' &= \operatorname{Re} \frac{E_{2K} s (1 + e^{j(\pi - \theta)})}{2z_2}. \end{aligned} \right\} \quad (3-18)$$

Соответственно моменты уравнительных машин могут быть найдены из выражений: для отстающей машины

$$M_{ад1} = -\frac{M_{н.сх}}{2} [1 - \cos \theta - (s/s_K) \sin \theta], \quad (3-19)$$

для опережающей машины

$$M_{ад2} = -\frac{M_{н.сх}}{2} [1 - \cos \theta + (s/s_K) \sin \theta]. \quad (3-20)$$

Знак «—» перед выражениями для $M_{ад1}$, $M_{ад2}$ определяется тем, что уравнительные машины в приведенной системе вращаются против направления вращения полей. В соответствии с полученными выражениями уравнительный момент равен:

$$M_{ур} = M_{ад1} - M_{ад2} = M_{н.сх} (s/s_K) \sin \theta. \quad (3-21)$$

При вращении уравнильных машин против поля их скольжение $s > 1$. Мощность $P_2^{(1)}$, поступающая в роторную цепь первой машины, делится на две составляющие $P_M^{(1)}$ и $P_{12}^{(1)}$, причем последняя из них возвращается в сеть, как показано на рис. 3-15, а. Вторая машина, отдавая энергию с ротора, потребляет ее с вала и из сети. Мощность, подводимая к ее статору, также равна $P_1^{(2)} \approx P_{12}^{(1)}$. Как

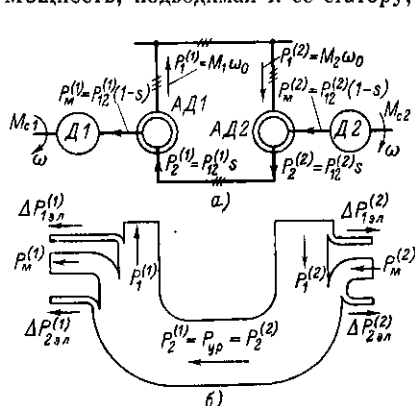


Рис. 3-15. Распределение потока мощностей в системе электрического вала с асинхронными машинами, вращающимися против поля.

проектируется большинство промышленных систем электрического вала. Следует при этом отметить, что при расчете системы необходимо учитывать увеличение потерь в стали роторов машин за счет повышения частоты.

Энергетика работы электрического вала с уравнильными асинхронными машинами, вращающимися против поля, может быть рассмотрена на основании схемы и энергетической диаграммы, приведенных на рис. 3-15, а и б. При определении направления потока энергии следует иметь в виду, что уравнильная машина АД1 работает двигателем и разгружает главный двигатель первого вала Д1. Вторая уравнильная машина АД2, наоборот, подгружает второй вал, т. е. двигатель Д2.

г) Система электрического вала с основными рабочими машинами

Система электрического вала может быть создана только из основных рабочих машин, приводящих в движение два или несколько механических валов. В этом случае главные приводные двигатели выполняют одновременно функции как рабочих, так и уравнильных машин. Схема электрического вала с основными рабочими машинами приведена на рис. 3-16, а, а ее схема замещения — на рис. 3-16, б.

В рассматриваемой схеме токи роторных цепей обеих машин проходят через общий реостат. Расположение катушек обмоток ротора при равных и различных статических моментах на валах асинхронных двигателей Д1 и Д2 аналогичны приведенным соответственно на рис. 3-9, б и 3-10, а.

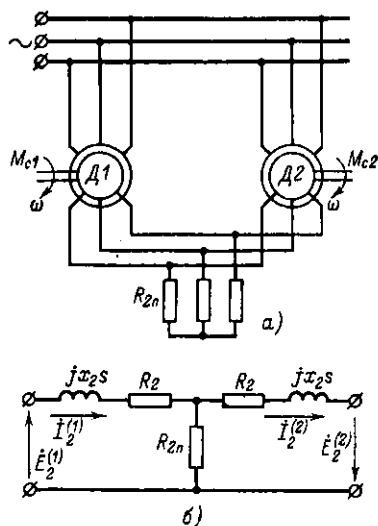


Рис. 3-16. Принципиальная схема (а) и схема замещения роторных цепей (б) системы электрического вала с основными рабочими машинами.

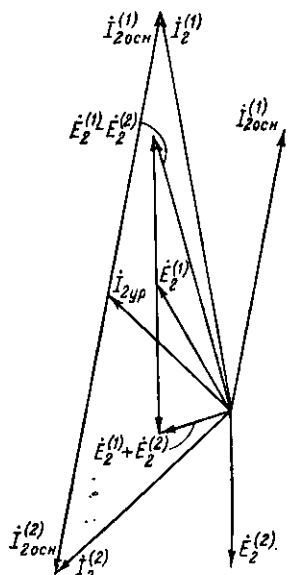


Рис. 3-17. Векторная диаграмма электрического вала с основными рабочими машинами для случая $M_{c1} > M_{c2}$.

$i_{2ур}$ — уравнивающая составляющая тока ротора; $i_{2осн}$ — составляющая тока ротора, соответствующая основному моменту.

На основании схемы замещения системы рабочего электрического вала согласно рис. 3-16, б можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_2^{(1)} &= (Z_2 + R_{2n}) \dot{i}_2^{(1)} - R_{2n} \dot{i}_2^{(2)}; \\ \dot{E}_2^{(2)} &= -R_{2n} \dot{i}_2^{(1)} + (Z_2 + R_{2n}) \dot{i}_2^{(2)}. \end{aligned} \right\} \quad (3-22)$$

Почленно складывая и вычитая уравнения (3-22), находим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_2^{(1)} + \dot{i}_2^{(2)} &= \frac{\dot{E}_2^{(1)} + \dot{E}_2^{(2)}}{Z_2}; \\ \dot{i}_2^{(1)} - \dot{i}_2^{(2)} &= \frac{\dot{E}_2^{(1)} - \dot{E}_2^{(2)}}{Z_2 + 2R_{2n}}. \end{aligned} \right\}$$

Отсюда

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_2^{(1)} &= \frac{\dot{E}_2^{(1)} + \dot{E}_2^{(2)}}{2Z_2} + \frac{\dot{E}_2^{(1)} - \dot{E}_2^{(2)}}{2(Z_2 + 2R_{2п})}; \\ \dot{I}_2^{(2)} &= \frac{\dot{E}_2^{(1)} + \dot{E}_2^{(2)}}{2Z_2} + \frac{\dot{E}_2^{(2)} - \dot{E}_2^{(1)}}{2(Z_2 + 2R_{2п})}. \end{aligned} \right\} \quad (3-23)$$

Векторная диаграмма для этого случая показана на рис. 3-17.

В полученных выражениях для токов роторных цепей асинхронных машин первые слагаемые соответствуют уравнительному моменту, как и в системе электрического вала со вспомогательными машинами, а вторые слагаемые соответствуют основному моменту двигателей. Из векторной диаграммы рис. 3-17 следует, что проекции векторов токов $\dot{I}_{2\text{осн}}^{(1)}$ и $\dot{I}_{2\text{осн}}^{(2)}$ соответственно на векторы $\dot{E}_2^{(1)}$ и $\dot{E}_2^{(2)}$ положительны, а проекции вектора тока $\dot{I}_{2\text{ур}}$ на те же векторы э. д. с. имеют противоположный знак, т. е. обе асинхронные машины развивают двигательный основной момент одинакового знака и одновременно уравнительные моменты противоположного знака. Сопоставление (3-8) и (3-23) позволяет заключить, что уравнительные составляющие моментов машин будут определяться по (3-14) для первой (отстающей) машины и по (3-13) для второй машины. Определение же основного момента двигателя может быть выполнено способом, использованным при выводе (3-11), а именно

$$\begin{aligned} I_{2\text{а.осн}}^{(1)} &= \text{Re} \frac{E_{2K} s [1 - e^{j(\pi-\theta)}]}{2(Z_2 + 2R_{2п})} = \\ &= \frac{E_{2K} s (R_2 + 2R_{2п})}{2[(R_2 + 2R_{2п})^2 + x_2^2 s^2]} [1 + \cos \theta - (s/s_{K.н}) \sin \theta]; \\ I_{2\text{а.осн}}^{(2)} &= \text{Re} \frac{E_{2K} s [1 - e^{j(\pi+\theta)}]}{2(Z_2 + 2R_{2п})} = \\ &= \frac{E_{2K} s (R_2 + 2R_{2п})}{2[(R_2 + 2R_{2п})^2 + x_2^2 s^2]} [1 + \cos \theta + (s/s_{K.н}) \sin \theta], \end{aligned}$$

где

$$s_{K.н} = \frac{R_2 + 2R_{2п}}{x_2} = s_{K.е} \frac{R_2 + 2R_{2п}}{R_2}.$$

Тогда

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= M_K \left[\frac{1 - \cos \theta + (s/s_{K.е}) \sin \theta}{s/s_{K.е} + s_{K.е}/s} + \frac{1 + \cos \theta - (s/s_{K.н}) \sin \theta}{s/s_{K.н} + s_{K.н}/s} \right]; \\ M_2 &= M_K \left[\frac{1 - \cos \theta - (s/s_{K.е}) \sin \theta}{s/s_{K.е} + s_{K.е}/s} + \frac{1 + \cos \theta + (s/s_{K.н}) \sin \theta}{s/s_{K.н} + s_{K.н}/s} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (3-24)$$

Из полученных выражений следует, что при синфазном вращении обеих машин, т. е. при $\theta = 0$,

$$M_1 = M_2 = \frac{2M_K}{s/s_{K.н} + s_{K.н}/s}.$$

В этом случае обе машины работают на реостатных характеристиках при удвоенном добавочном сопротивлении роторной цепи. Последнее объясняется тем обстоятельством, что падение напря-

жения на $R_{2п}$ обусловлено суммой токов обеих машин. В рассматриваемом случае, когда $\theta = 0$ и соответственно $\dot{I}_2^1 = \dot{I}_2^2$, $\Delta \dot{U}_R = 2R_{2п}\dot{I}_2$, что эквивалентно включению удвоенного сопротивления в цепь одной машины.

Сопротивление $R_{2п}$ непосредственно не влияет на уравнительный ток, создающий уравнительный момент, поскольку этот ток замыкается по роторным цепям двигателей и не протекает по указанному сопротивлению. Однако величина последнего косвенно влияет на уравнительный ток, так как определяет скольжение двигателя. Основной ток каждого двигателя, создающий основной момент, замыкается через $R_{2п}$ и не проходит в роторную цепь другого двигателя.

При варьировании величины дополнительного сопротивления $R_{2п}$ в роторной цепи можно получить различные рабочие режимы. В частности, при $R_{2п} = \infty$ и $s_{к.и} = \infty$ асинхронные двигатели создают только уравнительные моменты. При $R_{2п} = 0$ роторы машин замкнуты накоротко и $s_{к.и} = s_{к.е}$. В этих условиях обе машины работают независимо друг от друга и создают моменты, соответствующие естественной характеристике.

Основным достоинством системы электрического вала с основными рабочими машинами является отсутствие дополнительных моментов. Однако для увеличения уравнительных моментов путем повышения скольжения в роторную цепь такой системы необходимо включать дополнительные сопротивления, что приводит к повышению потерь. Система электрического вала с основными рабочими машинами применяется редко, главным образом при небольшой разнице статических моментов, приложенных к разным валам.

3-3. ФАЗИРОВАНИЕ ПЕРЕД ПУСКОМ МАШИН, РАБОТАЮЩИХ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВАЛА

Процессы пуска машин, работающих в системе электрического вала с уравнительными двигателями или в системе рабочего электрического вала, аналогичны по своему физическому характеру. Этот процесс удобно рассматривать, разделив его на два этапа: предварительное фазирование, при котором машины занимают синфазное положение, и собственно процесс разбега до установившейся рабочей скорости. Сифазное положение характеризуется тем, что угол рассогласования роторов машин равен нулю.

Перед пуском системы роторы машин электрического вала могут занимать произвольное положение в пространстве. Это утверждение в одинаковой степени справедливо как для систем с уравнительными, так и только с рабочими машинами. При таком состоянии роторов машин включение их для совместной работы может привести к несинхронному режиму, особенно когда статические моменты на их валах неодинаковы. Рассмотрев приведенные выше выражения для токов роторных цепей, можно утверждать, что эти токи значительно возрастают по сравнению с номинальными при углах рассогласования роторов, близких к π . Разница в статических моментах на валах приводит к неодновременному началу пуска машин, созданию разных запасов кинетической энергии в движущихся частях и возможности возникновения колебательных процессов.

Для устойчивой работы электрического вала и снижения бросков тока при включении синхронизирующих машин перед их разгоном

обычно производится вспомогательная операция фазирования, при которой роторы получают синфазное положение в пространстве, что исключает указанные нежелательные явления при дальнейшем пуске.

Приведение машин электрического вала в синфазное положение осуществляется путем включения только уравнивательных машин или основных машин системы рабочего вала при отключенном добавочном сопротивлении в цепи ротора. При этом, если все три фазы обмоток статоров обеих машин подключены к сети, развиваемые ими моменты определяются по (3-11) и (3-13) при $s = 1$. Как видно из кривых на рис. 3-11, в этом случае в зависимости от начального

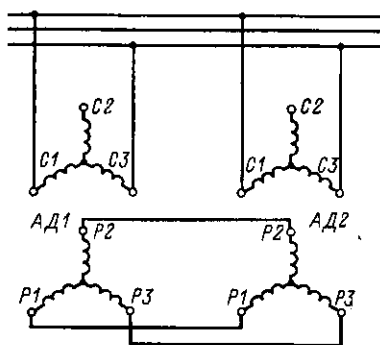


Рис. 3-18. Принципиальная схема включения машин электрического вала для предварительного фазирования роторов.

угла рассогласования θ моменты, развиваемые асинхронными двигателями, могут изменяться в широких пределах. В частности, при значениях θ , близких π , оба момента имеют одинаковый знак. Под действием таких моментов обе машины будут вращаться в одном направлении. При этих условиях процесс установления роторов в синфазное положение затягивается и сопровождается большими бросками токов электрических машин.

Длительность процесса фазировки роторов можно заметно сократить, если обеспечить противоположные знаки моментов машин независимо от их взаимного положения. В этом случае роторы машин будут вращаться навстречу

друг другу, что приведет к уменьшению угла рассогласования. Для обеспечения указанных условий фазирования обычно используется подключение к сети только двух фаз обмоток статоров машин, как это показано на рис. 3-18.

Пульсирующее поле, возникающее при таком включении машин, может быть заменено полями прямой и обратной последовательностей. Момент асинхронного двигателя в этом случае определяется двумя составляющими $M_{пр}$ и $M_{обр}$. При $s = 1$ напряжения прямой и обратной последовательностей будут равны половине фазного напряжения при трехфазном включении: $|U_{пр}| = |U_{обр}| = U_{ф}/2$.

Учитывая данное соотношение, можно записать:

$$|M_{к. пр}| = |M_{к. обр}| = M_{к. в}/4.$$

Тогда

$$M_{пр} = M_{обр} = M_{н. вх}/4 = \frac{M_{к. в}}{2(1/s_{к. в} + s_{к. в})}. \quad (3-25)$$

Если ротор первой машины отстает от прямого поля, то момент прямой последовательности

$$M_{пр. пр1} = (M_{н. вх}/8) [1 - \cos \theta + (1/s_{к. в}) \sin \theta]. \quad (3-26)$$

В то же время поле обратной последовательности машина АД1 опережает и ее момент обратной последовательности равен:

$$M_{\text{ур.обр1}} = (M_{\text{н.сх}}/8) [1 - \cos \theta - (1/s_K) \sin \theta]. \quad (3-27)$$

Тогда

$$M_{\text{ад1}} = M_{\text{ур.пр1}} - M_{\text{ур.обр1}} = \frac{M_{\text{н.сх}}}{4} \frac{1}{s_K} \sin \theta = \frac{M_K \sin \theta}{2(1+s_K^2)}. \quad (3-28)$$

Соответственно для второй машины

$$M_{\text{ад2}} = -\frac{M_{\text{н.сх}}}{4} \frac{1}{s_K} \sin \theta = -\frac{M_K \sin \theta}{2(1+s_K^2)}. \quad (3-29)$$

Уравнительный момент, действующий в системе, складывается из моментов двух машин $M_{\text{ад1}}$ и $M_{\text{ад2}}$. Эти моменты стремятся повернуть роторы навстречу друг другу, устанавливая их в синфазное положение, при котором угол θ равен нулю.

При различных статических моментах на валах двигателей угол θ не может стать равным нулю. Конечная его величина определяется разностью статических моментов на валах. При этом уравнительный момент, действующий в системе, определяется разностью э. д. с., возникающей за счет угла рассогласования.

После того как машины электрического вала займут синфазное или близкое к нему положение, производится пуск системы до установившейся скорости. В системе с уравнительными машинами он осуществляется любым известным способом пуска главных двигателей, а в системе рабочего вала с помощью пускового реостата в роторной цепи двигателей. Вследствие наличия уравнительных моментов пуск машин осуществляется практически при синфазном положении механических валов.

3-4. МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СОГЛАСОВАННОГО ВРАЩЕНИЯ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ

Для некоторых производственных комплексов имеется необходимость в согласовании движения отдельных их механизмов. Такая задача возникает, например, при согласовании движения механизмов металлорежущих станков, группы конвейеров и т. п. Указанному требованию удовлетворяет система многодвигательного электропривода, схема которого приведена на рис. 3-19. Двигатели Д1 и Д2 в системе согласованного вращения являются машинами двойного питания. Их угловая скорость определяется выражением

$$\omega = 2\pi (f_1 - f_2)/p.$$

Если двигатели Д1 и Д2 и асинхронный преобразователь частоты АПЧ подключены к сети, причем АПЧ находится в неподвижном состоянии, то частоты статорной и роторной цепей двигателей равны. При этом двигатели будут находиться в состоянии покоя. После того как преобразователь частоты начнет вращаться, например, в направлении вращения его поля, частота f_2 уменьшится и двигатели Д1 и Д2 будут вращаться в направлении вращения их полей со скоростью, пропорциональной разности частот $f_1 - f_2$. В случае вращения ротора АПЧ против направления вращения его поля скорость двигателей Д1 и Д2 также направлена против направ-

ления вращения полей и определяется разностью частот $f_2 - f_1$, так как частота f_2 при указанных условиях больше f_1 .

При равных нагрузках двигатели $D1$ и $D2$ вращаются синфазно. Векторы э. д. с. их роторов сдвинуты при этом на одинаковый угол

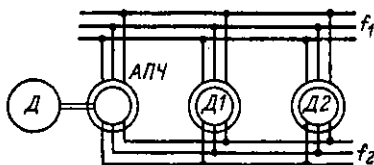


Рис. 3-19. Система согласованного вращения с асинхронным преобразователем частоты АПЧ.

D — двигатель, вращающий АПЧ; $D1$, $D2$ — двигатели производственных механизмов.

относительно вектора э. д. с. ротора преобразователя частоты. Увеличение нагрузки на валу одного из двигателей приводит к возрастанию угла рассогласования между векторами э. д. с. роторов АПЧ и данного двигателя. При этом увеличивается ток ротора двигателя и соответственно его момент, а угловая скорость останется неизменной.

В том случае, когда система состоит из нескольких двигателей, вращающих собственные механизмы и подключенных к сети и кольцам АПЧ аналогично двигателям $D1$ и

$D2$, все они работают с одинаковой скоростью, а роторы их сдвинуты в пространстве относительно ротора АПЧ на некоторые углы в соответствии с нагрузкой на их валах.

3-5. ДВУХДВИГАТЕЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ДИФФЕРЕНЦИАЛОМ

Одна из систем электропривода с механическим дифференциалом, соединяющим два двигателя, может быть представлена кинематической схемой, приведенной на рис. 3-20. При вращении двигателей $D1$ и $D2$ ведущие шестерни 1 и 2 обкатываются по шестерням

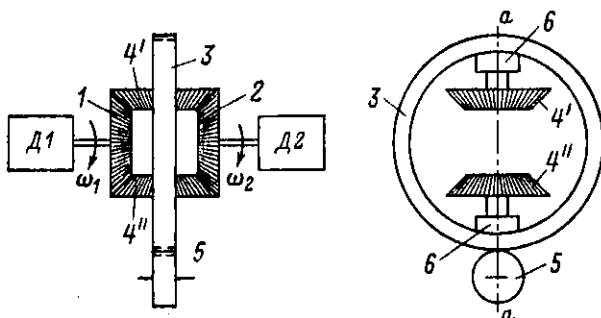


Рис. 3-20. Кинематическая схема двухдвигательного электропривода с дифференциалом.

$D1, D2$ — двигатели; 1, 2 — ведущие шестерни; 3 — выходная шестерня сателлитов; 4', 4'' — шестерни-сателлиты; 5 — шестерня дифференциала; 6 — подшипники сателлитов.

сателлитам 4' и 4'', ось вращения которых связана с выходной шестерней дифференциала 3. Вращение сателлитов может привести к вращению их оси, а значит, и шестерни 3, от которой движение через дополнительную шестерню 5 передается рабочему органу производственного механизма.

Для определения основных соотношений в таком дифференциале следует обратиться к его принципиальной схеме, показанной на рис. 3-21. Из приведенной схемы следует, что для определения угловой скорости ω_3 выходной шестерни сателлитов 3 и передаваемого на нее момента необходимо найти угловую скорость оси сателлитов $O'_4 - O_3 - O''_4$ относительно оси $O_1 - O_3 - O_2$ и соответствующий момент относительно той же оси. Обратим внимание на то, что угловая скорость ω_3 может быть определена по линейной скорости $v_{O'_4}$ точки O'_4

$$\omega_3 = v_{O'_4} / O'_4 O_3. \quad (3-30)$$

Для точек a и b , являющихся общими как для сателлита, так и для ведущих шестерен 1 и 2, линейные скорости

$$v_a = \omega_1 R; \quad v_b = \omega_2 R,$$

где R — радиус ведущих шестерен.

Линейную скорость точки O'_4 , учитывая, что эта точка является центром основной окружности сателлита 4', можно записать в виде

$$v_{O'_4} = \frac{v_a + v_b}{2} = R \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}.$$

Подставляя полученное значение $v_{O'_4}$ в (3-30) и учитывая, что в соответствии с кинематической схемой $O'_4 O_3 = R$, находим:

$$\omega_3 = \omega_{\text{диф}} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}. \quad (3-31)$$

Момент на выходной шестерне равен сумме моментов двигателей. Действительно, момент относительно оси $O_1 - O_3 - O_2$:

$$M_3 = M_{\text{диф}} = F_a R + F_b R.$$

С другой стороны,

$$F_a = M_1 / R; \quad F_b = M_2 / R.$$

Следовательно,

$$M_3 = M_{\text{диф}} = M_1 + M_2.$$

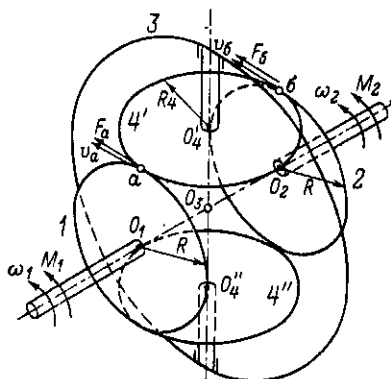


Рис. 3-21. Принципиальная кинематическая схема дифференциала.

1 и 2 — основные окружности ведущих шестерен; 3 — выходной шестерни; 4' и 4'' — сателлитов; M_1 и ω_1 — момент и угловая скорость двигателя Д1; M_2 и ω_2 — то же для Д2.

Если пренебречь потерями сил трения в подшипниках сателлитов, то момент сил F_a и F_b относительно оси $O'_4 - O_3 - O''_4$ должен быть равен нулю, т. е. $F_a R_4 - F_b R_4 = 0$, где R_4 — радиус основной окружности шестерни сателлита. Подставляя в это выражение значения F_a и F_b , находим:

$$(R_4/R) (M_1 - M_2) = 0,$$

т. е.

$$M_1 = M_2 = M.$$

Тогда

$$M_{\text{диф}} = M_3 = 2M. \quad (3-32)$$

Уравнения механических характеристик двигателей Д1 и Д2 имеют соответственно вид:

$$\omega_1 = \omega_{01} - M / |\beta_1|; \quad \omega_2 = \omega_{02} - M / |\beta_2|.$$

Тогда угловая скорость выходной шестерни 3

$$\begin{aligned} \omega_{\text{диф}} = \omega_3 &= \frac{\omega_{01} - M / |\beta_1| + \omega_{02} - M / |\beta_2|}{2} = \\ &= \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2} - \frac{M}{2} \left(\frac{1}{|\beta_1|} + \frac{1}{|\beta_2|} \right). \end{aligned}$$

Учитывая (3-32), можно записать:

$$\omega_{\text{диф}} = \omega_{0 \text{ диф}} - \frac{M_{\text{диф}}}{4} \left(\frac{1}{|\beta_1|} + \frac{1}{|\beta_2|} \right), \quad (3-33)$$

где

$$\omega_{0 \text{ диф}} = (\omega_{01} + \omega_{02})/2. \quad (3-34)$$

Из (3-33) следует, что жесткость характеристики электропривода с дифференциалом

$$\beta_{\text{диф}} = \frac{4\beta_1\beta_2}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (3-35)$$

Если двигатели Д1 и Д2 имеют одинаковые механические характеристики, то

$$\begin{aligned} \omega_{01} = \omega_{02} = \omega_{\text{диф}}; \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta; \\ \beta_{\text{диф}} = 2\beta. \end{aligned}$$

Характеристики двигателей и электропривода с дифференциалом удобно изображать в одних координатных осях, как это сделано для двух случаев на рис. 3-22. При заданном моменте двигателей M скорость выходной шестерни дифференциала определяется полусуммой скоростей двигателей, а момент на ее валу равен удвоенному моменту, как показано на рис. 3-22, а и б.

Применение дифференциала открывает дополнительные возможности в отношении плавного регулирования скорости электроприводов. Так, например, на рис. 3-23, а приведены характеристики 1 и 2 двигателей, имеющих одинаковые по величине положительную и отрицательную жесткости. Характеристика 3 электропривода при этом является абсолютно жесткой, $|\beta_{\text{диф}}| = \infty$. При вращении

двигателей в разные стороны (характеристики $1'$, $2'$ на рис. 3-23, б) характеристика $3'$ электропривода аналогична характеристике

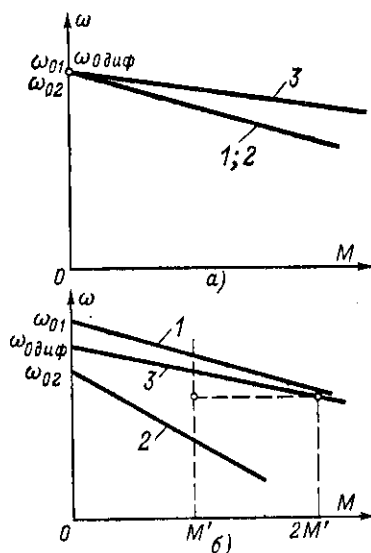


Рис. 3-22. Механические характеристики двухдвигательного электропривода с дифференциалом при одинаковых (а) и различных (б) характеристиках двигателей.

1 и 2 — характеристики двигателей;
3 — характеристика привода.

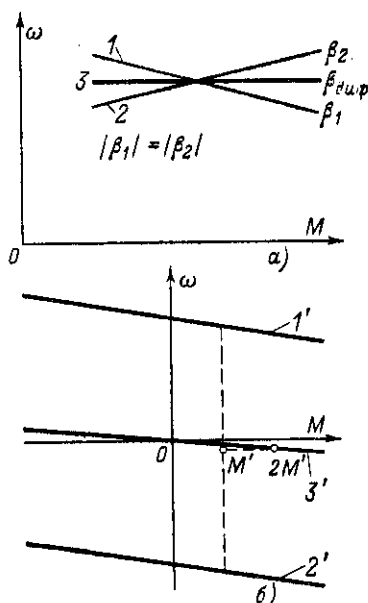


Рис. 3-23. К способам формирования характеристик двухдвигательного электропривода с дифференциалом.

динамического торможения. Возможны и другие комбинации характеристик двигателей, позволяющие изменять выходную характеристику электропривода с дифференциалом.

Глава четвертая

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ И ИХ МОДИФИКАЦИИ

4-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электропривод, как это следует из его определения, предназначен для сообщения движения рабочим органам различных машин и механизмов. При их работе для обес-

печения рационального хода технологического процесса очень часто возникает необходимость регулирования скорости движения рабочих органов. Например, необходимо изменять угловую скорость шпинделя токарного станка при изменении диаметра обрабатываемой детали для сохранения постоянства линейной скорости резания. Угловую скорость шпинделя приходится регулировать и в зависимости от характера обработки — черновое или чистовое точение, а также с изменением физико-механических свойств материалов обрабатываемой детали и резца и т. п. Таких примеров можно привести очень много. Действительно, регулирование скорости рабочих органов необходимо для механизмов и машин, используемых в самых различных отраслях народного хозяйства — для прокатных станов, для бумагоделательных, подъемно-транспортных, горнодобывающих, сельскохозяйственных, текстильных и других видов машин. Во всех случаях регулирование скорости позволяет наиболее рационально использовать производственные механизмы, обеспечить оптимальные режимы их работы и, как правило, уменьшить расход энергии.

Для регулирования скорости движения рабочего органа в принципе существуют две возможности: изменение угловой скорости электрического двигателя и изменение параметров кинематической цепи механической части привода, точнее, изменение передаточного отношения механических передач, устанавливаемых между двигателем и рабочим органом. Последний вариант известен давно. Его техническая реализация связана с относительно сложными и недостаточно надежными конструкциями (коробки скоростей, механические вариаторы и т. п.). Кроме того, в этом случае, как правило, не удастся получить плавное регулирование скорости. По этим причинам в настоящее время задача регулирования скорости движения рабочих органов производственных механизмов решается путем регулирования скорости основного источника механической энергии — электродвигателя.

Под регулированием угловой скорости электродвигателей понимается целенаправленное ее изменение независимо от момента на валу в соответствии с требованиями, предъявляемыми к закону движения рабочего органа механизма. В гл. 2 при анализе механических характеристик различных двигателей было показано, что их угловая скорость может изменяться как при изменении па-

раметров электрических цепей (сопротивлений) или источников питания (напряжение, частота), так и при изменении момента сопротивления. Регулирование скорости электродвигателя обеспечивается первым фактором, а именно воздействием на параметры цепей или источников питания, тогда как изменения скорости, связанные с изменением момента, вызывают отклонения регулируемой величины (скорости) от заданного значения.

Для оценки свойств регулируемого электропривода вводится ряд показателей. Основным из них является диапазон регулирования, под которым понимается отношение максимальной скорости при регулировании к минимальной, т. е.

$$D = \omega_{\max} / \omega_{\min}. \quad (4-1)$$

Часто возникает задача расширения зоны регулирования угловой скорости и тем самым увеличения D . Однако расширение этой зоны не может быть безграничным. Увеличение верхнего предела угловой скорости $\omega_{\max}$ обычно бывает ограничено механической прочностью якоря или ротора.

Для двигателей постоянного тока верхний предел скорости иногда ограничивается также коммутационной способностью коллектора, так как с увеличением угловой скорости растет реактивная э. д. с. в коммутируемой секции обмотки якоря. Нижний предел угловой скорости, как правило, ограничивается необходимой точностью поддержания заданной скорости при возможных колебаниях момента статической нагрузки на валу двигателя. Здесь под точностью понимается соответствие заданной и действительной скоростей при наибольших отклонениях момента нагрузки от заданного значения. Очевидно, что для электропривода точность регулирования скорости будет определяться жесткостью механических характеристик. При снижении модуля жесткости будет уменьшаться и точность поддержания скорости.

В тех случаях, когда не задана допустимая неточность при регулировании, т. е. отклонение угловой скорости от заданного значения при возможных изменениях момента статической нагрузки, обычно принимают зону изменения момента статической нагрузки от 0 до $(1,5 \div 2) M_c$, где M_c — расчетное значение момента статической нагрузки. Если при этом известно также минималь-

ное значение модуля жесткости механической характеристики, то нижний предел угловой скорости может быть определен следующим образом (рис. 4-1):

$$\omega_{\min} = M_c / \beta'_{\min}.$$

Важным показателем качества регулирования угловой скорости электроприводов является плавность регулирования, которая характеризуется разностью двух последовательных значений скорости, представляющих собой ступени регулирования. Чем меньше эта разность, тем более плавно осуществляется регулирование. Часто для оценки данного показателя вводят понятие коэффициента плавности регулирования, под которым понимается отношение двух соседних ступеней скорости.

$$\varphi_{\omega} = \omega_i / \omega_{i-1},$$

где ω_i , ω_{i-1} — значения угловой скорости двигателя на i -й и $i-1$ -й ступенях регулирования; причем $\omega_i > \omega_{i-1}$.

Наиболее плавное регулирование будет иметь место при $\varphi_{\omega} \rightarrow 1$.

Плавность регулирования скорости определяется рядом факторов, связанных с технической реализацией способа изменения параметров электрических цепей. В большинстве случаев она зависит от мощности электрической цепи, параметры которой изменяются с целью регулирования скорости. Регулирование скорости путем изменения сопротивлений в главных цепях двигателей средней и большой мощности обычно осуществляется с помощью коммутирующих аппаратов, число которых должно быть ограничено. При этих условиях регулирование скорости оказывается ступенчатым, так как снижение коэффициента плавности приводит к увеличению числа коммутирующих аппаратов.

Если же для регулирования угловой скорости следует изменять параметры цепей относительно малой мощности, то, как правило, нет необходимости в специальных

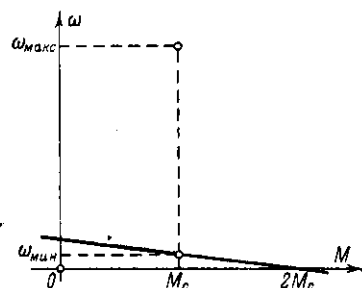


Рис. 4-1. К определению нижнего предела скорости при регулировании.

коммутирующих аппаратах, а возможно использование проволочных ползунковых реостатов либо полостей сопротивлений с большим числом выводов, тогда коэффициент плавности регулирования сопротивления близок к единице.

В некоторых случаях принципиально невозможно осуществить плавное регулирование скорости, например при изменении числа пар полюсов асинхронных двигателей (см. § 4-6).

При регулировании скорости электроприводов необходимо знать, какие механические нагрузки могут быть допустимы на валу электродвигателя. Обычно считается, что двигатель работает нормально, если при продолжительной нагрузке токи в его цепях возбуждения и главных не превышают номинальных значений (см. гл. 11). В этом случае потери энергии, выделяющиеся в виде тепла, не вызывают нагрева обмоток двигателя выше допустимой температуры. Таким образом, для определения допустимого момента в общем случае следует найти его величину, соответствующую номинальному току главной цепи при различных значениях скорости и тем самым установить зависимость $M_{\text{доп}}(\omega)$. Однако указанный способ определения $M_{\text{доп}}(\omega)$ нуждается в уточнении. Это объясняется тем, что при снижении по сравнению с номинальной угловой скорости двигателей с самовентиляцией уменьшается поток охлаждающего воздуха, а значит, ухудшается и отвод тепла. В связи с этим необходимо уменьшить потери в двигателе, т. е. снизить токи в его обмотках. Для закрытых необдуваемых двигателей или двигателей с независимой вентиляцией допустимое по условиям нагрева значение тока не зависит от скорости. С другой стороны, увеличение скорости двигателей выше номинальной в пределах, допускаемых механической прочностью, может привести к некоторому увеличению допустимого тока выше номинального значения.

Таким образом, при определении зависимости $M_{\text{доп}}(\omega)$ следует оценивать значение скорости при регулировании по отношению к номинальной. В этом смысле обычно выделяют зоны регулирования выше основной (номинальной) угловой скорости и ниже основной скорости. В соответствии с этим так же подразделяют и способы регулирования скорости.

При проектировании регулируемых электроприводов следует оценивать и экономические показатели, а именно:

первоначальные затраты, необходимые для установки соответствующего электрооборудования, а также эксплуатационные расходы. При оценке первоначальных затрат исходят из стоимости оборудования регулируемого электропривода. В ряде случаев этот показатель может быть оценен косвенными методами, например по величине установленной мощности электрооборудования. При этом последнюю обычно относят к установленной мощности электродвигателя. Иногда помимо стоимости электрооборудования бывает необходимо оценивать также его массу и габариты.

Эксплуатационные затраты, как правило, оцениваются косвенным методом, главным образом по технико-энергетическим показателям: к. п. д. и коэффициенту мощности при регулировании скорости. При этом в тех случаях, когда в течение рабочего цикла устанавливается ряд скоростей двигателя, следует определять средние за этот цикл значения к. п. д. и коэффициента мощности по общему правилу интегральной оценки средних значений переменных величин. Полагая значения к. п. д. и коэффициента мощности функциями угловой скорости $\eta(\omega)$ и $\cos \varphi(\omega)$, можно записать:

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{1}{\omega_{\text{макс}} - \omega_{\text{мин}}} \int_{\omega_{\text{мин}}}^{\omega_{\text{макс}}} \eta(\omega) d\omega; \quad (4-2a)$$

$$\cos \varphi_{\text{ср}} = \frac{1}{\omega_{\text{макс}} - \omega_{\text{мин}}} \int_{\omega_{\text{мин}}}^{\omega_{\text{макс}}} \cos \varphi(\omega) d\omega, \quad (4-2б)$$

где $\omega_{\text{макс}}$, $\omega_{\text{мин}}$ — соответственно наибольшее и наименьшее значения скорости в заданной зоне регулирования.

Для регулирования угловой скорости различных электродвигателей необходимо изменять параметры их электрических цепей или источника питания (напряжение, частота).

Этот вывод следует непосредственно из анализа электромеханических свойств двигателей и, в частности, из анализа уравнений их механических характеристик [см., например, (2-9), (2-35) и (2-55)]. В соответствии с указанным положением обычно все способы регулирования скорости электроприводов подразделяются на параметрические, т. е. связанные с изменением параметров элек-

трических цепей двигателей, и способы регулирования, основанные на изменении напряжения источника питания, а для двигателей переменного тока — и частоты тока источника питания.

Следует отметить, что регулируемые параметры электрических цепей или значения напряжения источника питания могут оставаться неизменными во времени после установления заданного значения угловой скорости электропривода или могут периодически изменяться, отклоняясь от заданного среднего значения. В первом случае речь идет о методах непрерывного регулирования скорости, а во втором — о методах импульсного регулирования.

4.2. РЕОСТАТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Реостатное регулирование скорости электроприводов осуществляется путем изменения активных сопротивлений резисторов, включенных в главные цепи двигателей. При этом для асинхронных двигателей имеются в виду резисторы, включаемые в цепи ротора или статора, а для двигателей постоянного тока — резисторы, включаемые в цепи обмоток якоря.

В качестве резисторов (реостатов) применяются, как правило, металлические.

Для двигателей малой мощности переключение ступеней сопротивления может осуществляться с помощью плоского контролера, имеющего большое число переключающих контактов, благодаря чему коэффициент плавности близок к единице. Для регулирования скорости двигателей средней мощности переключение ступеней сопротивления осуществляется с помощью контакторов. Число последних в схемах управления электроприводом должно быть ограничено в целях снижения стоимости электрооборудования и повышения надежности электропривода. Вследствие этого соседние ступени сопротивления могут заметно отличаться друг от друга. В этих случаях коэффициент плавности при регулировании скорости может быть значительно больше единицы.

Способы реостатного регулирования скорости двигателей постоянного тока и асинхронных двигателей имеют много общего, а именно: регулирование скорости в двигательном режиме производится вниз от основной ско-

рости; модуль жесткости механических характеристик уменьшается при снижении угловой скорости, а потери мощности в главной цепи при этом растут; диапазон регулирования ограничен; во всех случаях, кроме регулирования скорости асинхронного двигателя изменением сопротивления в цепи статора, допустимый момент нагрузки практически можно считать постоянным. Но вместе с тем существуют и специфические особенности регулировочных свойств каждого из двигателей. В связи с этим целесообразно отдельно рассмотреть реостатное регулирование для каждого типа двигателей.

а) Реостатное регулирование скорости двигателей постоянного тока

Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения, регулируемого с помощью реостата в цепи якоря, представлена на рис. 4-2. Регулиро-

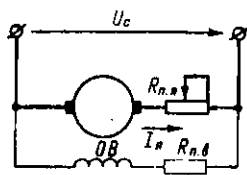


Рис. 4-2. Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения при реостатном регулировании скорости.

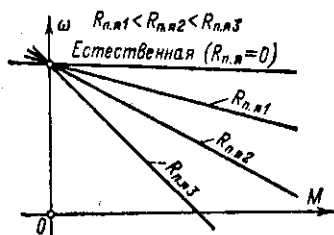


Рис. 4-3. Механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения при реостатном регулировании скорости.

вание скорости осуществляется путем изменения сопротивления $R_{\pi, \delta}$. Все остальные параметры схемы остаются неизменными. В частности, остается неизменным и ток возбуждения, а значит, и поток возбуждения двигателя: $\Phi = \Phi_n$. Если считать, что для всех значений угловой скорости допустимым по условиям нагрева током якоря является его номинальный ток, т. е. $I_{\pi, \text{доп}} = I_{\pi, \text{н}}$, то допустимый момент при регулировании скорости равен:

$$M_{\text{доп}} = k\Phi_n I_{\pi, \text{доп}} = k\Phi_n I_{\pi, \text{н}} = M_n. \quad (4-3)$$

Таким образом, при реостатном регулировании скорости допустимый момент на валу двигателя не зависит от скорости и равен его номинальному моменту. Иначе говоря, реостатное регулирование скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения может быть осуществлено при постоянном допустимом моменте статической нагрузки.

Из анализа уравнения механической характеристики (2-9) следует, что при изменении $R_{п.я}$ возможно регулирование угловой скорости только вниз от основной скорости. На рис. 4-3 представлены механические характеристики двигателя при реостатном регулировании скорости. В двигательном режиме они все лежат ниже его естественной характеристики.

Из уравнения механической характеристики следует, что при постоянном моменте двигателя его угловая скорость является линейной функцией сопротивления регулировочного реостата

$$\omega = \omega_0 - \frac{R_{я}}{(k\Phi_n)^2} M - \frac{R_{п.я}}{(k\Phi_n)^2} M$$

или

$$\omega = \omega_0(M) - \frac{M}{(k\Phi_n)^2} R_{п.я}, \quad (4-4)$$

где ω_0 — скорость идеального холостого хода;
 $\omega_0(M)$ — скорость двигателя, определяемая по его естественной характеристике при заданном значении M .

Последний член в (4-4) представляет собой падение скорости, обусловленное введением добавочного сопротивления. На рис. 4-4 представлены зависимости $\omega(R_{п.я})$ для ряда значений $M = \text{const}$. Из анализа (4-4) и зависимостей $\omega(R_{п.я})$ на рис. 4-4 следует, что по мере снижения момента на валу двигателя реостатное регулирование скорости становится малоэффективным, а при $M \rightarrow 0$ изменение сопротивления в цепи якоря практически не приводит к изменению скорости.

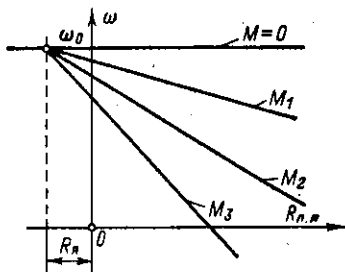


Рис. 4-4. Регулировочные характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения при реостатном регулировании ($M_1 < M_2 < M_3$).

При реостатном регулировании модуль жесткости механических характеристик снижается по мере уменьшения скорости. Этот вывод следует из анализа характеристик на рис. 4-3 и из (2-16). Данное обстоятельство ограничивает диапазон регулирования скорости. В тех случаях, когда бывает задано значение минимального модуля жесткости механических характеристик $|\beta|_{\min}$, наименьшая скорость при номинальном моменте на валу согласно (2-14) и (2-16) будет равна:

$$\omega_{\min} = \omega_0 \left(1 - \frac{M_n}{\omega_0 |\beta|_{\min}} \right) = \omega_0 \frac{|\beta_{c*}|_{\min} - 1}{|\beta_{c*}|_{\min}}.$$

Наибольшая скорость, соответствующая естественной характеристике,

$$\omega_{\max} = \omega_0 (1 - R_{я*}) = \omega_0 \frac{|\beta_{c*}| - 1}{|\beta_{c*}|}.$$

Отсюда

$$D = \frac{1 - R_{я*}}{|\beta_{c*}|_{\min} - 1} |\beta_{c*}|_{\min} = \frac{|\beta_{c*}| - 1}{|\beta_{c*}|_{\min} - 1} \frac{|\beta_{c*}|_{\min}}{|\beta_{c*}|}. \quad (4-5)$$

Из (4-5) следует, что с уменьшением заданного значения $|\beta_{c*}|_{\min}$ увеличивается диапазон регулирования. На величину D влияет также внутреннее сопротивление двигателя: с увеличением $R_{я*}$ диапазон регулирования уменьшается.

Часто вместо значения минимальной жесткости характеристик задают наибольшее отклонение момента статической нагрузки $\Delta M_{с. доп}$, приводящего к остановке двигателя. В этом случае $M_{к.з} = M_n + \Delta M_{с. доп}$. При этом в соответствии с (2-14)

$$\omega_{\min} = \omega_0 \left(1 - \frac{M_n}{M_n + \Delta M_{с. доп}} \right) = \omega_0 \frac{\Delta M_{с. доп*}}{1 + \Delta M_{с. доп*}}.$$

Тогда

$$D = \frac{(1 - R_{я*})(1 + \Delta M_{с. доп*})}{\Delta M_{с. доп*}}. \quad (4-6)$$

Обычно $\Delta M_{с. доп*} = 0,5 \div 1$, тогда $D \leq (3 \div 2) \times (1 - R_{я*})$. Таким образом, в схемах реостатного регулирования скорости двигателей постоянного тока независимого возбуждения при условии $M_c = \text{const}$ диапазон регулирования обычно не превосходит 2—2,5.

Диапазон регулирования в рассматриваемой схеме ограничен также из-за увеличения потерь энергии при ре-

гулировании и соответствующего сближения к. п. д. Действительно, при постоянном моменте на валу двигателя мощность, потребляемая из сети, также остается постоянной

$$P_c = U_c I_a = \omega_0 M = \text{const},$$

тогда как его механическая мощность

$$P_m = \omega M$$

снижается с уменьшением угловой скорости, а потери мощности возрастают пропорционально падению скорости $\Delta P_{эл} = \Delta \omega M$. Таким образом, в случае регулирования скорости при $M = \text{const}$

$$\eta(\omega) = \frac{P_m}{P_c} = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega_*, \quad (4-7)$$

Среднее значение к. п. д. в заданном диапазоне регулирования может быть определено из (4-2а) при подстановке в него (4-7)

$$\eta_{ср} = \frac{D+1}{2D} \eta_e, \quad (4-8)$$

где $\eta_e = \omega_{e*}$ — к. п. д. при заданном значении момента и работе двигателя на естественной характеристике.

При реостатном регулировании скорости двигателей постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения также изменяется добавочное сопротивление в цепи якоря. В этом случае основные показатели регулирования остаются такими же, как и у двигателей с независимым возбуждением. В частности, допустимый момент остается неизменным и равным номинальному в силу того, что при $I_a = I_{a,n} = \text{const}$ поток двигателей $\Phi = \Phi_n = \text{const}$.

Из (2-35а) следует, что при постоянном значении момента зависимость скорости двигателей последовательного и смешанного возбуждения от величины сопротивления в цепи якоря является линейной. Для построения зависимостей $\omega(R_a)$ при $M = \text{const}$ можно воспользоваться естественной механической характеристикой двигателя и зависимостью $M(I_a)$. С помощью последней при заданном M определяется значение I_a и величина сопротивления цепи якоря при $\omega = 0$ по формуле $R_{\omega=0} = U_c/I_a$. Соответствующие построения показаны на рис. 4-5. Следует подчеркнуть, что с помощью зависимостей $\omega(R_a)$

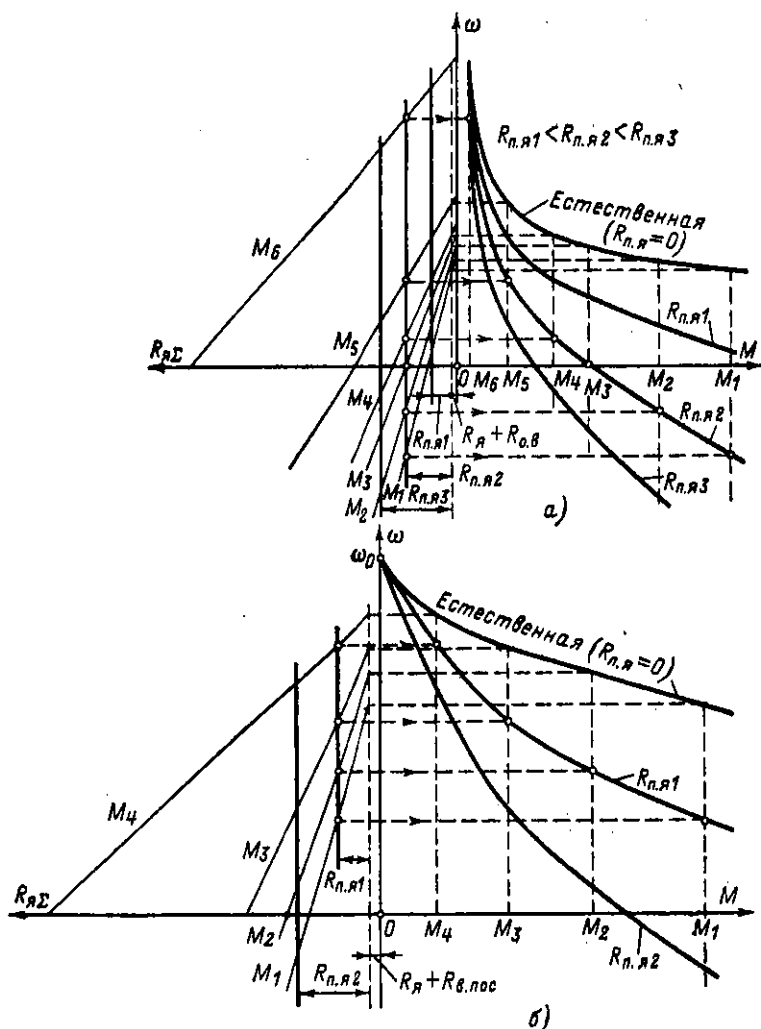


Рис. 4-5. К построению механических характеристик двигателей последовательного (а) и смешанного (б) возбуждения при реостатном регулировании скорости.

могут быть построены реостатные механические характеристики для заданных значений $R_{п.я}$. Аналогичный метод может быть использован и для построения скоростных характеристик двигателей последовательного и смешанного возбуждения.

Значения скорости на искусственных реостатных характеристиках могут быть определены и расчетным путем при заданном токе $I_{я}$, если известна естественная характеристика. При этом используется формула

$$\omega_{и} = \omega_e \frac{U_c - (R_{п.я} + R_{в.я} + R_{п.я}) I_{я}}{U_c - (R_{п.я} + R_{в.я}) I_{я}}, \quad (4-9)$$

где ω_e — скорость на естественной характеристике при заданном M или $I_{я}$.

Анализ зависимостей $\omega(R_{я})$, представленных на рис. 4-5, показывает, что при малых значениях момента реостатное регулирование скорости двигателей последовательного и смешанного возбуждения неэффективно.

б) Реостатное регулирование скорости асинхронных двигателей

Реостатное регулирование угловой скорости асинхронных двигателей может осуществляться различными способами, а именно: регулировочные резисторы могут включаться последовательно с обмотками статора или ротора, они могут быть симметричными, т. е. одинаковыми во всех трех фазах, либо несимметричными.

Для асинхронных двигателей с фазным ротором применяется регулирование скорости путем изменения сопротивлений в цепи ротора, как это показано на рис. 4-6, а, а для двигателей с короткозамкнутым ротором используются сопротивления в цепи статора.

При включении симметричных сопротивлений в цепи ротора изменяется значение критического скольжения,

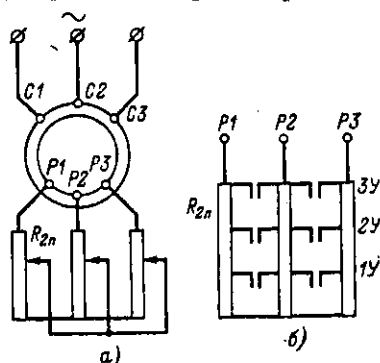


Рис. 4-6. Схемы включения в цепь ротора плавно регулируемых резисторов (а) и резисторов, переключаемых с помощью контактов 1У, 2У, 3У (б).

а критический момент остается неизменным. Из (2-53) следует, что с увеличением $R'_{2н}$ пропорционально растет и критическое скольжение, т. е.

$$\frac{s_{к.н}}{s_{к.е}} = \frac{R'_2 + R'_{2н}}{R'_2}, \quad (4-10)$$

где $s_{к.е}$ — критическое скольжение на естественной характеристике.

При постоянном значении тока I'_2 , как это следует из (2-50), между скольжением и сопротивлением роторной цепи существует линейная зависимость

$$s = A (R'_2 + R'_{2н}), \quad (4-11)$$

где

$$A = \frac{1}{V(U_{ф}/I'_2)^2 - x_K^2 - R_1}.$$

Подставляя в (2-49) значение s по (4-11), находим:

$$M = \frac{3I_2^2}{\omega_0 A} = \frac{3}{\omega_0} I_2^2 [V(U_{ф}/I'_2)^2 - x_K^2 - R_1].$$

Из полученного выражения следует, что при постоянном значении I'_2 момент асинхронного двигателя $M = \text{const}$ и не зависит от сопротивления цепи ротора, а значит, и от скорости. В частности, при $I'_2 = I'_{2н}$

$$M_{доп} = \frac{3I_{2н}^2}{\omega_0 A} = M_n,$$

т. е. при регулировании скорости асинхронного двигателя с фазным ротором путем изменения сопротивления в цепи ротора допустимый момент остается постоянным и равным номинальному.

Из (4-11) и (2-49) следует и другой вывод: при реостатном регулировании угловой скорости асинхронного двигателя путем изменения сопротивления в роторе для одного и того же значения тока ротора, а значит, и момента справедливо соотношение

$$\frac{s_I}{s_{II}} = \frac{R'_2 + R'_{2нI}}{R'_2 + R'_{2нII}}, \quad (4-12)$$

где s_I , s_{II} — значения скольжения при заданном значении момента и включении в цепь ротора добавочных сопротивлений соответственно $R'_{2нI}$ и $R'_{2нII}$.

В частности, для номинального момента на валу можно записать:

$$\frac{s_{н.е}}{s_{н.и}} = \frac{R'_2}{R'_2 + R'_{2н}}, \quad (4-13)$$

где $s_{н.е}$, $s_{н.и}$ — скольжение при номинальном моменте на валу на естественной и искусственной реостатной характеристиках.

Рабочий участок механической характеристики асинхронного двигателя может быть выражен уравнением прямой (2-57а)

$$M = \frac{M_{н}}{s_{н}} s = \frac{M_{н}}{\omega_0 s_{н.и}} (\omega_0 - \omega).$$

Подставляя в это выражение значения $s_{н} = s_{н.и}$, по (4-13) находим:

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0 s_{н.е}}{M_{н} R'_2} (R'_2 + R'_{2н}) M = \omega_0 \left(1 - \frac{s_{н.е}}{M_{н}} M \right) - \frac{\omega_0 s_{н.е}}{M_{н} R'_2} R'_{2н} M$$

или

$$\omega = \omega_e(M) - B M R'_{2н}. \quad (4-14)$$

Сопоставление последнего уравнения с (4-4) показывает их полную идентичность, что позволяет распространить полученные ранее выводы для двигателя постоянного тока независимого возбуждения о характере изменения регулировочных сопротивлений, жесткости механических характеристик, диапазоне регулирования и к. п. д. на асинхронный двигатель с фазным ротором, регулирование скорости которого осуществляется изменением симметричных сопротивлений в цепи ротора.

Анализ выражения для коэффициента мощности ротора асинхронного двигателя (2-69) совместно с (4-11) и (4-13) позволяет установить, что при реостатном регулировании скорости в случае постоянного момента коэффициент мощности цепи ротора остается неизменным. Следовательно, не изменяется и коэффициент мощности двигателя — см. (2-70).

Следует также подчеркнуть, что в отличие от двигателей постоянного тока в рассматриваемом случае необходимо осуществлять регулирование сопротивлений одновременно в трех цепях. Это означает, что при переключении ступеней скорости с помощью контакторов необходимы аппараты, имеющие не менее двух пар контактов (см. рис. 4-6, б).

На рис. 4-7, а показана схема регулирования угловой скорости асинхронного двигателя путем изменения сим-

метричных сопротивлений в цепи статора. Этот способ применяется для двигателей с короткозамкнутым ротором и позволяет осуществить регулирование скорости в зоне ниже основной скорости. Из (2-53) и (2-54) следует, что при введении симметричных добавочных сопротивлений $R_{1п}$ в фазы обмотки статора будут уменьшаться значения s_k и M_k , что соответствует сокращению рабочего участка механической характеристики двигателя, как показано на рис. 4-8. При этом с увеличением $R_{1з}$ критический момент в двигательном режиме снижается быст-

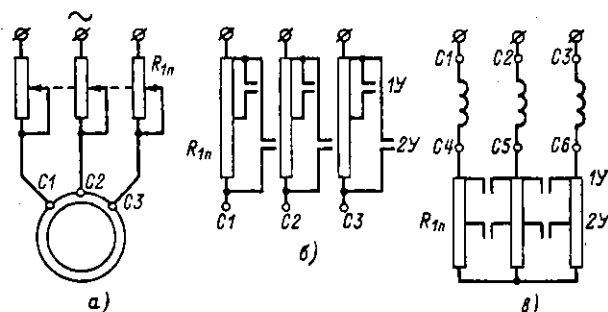


Рис. 4-7. Схемы включения резисторов в цепи статора асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

а — плавное регулирование сопротивлений; б — ступенчатое регулирование сопротивлений; в — сопротивления включены в разрыв нулевой точки звезды обмоток.

рее, чем критическое скольжение, что приводит к снижению модуля жесткости рабочего участка механических характеристик.

Очень важным вопросом для рассматриваемого способа регулирования является определение допустимых нагрузок двигателя при изменении скорости. Это связано прежде всего с тем, что в данном случае потери скольжения выделяются только в самой электрической машине, тогда как при изменении сопротивления в цепи ротора часть потерь скольжения, пропорциональная величине этого сопротивления, выделяется вне объема двигателя во внешних регулировочных резисторах. Полагая, как и прежде, что $I'_{доп} = I'_{зн}$, находим из (2-49):

$$M_{доп} = \frac{3I_{зн}^2 R'_s}{\omega_0 s} = M_n \frac{s_{н.б}}{s} \quad (4-15)$$

или

$$M_{\text{доп}} = M_n \frac{\omega_0 - \omega_n}{\omega_0 - \omega} \quad (4-15a)$$

Зависимость $M_{\text{доп}}(\omega)$ показана на рис. 4-8 пунктирной линией.

Из полученных выражений следует, что с уменьшением скорости значительно снижается величина допустимого момента двигателя. В частности, для неподвижного двигателя $M_{\text{доп}} = M_n s_n = (0,03 \div 0,13) M_n$. Поэтому данный метод регулирования более целесообразно применять для двигателей с относительно большим номинальным скольжением. Кроме того, необходимо, чтобы момент статической нагрузки снижался по мере уменьшения скорости, как и $M_{\text{доп}}$. В противном случае возникает необходимость завышения установленной мощности двигателя.

Для определения зависимости скорости от добавочного сопротивления при допустимом моменте на валу следует обратиться к (2-50), принимая в нем $I'_2 = I'_{2n}$. Тогда

$$s_{I_{2n}} = \frac{R'_2}{\sqrt{U_{\Phi}^2 / I_{2n}^2 - x_K^2 - (R_1 + R_{1n})}}$$

Учитывая, что

$$U_{\Phi} / I_{2n} = \sqrt{(R_1 + R_2 / s_{n,e})^2 + x_K^2},$$

можно записать:

$$s_{I_{2n}} = \frac{R'_2}{R_2 / s_{n,e} - R_{1n}} \quad (4-16)$$

или, вводя $R_{1n} / R'_2 = a_1$,

$$s_{I_{2n}} = \frac{s_{n,e}}{1 - a_1 s_{n,e}} \quad (4-16a)$$

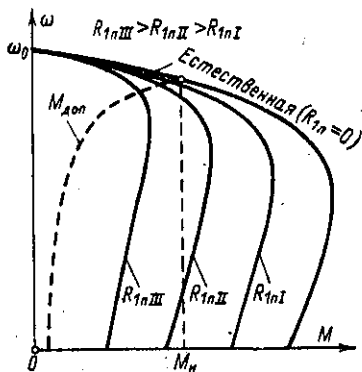


Рис. 4-8. Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании скорости изменением сопротивления в цепи статора.

Подставляя последнее выражение в (4-15), находим также

$$M_{\text{доп}} = M_n (1 - a_1 s_{1\text{н}} e).$$

Зависимости $s_{1\text{н}}$ (a_1) и $M_{\text{доп}}$ (a_1) показаны на рис. 4-9.

Анализ этих зависимостей и (4-15) показывает, что даже при небольшом снижении скорости резко падает

допустимый момент двигателя. Так, при увеличении скольжения в 2 раза по сравнению с $s_{\text{н}} e$, т. е. при снижении скорости всего лишь на 8—15%, допустимый момент уменьшается в 2 раза. По этой причине диапазон регулирования обычно не превышает 1,15—1,2.

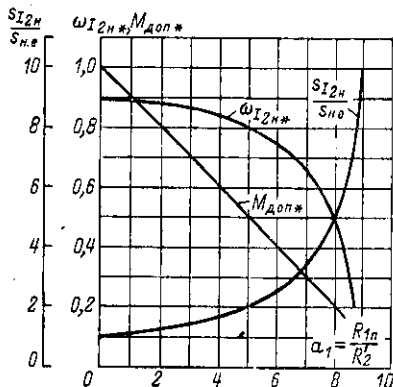


Рис. 4-9. Регулировочные характеристики $\omega_{12\text{н}}$ и $s_{1\text{н}}$ (a_1) и зависимость допустимого момента от величины добавочного сопротивления при регулировании скорости асинхронного двигателя изменением сопротивления в цепи статора.

При регулировании угловой скорости изменением сопротивлений в цепи статора к. п. д. привода ниже, чем в случае регулирования изменением роторных сопротивлений. Этот вывод

следует из (2-68). Действительно, в данном случае

$$\eta = \frac{1-s}{(a+a_1)s+1}, \quad (4-17)$$

где

$$a+a_1 = \frac{R_1 \Sigma}{R_2} = \frac{R_1 + R_{1\text{н}}}{R_2}.$$

Следовательно, с ростом регулировочного сопротивления $R_{1\text{н}}$ при одном и том же скольжении снижается к. п. д.

Коэффициент мощности цепей ротора и соответственно статора с ростом $R_{1\text{н}}$ при одном и том же скольжении, как это следует из (2-69) и (2-70), несколько возрастает.

Для переключения ступеней сопротивлений по схеме рис. 4-7, б должны использоваться трехполюсные контакторы. При включении обмотки статора в звезду по схеме рис. 4-7, в могут применяться двухполюсные контакторы.

В силу отмеченных выше недостатков регулирование скорости асинхронных двигателей путем изменения активных сопротивлений в цепи его статора используется относительно редко. Такие схемы чаще используются для ограничения пусковых токов и моментов асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.

4-3. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЕМ РЕАКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Регулирование скорости с помощью реактивных сопротивлений возможно как для двигателей постоянного, так и переменного тока, причем для первых эта возможность может быть реализована в случае питания их от сети переменного тока через неуправляемые выпрямители. Однако практически этот метод регулирования используется главным образом для асинхронных двигателей.

Возможность использования переменного реактивного сопротивления для регулирования скорости асинхронного двигателя следует из анализа выражений (2-53) и (2-54) для критических скольжения и момента. С увеличением индуктивных сопротивлений в цепях статора или ротора уменьшаются значения s_K и M_K . Регулирование скорости в этом случае осуществляется в зоне, лежащей ниже основной скорости.

Индуктивные добавочные сопротивления могут включаться в цепь статора или цепи ротора асинхронного двигателя. При этом, как следует из (2-53) и (2-54), результат будет аналогичным, если включение добавочного индуктивного сопротивления приводит к одинаковому изменению индуктивного сопротивления схемы замещения двигателя.

Включение последовательно с двигателем дополнительных индуктивных сопротивлений приводит к снижению коэффициента мощности, так как увеличивается потребление реактивной энергии из сети. В отношении потерь энергии скольжения $P_2 = M\omega_0 s$ данный способ регулирования будет иметь такие же показатели, как и при регулировании скорости асинхронных двигателей путем изменения активного сопротивления в цепи статора. Следовательно, диапазон регулирования скорости и в этом случае оказывается ограниченным. Однако при регулировании этим способом скорости асинхронных двигателей с фазным ротором можно расширить диапазон регулирования путем введения в цепь ротора добавочных активных сопротивлений. В этом случае часть потерь скольжения рассеивается вне объема электрической машины, что позволяет увеличить допустимое скольжение и тем самым уменьшить значение нижней скорости при регулировании.

Сопоставление данного способа регулирования скорости асинхронных двигателей с реостатным показывает, что он не обладает какими-либо преимуществами, если в качестве добавочных индуктивных сопротивлений используются обычные реакторы. Существенное достоинство рассматриваемого способа заключается в возможности применения плавно регулируемых индуктивных сопротивлений — подмагничиваемых дросселей насыщения или магнитных усилителей. В этом случае возможно практически бесступенчатое

регулирование скорости без применения контактной аппаратуры в главных цепях.

Обычно с целью регулирования скорости асинхронных двигателей используются трехфазные дроссели насыщения либо симметричные однофазные с одновременным одинаковым управлением. В последнем случае три одинаковых дросселя насыщения оказываются эквивалентными одному трехфазному. Дроссели насыщения бывают двух типов: без самоподмагничивания и с самоподмагничиванием. Как правило, они включаются последовательно с обмоткой статора двигателя. В случае включения дросселя в цепь ротора при работе двигателя с малыми скольжениями, т. е. при малой частоте $f_2 = sf_1$, дроссель почти полностью теряет свойство управления.

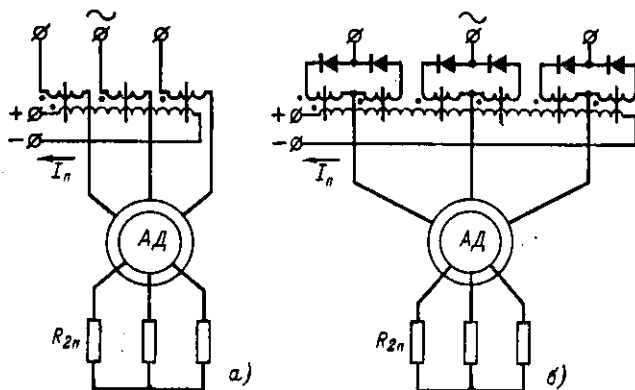


Рис. 4-10. Схемы включения трехфазных дросселей насыщения в цепи статора асинхронного двигателя.

а — дроссель без самоподмагничивания; б — дроссель с самоподмагничиванием.

На рис. 4-10 показаны схемы включения дросселей насыщения в цепи обмоток статора асинхронных двигателей. Увеличение тока подмагничивания I_n приводит к уменьшению индуктивного сопротивления дросселя и, наоборот, снижению тока подмагничивания вызывает увеличение индуктивного сопротивления, включенного последовательно в цепи статора двигателя. Сопротивление управляемого дросселя зависит не только от тока подмагничивания, но и от тока нагрузки. Это следует из анализа вольт-амперных характеристик дросселей насыщения, показанных на рис. 4-11.

Дроссели насыщения без самоподмагничивания (рис. 4-10, а) по своим свойствам близки к источникам тока. Действительно, при неизменном токе подмагничивания ток в дросселе, а следовательно, и включенном последовательно с ним двигателе остается почти неизменным при изменении напряжения в относительно широких пределах, что следует из кривых на рис. 4-11, а. Дроссели же с самоподмагничиванием (рис. 4-10, б) близки по своим свойствам к источникам напряжения, так как при изменении тока в их рабочих обмотках напряжение на нагрузке практически не изменяется (рис. 4-11, б). Следовательно, в первом случае механические харак-

теристики асинхронного двигателя при разных значениях тока подмагничивания в соответствии с (2-49) будут содержать участки, близкие к гиперболе (рис. 4-12, а). При регулировании же скорости

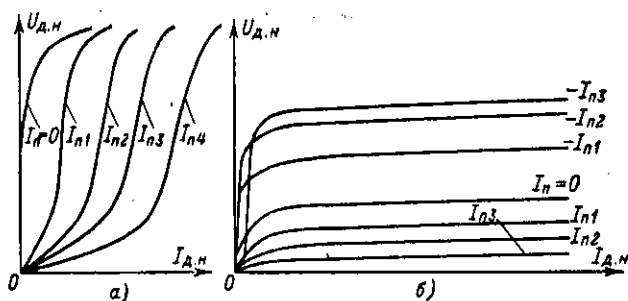


Рис. 4-11. Вольт-амперные характеристики дросселей насыщения без самоподмагничивания (а) и с самоподмагничиванием (б).

$U_{д.н}$, $I_{д.н}$ — фазные значения напряжения и тока обмоток дросселя, $I_{п1} < I_{п2} < I_{п3} \dots$

с помощью дросселей с самоподмагничиванием механические характеристики будут близки по виду к характеристикам, получаемым в схемах с регулируемым источником напряжения (см. § 5-5) — рис. 4-12, б.

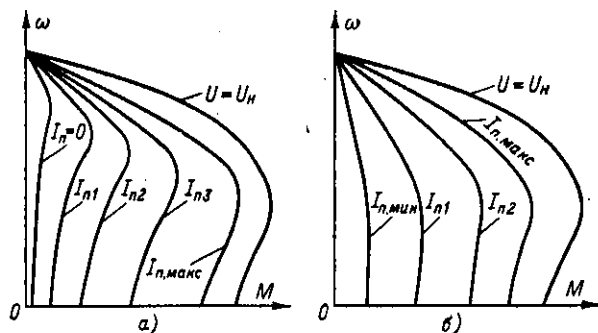


Рис. 4-12. Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании его скорости дросселем насыщения.

а — без самоподмагничивания; б — с самоподмагничиванием;
 $I_{п1} < I_{п2} < I_{п3}$

Анализ механических характеристик на рис. 4-12 показывает, что со снижением тока подмагничивания уменьшается и модуль жесткости механических характеристик. Следует отметить, что участки характеристик с отрицательной жесткостью тем шире, чем больше сопротивление цепи ротора. Кроме того, при введении доба-

вочного сопротивления в ротор часть потерь скольжения выделяется вне двигателя, что, в свою очередь, позволяет расширить диапазон регулирования скорости. Однако следует помнить о том, что с увеличением $R_{2\Sigma}$ снижается модуль жесткости основной механической характеристики (при $U = U_H$), а значит, и сужаются возможности регулирования угловой скорости. Практически, если не принимать специальных мер, диапазон регулирования рассматриваемым способом не превышает 1,3—1,5.

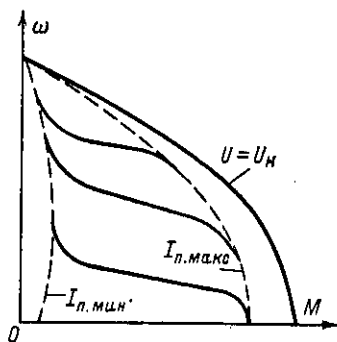


Рис. 4-13. Механические характеристики асинхронного двигателя, регулируемого дросселем насыщения, при изменении тока подмагничивания в функции отклонения скорости от заданной величины.

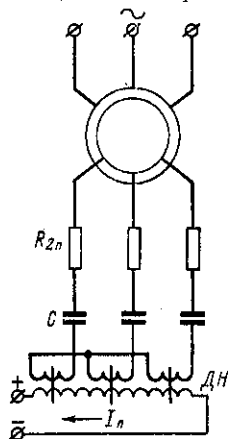


Рис. 4-14. Схема включения асинхронного двигателя с колебательным контуром в цепи ротора.

В асинхронных электроприводах, управляемых с помощью дросселей насыщения, можно получить более жесткие механические характеристики, чем характеристики, показанные на рис. 4-12, если с изменением нагрузки на валу двигателя соответствующим образом изменять управляющий сигнал — ток подмагничивания. Из анализа характеристик на рис. 4-12 можно заключить, что для поддержания примерного постоянства скорости при возрастании момента статической нагрузки необходимо увеличивать ток подмагничивания, а при снижении момента — соответственно уменьшать I_n . Так как мощность источника, необходимого для питания обмоток подмагничивания, во много раз меньше мощности двигателя, то реализация указанного принципа изменения управляющего сигнала, как правило, не вызывает затруднений.

Практически момент статической нагрузки оценивают косвенным методом: по току и напряжению двигателя, а иногда и по величине отклонения скорости двигателя от заданной. На рис. 4-13 показан примерный вид механических характеристик асинхронного двигателя, регулируемого дросселем насыщения, ток подмагничивания которого увеличивается при снижении скорости вращения

по сравнению с заданной. В подобного рода схемах диапазон регулирования может быть расширен до 8—10.

Оценивая экономические показатели рассматриваемого способа регулирования скорости асинхронных двигателей, следует отметить, что в этом случае к. п. д. электропривода остается примерно таким же, как и при реостатном регулировании, тогда как коэффициент мощности заметно снижается. Значительно увеличиваются капитальные затраты. Если при анализе реостатных способов регулирования обычно не принимают во внимание стоимость резисторов по сравнению со стоимостью двигателя, то в данном случае этого делать нельзя, так как габариты, масса и стоимость дросселя насыщения сопоставимы с аналогичными показателями для двигателя. Наконец, следует учитывать, что в силу ограничения допустимой нагрузки на валу и соответствии с (4-15) обычно приходится завышать номинальную мощность двигателя по сравнению с мощностью производственного механизма.

Для регулирования угловой скорости асинхронных двигателей могут использоваться не только индуктивные реактивные сопротивления, но и емкостные. На рис. 4-14 показана схема включения асинхронного двигателя с колебательным контуром в роторе. Основным регулирующим элементом в этой схеме по-прежнему является управляемый дроссель насыщения. Изменение его индуктивного сопротивления приводит к изменению резонансной частоты колебательного контура, образуемого всеми индуктивностями в цепи ротора и конденсаторами C . В цепи ротора включены также добавочные резисторы $R_{дг}$, необходимые для рассеяния части потерь скольжения вне объема двигателя.

Основным достоинством данного способа регулирования является возможность получения относительно жестких механических характеристик двигателя при скоростях существенно ниже синхронной. Это объясняется тем обстоятельством, что при частотах, близких к резонансной, изменение скольжения и соответственно частоты приводит к резкому изменению тока ротора, а следовательно, и момента двигателя.

При анализе работы схемы пренебрежем влиянием падения напряжения в цепи статора двигателя. Тогда ток ротора в рассматриваемой схеме может быть выражен следующим образом:

$$I_2 = \frac{E_{2кs}}{\sqrt{R_{2\Sigma}^2 + \left(x_{2\Sigma}s - \frac{x_C}{s}\right)^2}}, \quad (4-18)$$

где $E_{2к}$ — фазное значение э. д. с. неподвижного ротора ($s = 1$);

$R_{2\Sigma}$ — общее активное сопротивление фазы цепи ротора;

$x_{2\Sigma} = x_2 + x_{д.н}$ — общее индуктивное сопротивление фазы цепи ротора при частоте сети, равное сумме индуктивных сопротивлений рассеяния обмотки ротора и дросселя насыщения при той же частоте;

x_C — емкостное сопротивление конденсаторов, включенных в фазу ротора при частоте сети.

Резонанс напряжений в цепи ротора будет иметь место при равенстве индуктивного и емкостного реактивных сопротивлений ($x_{2\Sigma} s_{\text{рез}} = x_C / s_{\text{рез}}$), т. е. при скольжении

$$s_{\text{рез}} = \sqrt{x_C / x_{2\Sigma}}. \quad (4-19)$$

Заменяя в уравнении для тока x_C в соответствии с последним выражением, а также учитывая, что в соответствии с (2-53а) $s_{\text{к.и}} = R_{2\Sigma} / x_{2\Sigma}$, можно записать:

$$I_2 = \frac{E_{2K}}{x_{2\Sigma}} \frac{s^2}{\sqrt{s_{\text{к.и}}^2 s^2 + (s^2 - s_{\text{рез}}^2)^2}} = I_{2\text{пр.и}} \frac{s^2}{\sqrt{s_{\text{к.и}}^2 s^2 + (s^2 - s_{\text{рез}}^2)^2}}, \quad (4-20)$$

где $I_{2\text{пр.и}} = E_{2K} / x_{2\Sigma}$ — предельное значение тока ротора при включении в его цепь дополнительного индуктивного сопротивления и $s \rightarrow \infty$.

Тогда в соответствии с (2-49) выражение для момента двигателя принимает вид:

$$M = \frac{3R_{2\Sigma} E_{2K}^2}{\omega_0 x_{2\Sigma}^2} \frac{s^3}{s_{\text{к.и}}^2 s^2 + (s^2 - s_{\text{рез}}^2)^2},$$

что с учетом (2-54а) можно записать в виде

$$M = \frac{2M_{\text{к.и}} s_{\text{к.и}} s^3}{s_{\text{к.и}}^2 s^2 + (s^2 - s_{\text{рез}}^2)^2}, \quad (4-21)$$

где

$$M_{\text{к.и}} = \frac{3E_{2K}^2}{2\omega_0 x_{2\Sigma}^2}.$$

Следует заметить, что приведенные здесь значения $I_{2\text{пр.и}}$ и $M_{\text{к.и}}$ не являются максимальными для рассматриваемой схемы включения двигателя. Максимальные значения тока ротора и момента имеют место соответственно при скольжениях

$$s_{I\text{ макс}} = \pm \frac{s_{\text{рез}}^2}{\sqrt{s_{\text{рез}}^2 - \frac{s_{\text{к.и}}^2}{2}}}; \quad (4-22)$$

$$s_{M\text{ макс}} = \pm \sqrt{\frac{s_{\text{к.и}}^2}{2} - s_{\text{рез}}^2 + \sqrt{\left(\frac{s_{\text{к.и}}^2}{2} - s_{\text{рез}}^2\right)^2 + 3s_{\text{рез}}^4}}. \quad (4-23)$$

Как следует из (4-22), ток может достигать максимальной величины при конечном значении скольжения только в случае, когда

$$s_{\text{рез}} > s_{\text{к.и}} / \sqrt{2} \quad (4-24)$$

или

$$x_{2\Sigma} > R_{2\Sigma}^2 / 2x_C. \quad (4-24а)$$

Последнее соотношение определяет условия выбора параметров рассматриваемой схемы.

Из (4-22) и (4-23) следует, что скольжения, соответствующие максимумам тока и момента, не совпадают с $s_{рез}$, причем $s_{I макс} > s_{рез}$. Путем несложного анализа этих формул можно также показать, что $s_{рез} < s_{M макс} < s_{I макс}$. Различие значений указанных величин незначительно, если $s_{рез}^2 \gg s_{к.и}^2/2$. Тогда, как следует из (4-22) и (4-23), $s_{I макс} \approx s_{M макс} \approx s_{рез}$.

Наибольшее значение тока двигателя при $s_{I макс}$ в соответствии с (4-20) и (4-22) равно:

$$I_{2 макс} = I_{2 пр.и} \frac{s_{рез}^2}{s_{к.и} \sqrt{s_{рез}^2 - \frac{s_{к.и}^2}{2}}}, \quad (4-25)$$

а при условии $s_{рез} \gg s_{к.и}/\sqrt{2}$

$$I_{2 макс} \approx I_{2 пр.и} \frac{s_{рез}}{s_{к.и}} = \frac{E_{2к}}{R_{2\Sigma}} s_{рез} = I_{2 пр.е} \frac{s_{рез}}{s_{к.иR}}, \quad (4-25a)$$

где $s_{к.иR} = R_{2\Sigma}/x_{2дв}$ — критическое скольжение двигателя при включении в цепь его ротора только активного добавочного сопротивления;

$I_{2 пр.е}$ — предельное значение тока ротора ($s \rightarrow \infty$) при работе двигателя на естественной характеристике.

Подстановка в (4-21) значения $s_{M макс}$ в соответствии с (4-23) приводит к громоздкому и неудобному для практических вычислений выражению для максимального момента. С учетом же принятого допущения

$$M_{макс} \approx \frac{2M_{к.и}}{s_{к.и}} s_{рез} = \frac{3E_{2к}^2}{\omega_0 R_{2\Sigma}} s_{рез} = 2M_{к.е} \frac{s_{рез}}{s_{к.иR}}. \quad (4-26)$$

Из последних двух выражений следует, что максимальные значения тока и момента растут с увеличением $s_{рез}$. На рис. 4-15 показаны скоростные и механические характеристики при двух значениях $s_{рез}$. Характеристики построены при $x_C = \text{const}$, $R_{2п} = \text{const}$ и $x_{2\Sigma} = \text{var}$. Там же для сравнения приведены естественные характеристики двигателя. Анализ этих характеристик позволяет сделать следующие выводы. С увеличением $s_{рез}$ заметно возрастает перегрузочная способность двигателя. В частности, при определенном подборе параметров она может почти вдвое превышать перегрузочную способность двигателя в нормальной схеме включения, как это следует из (4-26). Это объясняется возрастанием тока при $s \rightarrow s_{рез}$, поскольку в этом случае реактивное сопротивление цепи ротора близко к нулю, и практически полным совпадением по фазе э. д. с. и тока ротора. Рассматриваемая система электропривода обладает высоким пусковым моментом, который может в несколько раз превышать пусковой момент на естественной характеристике двигателя. Наконец, жесткость рабочих участков механических характеристик ($0,6s_{рез} < s < s_{рез}$) приближается к жесткости рабочего участка естественной механической характеристики.

Из (4-21) может быть получено выражение для жесткости механической характеристики

$$\beta = - \frac{2M_{\text{к.и}} s_{\text{к.и}} s^2 \left[s_{\text{к.и}}^2 s^2 - (s^2 - s_{\text{рез}}^2) (s^2 + 3s_{\text{рез}}^2) \right]}{\omega_0 \left[s_{\text{к.и}}^2 s^2 - (s^2 - s_{\text{рез}}^2)^2 \right]^2}.$$

При $s = s_{\text{рез}}$

$$\beta_{\text{рез}} = - \frac{2M_{\text{к.и}}}{\omega_0 s_{\text{к.и}}} = - \frac{2M_{\text{к.е}}}{\omega_0 s_{\text{к.е}}} \frac{R_2}{R_{\Sigma}} = \beta_{\text{с}} \frac{R_2}{R_2 + R_{2\text{п}}},$$

где $\beta_{\text{с}}$ — жесткость рабочего участка естественной механической характеристики при $s \ll s_{\text{к.е}}$.

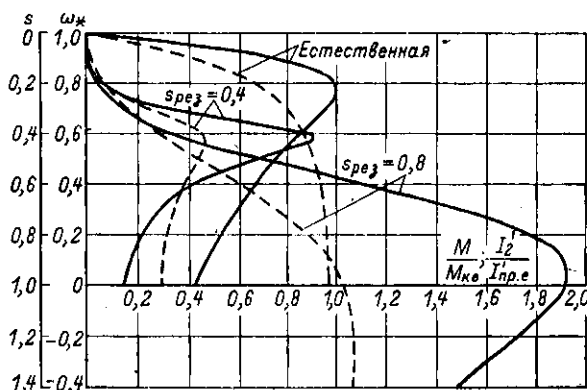


Рис. 4-15. Механические (—) и скоростные (---) характеристики асинхронного двигателя с колебательным контуром в цепи ротора.

На первый взгляд модуль жесткости механических характеристик в этом случае не превышает соответствующую величину при реостатном регулировании асинхронного двигателя. В действительности это не так, ибо при $s_{\text{к.и}} < s_{\text{рез}}$ в зоне скольжений ($0,7 \div 0,9$) $s_{\text{рез}}$ обычно $\beta = (2 \div 4) \beta_{\text{рез}}$.

Оценивая энергетические показатели рассматриваемой схемы, следует отметить, что к. п. д. электропривода в данном случае будет таким же, как и при других способах параметрического регулирования скорости асинхронных двигателей. Однако она выгодно отличается от других ранее рассматривавшихся схем в отношении коэффициента мощности, так как в рабочей зоне скоростей при $s < s_{\text{рез}}$ вектор тока ротора опережает вектор э. д. с.

4-4. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ШУНТИРОВАНИЕМ ЯКОРЯ

В отличие от рассмотренных ранее способов регулирования скорости электроприводов путем включения резисторов последовательно с главными цепями двигателей в настоящем параграфе рассматриваются такие способы регулирования скорости электродвига-

телей постоянного тока, когда регулировочные резисторы включаются параллельно и последовательно с якорем. На рис. 4-16 показана схема, в которой изменение скорости двигателя независимого возбуждения осуществляется путем регулирования сопротивлений $R_{ш}$ и $R_{п}$. Резисторы $R_{ш}$ и $R_{п}$, по сути дела, представляют собой делитель напряжения. Правда, на работу этого делителя напряжения в значительной степени влияет нагрузка двигателя, так как потребляемый из сети ток I_c , а значит, и падение напряжения на последовательном сопротивлении $R_{п}$ зависят от тока якоря $I_{я}$ двигателя. Рассматриваемый способ обычно называется «регулированием путем шунтирования якоря двигателя». Практически под указанным термином следует понимать включение в цепь якоря добавочных сопротивлений по схеме делителя напряжения (потенциометра).

Для анализа работы двигателя по схеме рис. 4-16 запишем уравнения Кирхгофа для цепи якоря:

$$\left. \begin{aligned} U_c &= E + R_{я}I_{я} + R_{п}I_c; \\ E + R_{я}I_{я} &= R_{ш}I_{ш}; \\ I_c &= I_{я} + I_{ш}. \end{aligned} \right\} \quad (4-27)$$

Исключая из системы уравнений (4-27) $I_{ш}$ и I_c и учитывая (2-4) и (2-8), получаем уравнения скоростной и механической характеристик в виде

$$\omega = a\omega_0 - \frac{R_{я} + aR_{п}}{k\Phi_{п}} I_{я}; \quad (4-28)$$

$$\omega = a\omega_0 - \frac{R_{я} + aR_{п}}{(k\Phi_{п})^2} M, \quad (4-29)$$

где $a = R_{ш}/(R_{ш} + R_{п})$ — коэффициент деления напряжения сети U_c делителем $R_{ш} - R_{п}$ при идеальном холостом ходе двигателя.

Полученные уравнения показывают, что скоростные и механические характеристики двигателя независимого возбуждения в схеме шунтирования якоря имеют вид прямых линий. Скорость идеального холостого хода уменьшается в $1/a$ раз по сравнению с ω_0 . Кроме того, снижается модуль жесткости механических характеристик по сравнению с жесткостью естественной характеристики.

Из уравнений (4-28) и (4-29) также следует, что изменение сопротивлений $R_{ш}$ и $R_{п}$ позволяет регулировать скорость двигателя вниз от основной. Поскольку ток возбуждения не изменяется, то при регулировании скорости допустимый момент нагрузки остается постоянным и равным номинальному.

Примерный вид механической характеристики при некоторых значениях $R_{ш}$ и $R_{п}$ показан на рис. 4-17. Там же пунктирной линией показана реостатная характеристика. Сопоставление механических характеристик при реостатном регулировании и при регулирова-

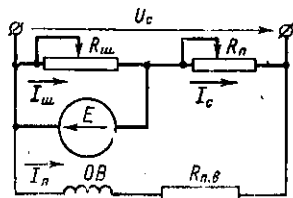


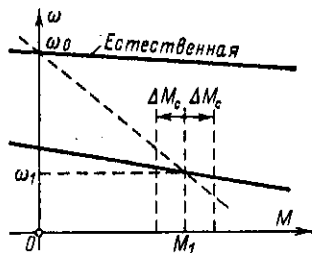
Рис. 4-16. Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения при регулировании скорости путем шунтирования якоря.

нии по схеме на рис. 4-16 показывает, что модуль жесткости в последнем случае значительно выше.

Действительно, если записать уравнение механической характеристики в виде

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{|\beta|},$$

где $|\beta|$ — модуль жесткости, то для двух характеристик — реостатной и при шунтировании, проходящих через одну и ту же точку с координатами ω_1 и M_1 , справедливо следующее соотношение:



$$\frac{|\beta_{ш}|}{|\beta_p|} = \frac{\omega_0 - \omega_1}{a\omega_0 - \omega_1}.$$

Здесь $|\beta_p|$, $|\beta_{ш}|$ — модули жесткости механических характеристик при регулировании соответственно реостатом и шунтированием якоря. Учитывая, что $a < 1$ при $R_{п} \neq 0$ и $R_{ш} \neq \infty$, из последнего соотношения следует $|\beta_{ш}| > |\beta_p|$.

Рис. 4-17. Механическая характеристика двигателя постоянного тока независимого возбуждения, включенного по схеме шунтирования якоря.

Регулирование скорости может осуществляться изменением $R_{ш}$ при неизменном $R_{п}$, изменением $R_{п}$ при неизменном $R_{ш}$ или одновременным изменением обоих сопротивлений. Во всех указанных случаях при изменении регулирующего параметра одновременно изменяются значения a

и модуля жесткости механической характеристики. Отсюда следует, что механические характеристики при изменении регулирующего параметра будут пересекаться друг с другом.

Рассмотрим случай $R_{ш} = \text{var}$ и $R_{п} = \text{const}$. Найдём координаты M_I , ω_I точки пересечения механических характеристик, соответствующих $R_{ш1}$ и $R_{ш2}$.

В соответствии с (4-29) можно записать:

$$a_1\omega_0 - \frac{R_{я} + a_1R_{п}}{(k\Phi_{п})^2} M_I = a_2\omega_0 - \frac{R_{я} + a_2R_{п}}{(k\Phi_{п})^2} M_I,$$

где

$$a_1 = \frac{R_{ш1}}{R_{п} + R_{ш1}}; \quad a_2 = \frac{R_{ш2}}{R_{п} + R_{ш2}}.$$

Отсюда $M_I = U_c k \Phi_{п} / R_{п}$, соответственно $I_{яI} = U_c / R_{п}$.

Подставляя полученное значение M_I в (4-29), находим:

$$\omega_I = -(R_{я}/R_{п}) \omega_0.$$

Полученные выражения для координат точек пересечения механических (M_I , ω_I) и скоростных ($I_{яI}$, ω_I) характеристик инвариантны по отношению к регулирующему параметру $R_{ш}$. Следовательно, при $R_{п} = \text{const}$ и $R_{ш} = \text{var}$ все механические и скоростные характеристики пересекаются в одной точке с найденными координатами.

патами, как это показано на рис. 4-18, а. Эта точка пересечения может быть также найдена как точка пересечения двух характеристик, для которых регулирующий параметр принимает предельные значения: $R_{ш} = 0$ (динамическое торможение без дополнительного сопротивления в цепи якоря) и $R_{ш} = \infty$ (реостатная характеристика при заданном значении $R_{п}$).

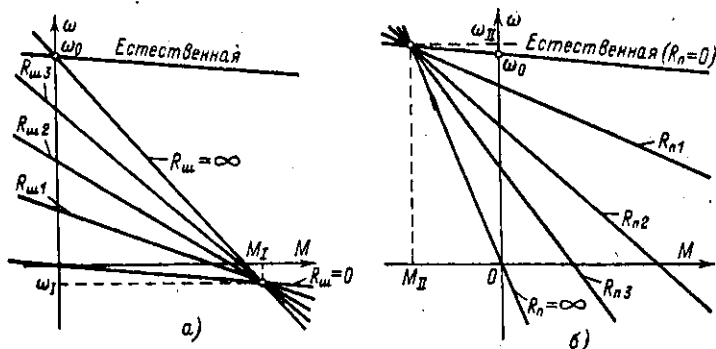


Рис. 4-18. Механические характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения, включенного по схеме шунтирования якоря.

а — при $R_{ш} = \text{var}$; $R_{п} = \text{const}$; $R_{ш1} < R_{ш2} < R_{ш3}$; б — при $R_{ш} = \text{const}$; $R_{п} = \text{var}$; $R_{п1} < R_{п2} < R_{п3}$.

При $R_{п} = \text{var}$ и $R_{ш} = \text{const}$ координаты точки пересечения двух механических характеристик (M_{II} , ω_{II}) могут быть найдены аналогично предыдущему случаю

$$a_1 \omega_0 - \frac{R_{я} + a_1 R_{п1}}{(k\Phi_n)^2} M_{II} = a_2 \omega_0 - \frac{R_{я} + a_2 R_{п2}}{(k\Phi_n)^2} M_{II},$$

где

$$a_1 = R_{ш}/(R_{п1} + R_{ш}); \quad a_2 = R_{ш}/(R_{п2} + R_{ш}).$$

Отсюда

$$M_{II} = \frac{\omega_0 (k\Phi_n)^2 (a_1 - a_2)}{a_1 R_{п1} - a_2 R_{п2}} = -\frac{U_c}{R_{ш}} k\Phi_n;$$

и соответственно

$$I_{яII} = -U_c/R_{ш}.$$

Подставляя значение M_{II} в (4-29), находим:

$$\omega_{II} = \omega_0 \left(1 + \frac{R_{п}}{R_{ш}} \right).$$

И в этом случае координаты точек пересечения скоростных ($I_{яII}$, ω_{II}) и механических (M_{II} , ω_{II}) характеристик инвариантны по отношению к основному регулируемому параметру $R_{п}$, а значит,

при $R_{II} = \text{const}$ и $R_{II} = \text{var}$ все механические (и соответственно скоростные) характеристики пересекаются в одной точке M_{II} , ω_{II} , как показано на рис. 4-18, б. Указанную точку можно просто найти и графическим путем как точку пересечения характеристик при предельных значениях регулирующего параметра: $R_{II} = 0$ (естественная характеристика) и $R_{II} = \infty$ (динамическое торможение при $R_{д.т} = R_{II}$).

Сопоставляя оба рассмотренных способа регулирования: $R_{II} = \text{const}$, $R_{III} = \text{var}$ и $R_{II} = \text{var}$, $R_{III} = \text{const}$, следует отметить, что в первом из них при изменении регулирующего сопротивления (R_{III}) имеется зона, лежащая между естественной характеристикой и характеристикой при $R_{III} \rightarrow \infty$, где нельзя регулировать угловую

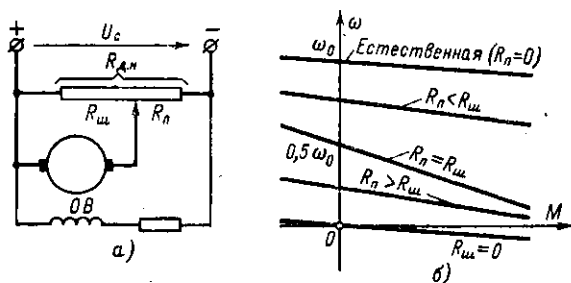


Рис. 4-19. Схема включения (а) и соответствующие механические регулировочные характеристики (б) двигателя постоянного тока независимого возбуждения при $R_{ш} + R_{II} = \text{const}$.

скорость. Для уменьшения этой зоны следует уменьшить R_{II} . Вместе с тем при таком способе регулирования при снижении скорости двигателя, достигшем уменьшением R_{III} , возрастает модуль жесткости механических характеристик. Во втором случае регулирование скорости в двигательном режиме возможно без указанных ограничений, но при снижении скорости уменьшается модуль жесткости механических характеристик. В связи с этим на практике регулирование скорости осуществляется путем изменения как R_{II} , так и R_{III} .

Для двигателей небольшой мощности иногда используют схему регулирования, показанную на рис. 4-19. Там же показаны механические характеристики при регулировании скорости. В этом случае $R_{ш} + R_{II} = \text{const}$. При крайних положениях ползушки делителя напряжения модуль жесткости механических характеристик наибольший и равен модулю жесткости естественной характеристики. Наименьшее значение модуля жесткости механических характеристик имеет место при $R_{ш} = R_{II} = 0,5 R_{д.н.}$, когда $a = 0,5$:

$$|\beta|_{\min} = (k\Phi_{II})^2 / (R_{II} + 0,25R_{д.н.}),$$

где $R_{д.н.}$ — сопротивление делителя напряжения.

Для определения энергетических показателей рассматриваемого способа регулирования скорости необходимо найти зависимость

тока, потребляемого из сети I_c , от скорости. Из уравнений (4-27) можно найти:

$$\left. \begin{aligned} I_c &= \frac{U_c + R_{ш} I_A}{R_{II} + R_{ш}} = I_{д. н. х. х} + a I_A; \\ I_{ш} &= \frac{U_c - R_{II} I_A}{R_{II} + R_{ш}} = I_{д. н. х. х} - \frac{R_{II}}{R_{II} + R_{ш}} I_A, \end{aligned} \right\} \quad (4-30)$$

где $I_{д. н. х. х}$ — ток делителя напряжения в режиме холостого хода двигателя.

Подставляя в полученные формулы выражение для I_A , вытекающее из (4-28)

$$I_A = k \Phi_{II} \frac{\alpha \omega_0 - \omega}{R_A + a R_{II}},$$

находим:

$$\left. \begin{aligned} I_c &= \frac{k \Phi_{II}}{R_{II} R_{ш} + R_{II} R_A + R_{ш} R_A} [(R_{ш} + R_A) \omega_0 - R_{ш} \omega]; \\ I_{ш} &= \frac{k \Phi_{II}}{R_{II} R_{ш} + R_{II} R_A + R_{ш} R_A} (R_A \omega_0 - R_{II} \omega). \end{aligned} \right\} \quad (4-31)$$

Зависимости $I_A(\omega)$, $I_c(\omega)$, $I_{ш}(\omega)$ показаны на рис. 4-20. Как следует из (4-31), режим рекуперации энергии, соответствующий условию $I_c < 0$, наступает при скорости $\omega_p = \omega_0 (1 + R_{II}/R_{ш})$, т. е. рекуперация энергии имеет место при скоростях, превышающих скорость идеального холостого хода на естественной характеристике. В интервале скоростей $\omega_0 (1 + R_{II}/R_{ш}) \geq \omega \geq \alpha \omega_0$, когда $I_A < 0$, механическая энергия, преобразуемая машиной в электрическую, рассеивается в резисторе $R_{ш}$.

Мощность, потребляемая схемой из сети, в соответствии с (4-30) может быть определена по следующему выражению:

$P_c = U_c I_c = U_c I_{д. н. х. х} + a U_c I_A$,
которое при использовании (4-27) может быть представлено в виде

$$P_c = U_c I_{д. н. х. х} + EI_A + (R_A + a R_{II}) I_A^2.$$

В последнем выражении первое слагаемое в правой части представляет собой потери мощности в делителе напряжения при холостом ходе двигателя, второе — электромагнитную мощность двигателя без учета механических и добавочных потерь и третье — потери

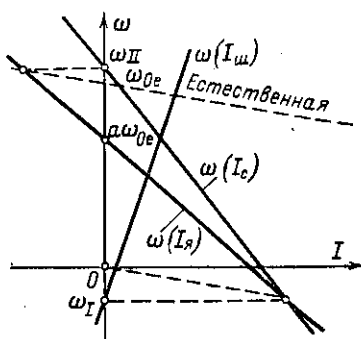


Рис. 4-20. Скоростная характеристика $\omega(I_A)$ и зависимости скорости от тока в шунте и тока, потребляемого из сети, при работе двигателя постоянного тока независимого возбуждения в схеме шунтирования якоря.

мощности в сопротивлениях главных цепей $R_{\pi} + \frac{R_{\pi} R_{\text{ш}}}{R_{\pi} + R_{\text{ш}}}$, обусловленные током якоря. Отсюда

$$\eta = \frac{P_{\text{эм}}}{P_c} = \frac{E I_{\text{я}}}{U_c I_{\text{д.н.х.х}} + E I_{\text{я}} + (R_{\pi} + a R_{\pi}) I_{\text{я}}^2}.$$

Подставляя в последнее выражение значения E и $I_{\text{я}}$, выраженные через ω , и производя преобразования, находим:

$$\eta = \frac{(R_{\pi} + R_{\text{ш}}) \omega (a \omega_0 - \omega)}{(R_{\text{ш}} + R_{\pi}) \omega_0^2 - R_{\text{ш}} \omega_0 \omega},$$

или, переходя к относительным единицам,

$$\eta = \frac{\omega_* (a - \omega_*)}{a (\omega_{p*} - \omega_*)}, \quad (4-32)$$

где $\omega_{p*} = \omega_p / \omega_0 = 1 + R_{\pi} / R_{\text{ш}}$ — относительное значение скорости, при которой начинается режим рекуперации.

Сопоставляя полученное выражение с выражением (4-7) для к. п. д. при реостатном регулировании, можно заметить, что при одном и том же значении ω_* имеем $\eta_{\text{ш}} < \eta_p$, так как $(a - \omega_*)/a < (\omega_{p*} - \omega_*)$. К этому же выводу можно прийти, анализируя энергетические соотношения для главных цепей сравниваемых схем, приведенных на рис. 4-2 и 4-16. Действительно, при одних и тех же значениях угловой скорости и момента двигателя, т. е. при одинаковой механической мощности, ток, потребляемый из сети, в схеме шунтирования якоря всегда больше, чем в схеме реостатного регулирования, на ток шунтирующего реостата, а значит, и больше потребляемая из сети мощность.

Повышенные потери мощности в схеме шунтирования якоря ограничивают область применения данного способа регулирования. Обычно он используется для двигателей малой, реже, средней мощности при относительно кратковременном снижении скорости. В силу того, что

затруднительно обеспечить высокое значение модуля жесткости механических характеристик, диапазон регулирования в схемах

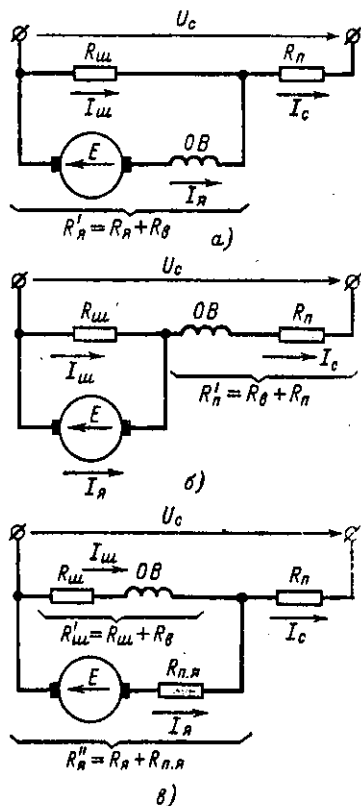


Рис. 4-21. Схемы включения двигателя постоянного тока последовательного возбуждения при регулировании его скорости путем шунтирования якоря.

шунтирования якоря двигателя независимого возбуждения обычно не превосходит 4—5.

Для двигателей постоянного тока с последовательным возбуждением возможны три варианта схем шунтирования цепи якоря, показанные на рис. 4-21. Для всех трех схем справедливы уравнения (4-27) с той лишь разницей, что в них следует подставить $R'_я = R_я + R_в$ вместо $R_я$ для схемы на рис. 4-21, а, $R'_п = R_п + R_п$ вместо $R_п$ для схемы на рис. 4-21, б и $R'_я = R_я + R_п$ и $R'_ш = R_ш + R_в$ соответственно вместо $R_я$ и $R_ш$ для схемы на рис. 4-21, в. При этом с учетом указанных обозначений можно воспользоваться уравнениями скоростной и механической характеристик в виде (4-28) и (4-29).

В первой схеме сопротивление $R_ш$ включено параллельно якорю и обмотке возбуждения. Поэтому $I_я = I_в$. Уравнения для скоростной и механической характеристик в данном случае таковы

$$\omega = \frac{aU_c - (R'_я + aR_п) I_я}{k\Phi(I_я)}; \quad (4-33)$$

$$\omega = \frac{aU_c}{k\Phi(I_я)} - \frac{R'_я + aR_п}{k^2\Phi^2(I_я)} M, \quad (4-34)$$

где

$$R'_я = R_я + R_в; \quad a = R_ш / (R_п + R_ш).$$

Из полученных выражений следует, что при $R_п = \text{const}$ и $R_ш = \text{var}$ все скоростные, а значит, и механические характеристики пересекаются в одной точке с координатами $I_{я1} = U_c / R_п$ и соответственно $M_1 = k\Phi(I_{я1}) I_{я1}$;

$$\omega_1 = - \frac{R'_я U_c}{R_п k\Phi(I_{я1})}.$$

На рис. 4-22 показаны механические характеристики при $R_п = \text{const}$ и $R_ш = \text{var}$. С уменьшением $R_ш$ снижается угловая скорость, только в случае наличия статической нагрузки на валу двигателя. Допустимая нагрузка на валу двигателя с изменением скорости, как и при реостатном регулировании, остается постоянной, так как $I_я = I_в$. Преимущества схемы рис. 4-21, а по сравнению со схемой реостатного регулирования незначительны, тогда как по энергетическим показателям она заметно уступает последней. В связи с этим данная схема не находит широкого практического применения.

Схема рис. 4-21, б выгодно отличается от предыдущей в том отношении, что в этом случае возможен режим идеального холостого хода. Это связано с тем, что поскольку $I_B = I_C$, то при $I_A = 0$ ток в обмотке возбуждения не падает до нуля.

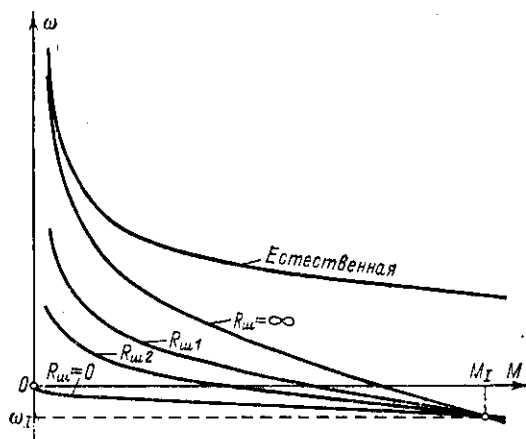


Рис. 4-22. Механические характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, включенного по схеме рис. 4-21, а, при $R_{II} = \text{const}$ и $R_{III} = \text{var}$ ($R_{III1} > R_{III2}$).

Аналогично рассмотренной ранее схеме и в этом случае могут быть записаны уравнения скоростной и механической характеристик в виде

$$\omega = \frac{aU_c - (R_A + aR'_{II}) I_A}{k\Phi(I_C)}; \quad (4-33a)$$

$$\omega = \frac{aU_c}{k\Phi(I_C)} - \frac{R_{II} + aR'_{II}}{k^2\Phi^2(I_C)} M, \quad (4-34a)$$

где $R'_{II} = R_{II} + R_{III}$; $a = R_{III}/(R_{II} + R_{III})$.

Полученные уравнения не могут быть использованы для расчета скорости без учета дополнительных условий, так как поток возбуждения является функцией тока в последовательном сопротивлении $I_B = I_C$. Задача построения механических и скоростных характеристик может быть решена, если учесть, что в соответствии с (4-30) I_C и I_A при любых значениях скорости связаны соотношением

$$I_C = \frac{U_c + R_{III}I_A}{R'_{II} + R_{III}}.$$

Отсюда, задаваясь I_A , следует найти $I_C = I_B$, а затем по кривой намагничивания значение Φ , что, в свою очередь, дает возможность вычислить величину M . Значения угловой скорости находятся

по (4-33а). Расчет скоростных и механических характеристик удобно свести в таблицу следующего вида:

$I_{\text{я}}$	$I_{\text{с}} = I_{\text{в}}$	$k\Phi(I_{\text{в}})$	$M = k\Phi(I_{\text{в}}) I_{\text{я}}$	$aU_{\text{с}} - (R_{\text{я}} + aR'_{\text{п}}) I_{\text{я}}$	ω

Из последнего выражения для тока $I_{\text{с}}$ следует, что он уменьшается с уменьшением $I_{\text{я}}$ и при $I_{\text{я}} \rightarrow -U_{\text{с}}/R_{\text{ш}} I_{\text{с}} = I_{\text{я}} \rightarrow 0$, а значит, и $\Phi \rightarrow 0$, что в соответствии с (4-33а) приводит к неограниченному росту скорости, т. е. $\omega \rightarrow \infty$ при $I_{\text{я}} \rightarrow -U_{\text{с}}/R_{\text{ш}}$. В связи с этим скоростная характеристика асимптотически приближается к линии, параллельной оси ординат и соответствующей току $I_{\text{я}} = -U_{\text{с}}/R_{\text{ш}}$, как показано на рис. 4-23. Увеличение абсолютного значения $I_{\text{я}}$ в тормозном режиме, т. е. при $I_{\text{я}} < 0$, приводит сначала к росту тормозного момента, но в связи со снижением $I_{\text{с}}$, а значит, и потока двигателя при определенных значениях тока якоря момент начинает уменьшаться. Из приведенных соображений следует, что участок механической характеристики в тормозном режиме имеет максимум. Асимптотой механической характеристики служит ось ординат, поскольку $M \rightarrow 0$ при $I_{\text{я}} \rightarrow 0$.

Значение скорости, соответствующей максимуму момента, приближенно может быть определено, если положить, что на начальном участке кривой намагничивания поток пропорционален току возбуждения. Тогда

$$\Phi = \alpha_1 I_{\text{в}} = \alpha_1 \frac{U_{\text{с}} + R_{\text{ш}} I_{\text{я}}}{R'_{\text{п}} + R_{\text{ш}}}$$

и соответственно

$$M = k\Phi(I_{\text{в}}) I_{\text{я}} = k\alpha_1 \frac{U_{\text{с}} + R_{\text{ш}} I_{\text{я}}}{R'_{\text{п}} + R_{\text{ш}}} I_{\text{я}}.$$

Отсюда значение тока $I_{\text{я}}$, соответствующее $M_{\text{макс}}$, равно:

$$I_{\text{я} \text{ макс}} = -U_{\text{с}}/2R_{\text{ш}}.$$

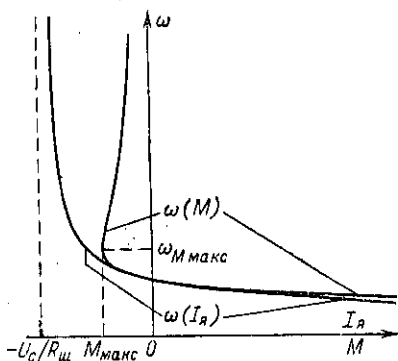


Рис. 4-23. Скоростная и механическая характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, включенного по схеме рис. 4-21, б.

Следовательно,

$$M_{\text{макс}} = -k\alpha_1 \frac{U_c^2}{4R_{\text{ш}}(R'_{\text{п}} + R_{\text{ш}})}$$

и

$$\omega_{M_{\text{макс}}} = \frac{R'_{\text{п}} + 2R_{\text{ш}} + R_{\text{я}} + R'_{\text{п}}R_{\text{я}}/R_{\text{ш}}}{k\alpha_1}$$

На рис. 4-24 и 4-25 приведены семейства соответственно скоростных и механических характеристик для случая $R'_{\text{п}} = \text{var}$ и $R_{\text{ш}} = \text{const}$. Все скоростные характеристики имеют одну общую асимптоту с абсциссой, равной $I_{\text{я}} = -U_c/R_{\text{ш}}$. Из приведенных выше выражений следует, что величина максимального момента в тормозном режиме с возрастанием $R'_{\text{п}}$

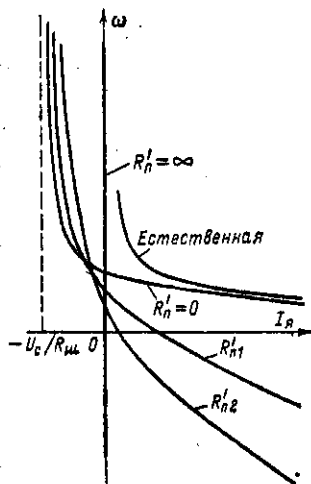


Рис. 4-24. Скоростные характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, включенного по схеме рис. 4-21, б, при $R_{\text{ш}} = \text{const}$ и $R'_{\text{п}} = \text{var}$; $R'_{\text{п1}} < R'_{\text{п2}}$.

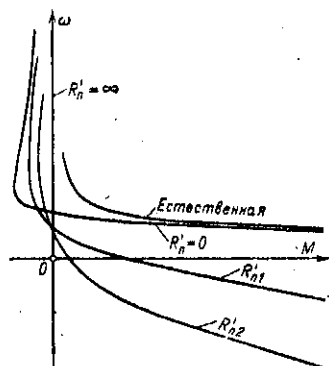


Рис. 4-25. Механические характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, включенного по схеме рис. 4-21, б, при $R_{\text{ш}} = \text{const}$ и $R'_{\text{п}} = \text{var}$; $R'_{\text{п1}} < R'_{\text{п2}}$.

снижается, а соответствующая ему скорость увеличивается, как показано на рис. 4-25.

На рис. 4-26 и 4-27 приведены семейства скоростных и механических характеристик при $R'_{\text{п}} = \text{const}$ и $R_{\text{ш}} = \text{var}$. При изменении $R_{\text{ш}}$ все скоростные, равно как и механические, характеристики пересекаются в одной точке, для которой ток в шунтирующем сопротивлении $R_{\text{ш}}$ в схеме на рис. 4-21, б равен нулю. Действительно, при $I_{\text{ш}} = 0$ падение напряжения на $R_{\text{ш}}$ равно нулю. При этом условии $I_c = I_{\text{я}} = U_c/R'_{\text{п}}$ и соответственно $M = M_1 = k\Phi(U_c/R'_{\text{п}})U_c/R'_{\text{п}}$, где $\Phi(U_c/R'_{\text{п}})$ — значение потока двигателя при токе возбуждения $I_{\text{в}} = U_c/R'_{\text{п}}$.

Скорость, соответствующая точке пересечения характеристик, может быть определена из (4-33а), если в нем положить $I_A = U_c / R_{\Pi}$. Тогда

$$\omega = - \frac{R_A U_c}{R_{\Pi} k \Phi \left(\frac{U_c}{R_{\Pi}} \right)}.$$

Из рис. 4-26 видно, что по мере увеличения R_{Π} снижается I_c , соответствующий $I_A = 0$, т. е. холостому ходу двигателя. Кроме того, и в этом случае с ростом R_{Π} снижается $M_{\max}$ и увеличивается $\omega_{M_{\max}}$, как показано на рис. 4-27.

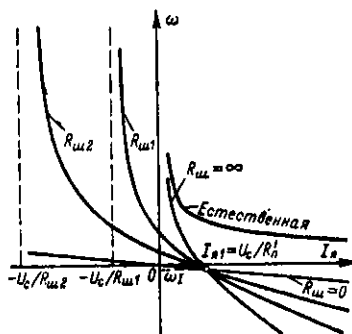


Рис. 4-26. Скоростные характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, включенного по схеме рис. 4-21, б, при $R_{\Pi}' = \text{const}$; $R_{\Pi} = \text{var}$; $R_{\Pi 1} > R_{\Pi 2}$.

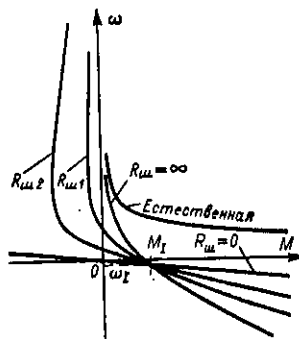


Рис. 4-27. Механические характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, включенного по схеме рис. 4-21, б, при $R_{\Pi}' = \text{const}$ и $R_{\Pi} = \text{var}$; $R_{\Pi 1} > R_{\Pi 2}$.

Анализ механических характеристик показывает, что в рассматриваемой схеме на рис. 4-21, б возможно регулирование угловой скорости в двигательном режиме вниз от основной скорости. При этом модуль жесткости механических характеристик больше, чем при реостатном регулировании. В отличие от предыдущей схемы включения в данном случае допустимый момент на валу двигателя уже не постоянный, а, как правило, меньше номинального. Действительно, в двигательном режиме работы всегда $I_A < I_c$, и поскольку $I_c = I_n$, а ток возбуждения должен быть ограничен номинальной величиной, равной $I_{A.н}$, то $I_A < I_{A.н}$, откуда и следует $M = k\Phi(I_{A.н})I_A < M_{\Pi}$.

Потери мощности в рассматриваемой схеме и значения к. п. д. при регулировании скорости такие же, как и в случае шунтирования якоря двигателя независимого возбуждения. В связи с этим данный способ применяется для регулирования скорости двигателей при относительно непродолжительной работе в зоне низких скоростей.

В схеме рис. 4-21, *в* обмотка возбуждения включена в цепь шунтирующего сопротивления. При этом $I_B = I_{ш}$. Уравнения скоростной и механической характеристик аналогичны (4-33) и (4-34) и имеют вид:

$$\omega = \frac{aU_c - (R'_я + aR_п) I_я}{k\Phi(I_{ш})}; \quad (4-33б)$$

$$\omega = \frac{aU_c}{k\Phi(I_{ш})} - \frac{R'_я + aR_п}{k^2\Phi^2(I_{ш})} M, \quad (4-34б)$$

где $R'_я = R_я + R_{п.я}$; $a = R'_{ш}/(R_п + R'_{ш})$; $R'_{ш} = R_ш + R_я$.

Как и в предыдущем случае, для построения скоростных и механических характеристик необходимо знать зависимость тока в обмотке возбуждения от $I_я$, т. е. зависимость $I_{ш}(I_я)$. Из (4-30) следует

$$I_{ш} = \frac{U_c - R_п I_я}{R_п + R'_{ш}}.$$

Расчет скоростных и механических характеристик удобно свести в таблицу следующего вида:

$I_я$	$I_{ш} = I_B$	$k\Phi(I_{ш})$	$M = k\Phi(I_{ш}) I_я$	$aU_c - (R'_я + aR_п) I_я$	ω

Из выражения для тока $I_{ш}$ следует, что он уменьшается с увеличением $I_я$ и при $I_я \rightarrow U_c/R_п$ имеем $I_{ш} \rightarrow 0$. Это значит, что и $\Phi \rightarrow 0$ и, как следует из (4-33б), $\omega \rightarrow -\infty$. Таким образом, скоростная характеристика имеет асимптотой прямую, параллельную оси ординат и соответствующую току $I_я = U_c/R_п$. Механическая же характеристика асимптотически приближается к оси ординат, имея максимум момента. Используя ранее принятое допущение о прямолинейности кривой намагничивания, запишем:

$$\Phi = \alpha_1 I_{ш} = \alpha_1 \frac{U_c - R_п I_я}{R_п + R'_{ш}}$$

и

$$M = k\alpha_1 \frac{U_c - R_п I_я}{R_п + R'_{ш}} I_я.$$

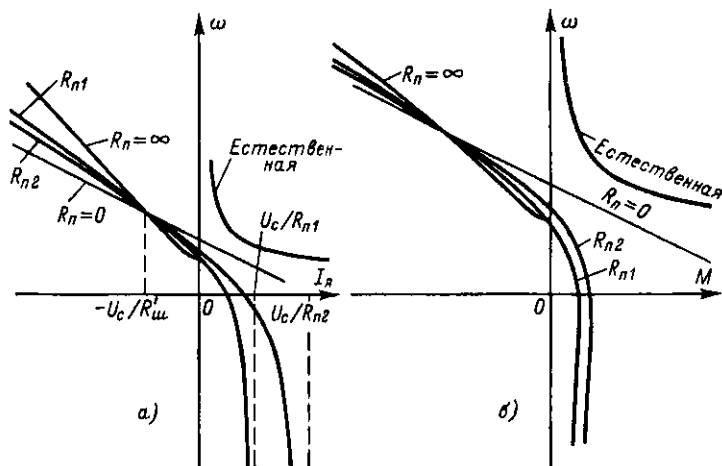
Отсюда

$$I_я M_{\max} = \frac{U_c^2}{4R_п};$$

$$M_{\max} = k\alpha_1 \frac{U_c^2}{4R_п(R_п + R'_{ш})};$$

$$\omega_{M_{\max}} = \frac{R'_{ш} - R'_я - R'_я R'_{ш}/R_п}{k\alpha_1}.$$

Рис. 4-28. Скоростная (2) и механические (1, 3) характеристики двигателя постоянного тока, включенного по схеме рис. 4-21, в.


$$R_{\text{III}}' = \text{const} \text{ и } R_{\text{II}} = \text{var}; R_{\text{II}1} > R_{\text{II}2}.$$

пустой крюк подъемного крана, вес которого недостаточен для преодоления сил трения в механизме, необходим двигательный режим электропривода (M_{c1}, ω_1). Если же вес груза большой, то для предотвращения его падения электропривод должен работать в тормозном режиме (M_{c2}, ω_2). При этом, как видно из характеристики, угловые скорости двигателя при спуске грузов незначительно отличаются друг от друга.

Для оценки влияния регулировочных сопротивлений рассмотрим, как и прежде, два семейства регулировочных характеристик:

$$R_{\Pi} = \text{var}; R'_{\text{ш}} = \text{const} \text{ и } R_{\Pi} = \text{const}; R'_{\text{ш}} = \text{var}.$$

В первом случае увеличение R_{Π} при $R'_{\text{ш}} = \text{const}$ приводит к снижению $I_{\text{ш}}$, соответствующего $I_{\Pi} = 0$, а значит, и к уменьшению Φ . В пределе при $R_{\Pi} \rightarrow \infty$ будет иметь место режим динамического торможения с самовозбуждением. Соответственно при $R_{\Pi} = 0$ двигатель будет работать с независимым возбуждением. Каждое семейство скоростных и механических характеристик имеет пересечения с координатами

$$I_{\Pi} = -\frac{U_c}{R'_{\text{ш}}} \text{ и соответственно}$$

$$M = -k\Phi \left(U_c / R'_{\text{ш}} \right) \frac{U_c}{R'_{\text{ш}}};$$

$$\omega = \frac{R'_{\text{ш}} + R'_{\Pi}}{R'_{\text{ш}} k\Phi \left(U_c / R'_{\text{ш}} \right)} U_c,$$

где $\Phi \left(U_c / R'_{\text{ш}} \right)$ — значение потока двигателя при токе возбуждения $I_{\text{в}} = I_{\text{ш}} = U_c / R'_{\text{ш}}$.

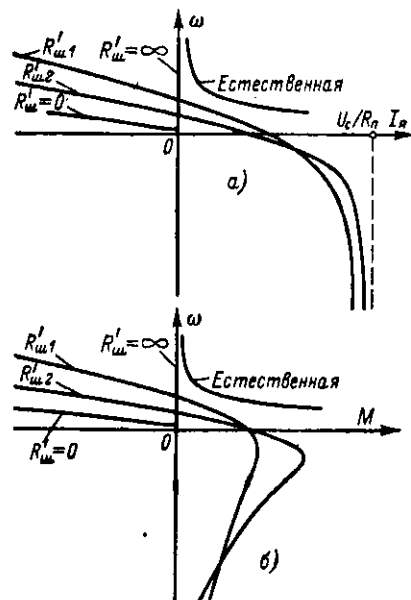


Рис. 4-30. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателя постоянного тока, включенного по схеме рис. 4-21, а, при $R_{\Pi} = \text{const}$ и $R'_{\text{ш}} = \text{var}$; $R'_{\text{ш}1} > R'_{\text{ш}2}$.

На рис. 4-29 показаны скоростные и механические характеристики, соответствующие этому случаю.

При регулировании скорости за счет изменения $R'_{\text{ш}}$ при постоянном R_{Π} все скоростные характеристики имеют общую асимптоту с абсциссой $I_{\Pi} = U_c / R_{\Pi}$. С увеличением $R_{\text{ш}}$ растет скорость идеального холостого хода, что объясняется снижением $I_{\text{ш}} = I_{\Pi}$ при $I_{\Pi} = 0$. Соответствующие рассматриваемому случаю характеристики показаны на рис. 4-30.

В рассматриваемой схеме в двигательном режиме возможно регулирование скорости вниз от основной. При этом не всегда удается полностью использовать двигатель, так как токи в якоре и обмотке возбуждения не совпадают друг с другом, в связи с чем

при номинальном токе в одной обмотке ток в другой может быть меньше, а значит, будет меньше и допустимый момент двигателя. Кроме того, в двигательном режиме при низких скоростях модуль жесткости механических характеристик относительно мал, что ограничивает диапазон регулирования угловой скорости. По энергетическим показателям рассматриваемая схема аналогична схеме шунтирования якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

4-5. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЕМ ПОТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ

Регулирование скорости путем изменения магнитного потока используется для двигателей постоянного тока. Этот принцип регулирования следует непосредственно из анализа выражений для скоростных и механических характеристик — см. (2-7), (2-9), (2-34) и (2-35). Обратим внимание на то, что ток возбуждения, а значит, и поток могут изменяться лишь в сторону уменьшения по сравнению с номинальными, так как по условиям нормальной работы обмотки возбуждения ток в ней не может длительно превосходить номинальную величину. Кроме того, даже кратковременное увеличение $I_{\text{в}}$ оказывается неэффективным, так как в большинстве случаев магнитные цепи электрических машин уже при номинальном потоке близки к насыщению. Следовательно, речь идет лишь о регулировании скорости путем снижения потока или, как принято говорить, путем ослабления потока возбуждения.

Основным достоинством рассматриваемого метода регулирования является то, что мощность обмотки возбуждения невелика и составляет, как правило, 5—2% мощности двигателя. Для двигателей независимого возбуждения это означает, что регулирование скорости осуществляется за счет изменения режима работы в цепях относительно небольшой мощности. Это, в свою очередь, позволяет получить плавное регулирование скорости. Для машин малой, а иногда и средней мощности обычно используются резисторы в цепи возбуждения (рис. 4-31,а), а для крупных машин — специальные преобразователи, например генераторы, электромашинные усилители, магнитные усилители, вентильные преобразователи (рис. 4-31,б).

Допустимая нагрузка на валу двигателя может быть найдена из условия, согласно которому ток якоря при регулировании остается неизменным и равным номинальному, т. е.

$$M_{\text{доп}} = k\Phi I_{\text{я.н.}}$$

С другой стороны, из уравнения скоростной характеристики следует

$$k\Phi = \frac{U_n - R_n I_{я.н.}}{\omega}.$$

Отсюда

$$M_{доп} = \frac{(U_n - R_n I_{я.н.}) I_{я.н.}}{\omega}.$$

Нетрудно видеть, что числитель этой дроби неизменен и равен электромагнитной мощности, развиваемой

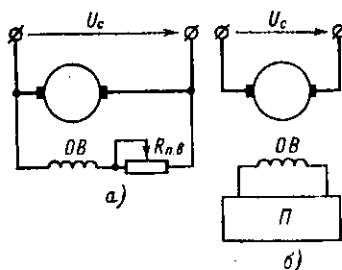


Рис. 4-31. Схемы включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения при регулировании скорости изменением магнитного потока.

П — регулируемый преобразователь постоянного тока.

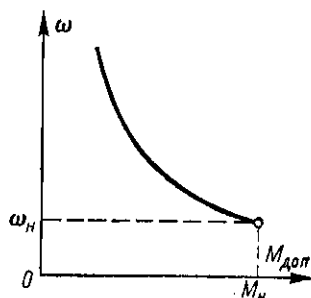


Рис. 4-32. Зависимость допустимого момента от скорости при регулировании двигателя постоянного тока изменением магнитного потока.

двигателем при работе в номинальном режиме. В связи с этим для данного способа регулирования угловой скорости допустимая мощность на валу двигателя является постоянной, т. е.

$$\omega M_{доп} = P_n = \text{const.} \quad (4-35)$$

В этом смысле принято говорить о регулировании с постоянной мощностью. В соответствии с полученным выражением зависимость допустимого момента от скорости представляет собой гиперболу, показанную на рис. 4-32.

Для анализа скоростных и механических характеристик можно обратиться к выражениям (2-10)—(2-12) и (2-16), из которых следует, что с уменьшением потока возбуждения растет скорость идеального холостого хода $\omega_0 = U_c / k\Phi$, остается неизменным ток короткого замы-

кания $I_{к,з} = U_c/R_n$, снижаются момент короткого замыкания $M_{к,з} = k\Phi I_{к,з}$ и модуль жесткости механических характеристик $|\beta| = k^2\Phi^2/R_n$.

На рис. 4-33 показаны скоростные и механические характеристики при ослаблении потока двигателя с независимым возбуждением. Там же пунктиром показана зависимость $M_{доп}(\omega)$. Из рис. 4-33, б видно, что с уменьшением потока возбуждения двигателя скорость растет, т. е. регулирование скорости осуществляется вверх от основной. По мере роста скорости снижается модуль

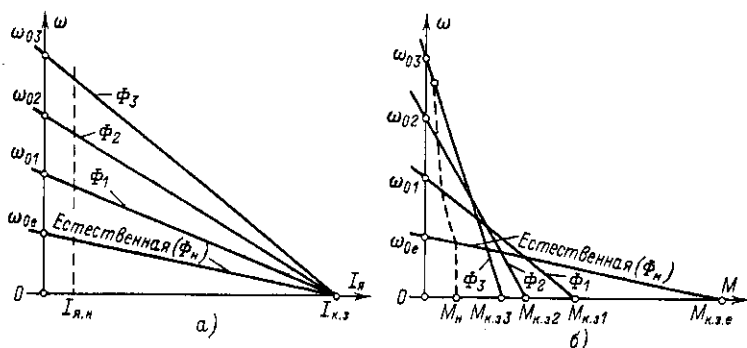


Рис. 4-33. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения при регулировании его скорости изменением магнитного потока; $\Phi_1 > \Phi_2 > \Phi_3$.

жесткости механических характеристик, что ограничивает диапазон регулирования угловой скорости. Кроме того, верхний предел регулирования скорости ограничивается механической прочностью элементов якоря машины — бандажей обмотки якоря, коллектора и т. д. Отечественная электротехническая промышленность выпускает двигатели, рассчитанные на регулирование скорости ослаблением потока в диапазоне до 1 : 8.

Следует отметить, что ослабление потока однозначно приводит к росту скорости только в том случае, когда момент нагрузки на валу двигателя обратно пропорционален скорости. Если же $M_c = \text{const}$, то увеличение скорости будет иметь место лишь до определенного значения $k\Phi$. При дальнейшем снижении потока начнется и снижение угловой скорости, так как в случае $M = \text{const}$ ослабление потока приводит к увеличению тока якоря

$I_a = M/k\Phi$, а значит, и к увеличению падения напряжения на сопротивлениях цепи якоря. Начиная с некоторого значения потока в процессе его снижения рост скорости идеального холостого хода ω_0 идет медленнее, чем уменьшается скорость, обусловленная падением напряжения на R_a . Действительно, из уравнения механической характеристики, записанной в виде

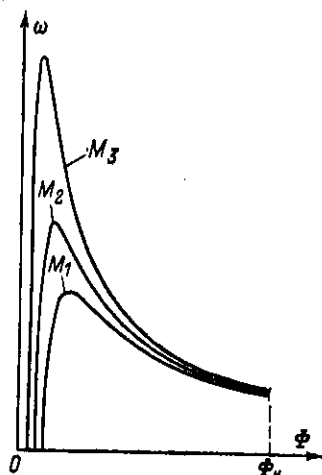


Рис. 4-34. Зависимости $\omega(\Phi)$ при $M = \text{const}$.
 $M_1 > M_2 > M_3$.

$$\omega = \frac{U_c k \Phi - R_a M}{(k \Phi)^2},$$

следует, что $\omega = 0$ для $M = \text{const}$ при $k\Phi = R_a M / U_c$. Дифференцируя правую часть уравнения механической характеристики по Φ и приравнявая производную нулю, находим:

$$\Phi_{\omega_{\text{макс}}} = 2R_a M / kU_c;$$

$$\omega_{\text{макс}} = U_c^2 / 4R_a M.$$

Зависимости $\omega(\Phi)$ при $M = \text{const}$ показаны на рис. 4-34.

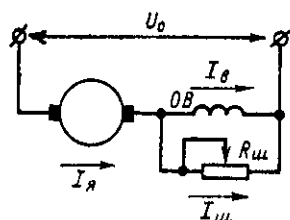


Рис. 4-35. Схема включения двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, предусматривающая регулирование скорости изменением магнитного потока.

Оценивая энергетические показатели данного способа регулирования скорости двигателей постоянного тока с независимым возбуждением, необходимо отметить, что потери в силовой цепи двигателя и его к. п. д. такие же, как и при работе на естественной характеристике. Следует также учитывать, что в связи с относительно малой мощностью цепи обмотки возбуждения по сравнению с номинальной мощностью двигателя

затраты на регулировочные устройства (реостаты или преобразователи в цепи обмотки возбуждения) невелики.

Двигатели независимого возбуждения, регулируемые путем ослабления потока, широко применяются для при-

вода механизмов, мощность которых с изменением скорости остается постоянной.

Ослабление потока может использоваться также и для двигателей постоянного тока с последовательным возбуждением. С этой целью параллельно обмотке возбуждения включается шунтирующий реостат $R_{ш}$, как показано на рис. 4-35. Для приведенной схемы в соответствии с законами Кирхгофа можно записать следующие уравнения:

$$U_c = k\Phi(I_B)\omega + R_A I_A + R_B I_B;$$

$$R_B I_B = R_{ш} I_{ш};$$

$$I_A = I_B + I_{ш}.$$

Отсюда,

$$I_B = \frac{R_{ш}}{R_B + R_{ш}} I_A;$$

$$\omega = \frac{U_c - \left(R_A + \frac{R_B R_{ш}}{R_B + R_{ш}} \right) I_A}{k\Phi(I_B)}.$$

Для построения скоростных и механических характеристик можно задаваться значениями I_A или I_B . Расчет удобно свести в таблицу следующего вида:

I_A	I_B	$k\Phi(I_B)$	$M = k\Phi(I_B)I_A$	$U_c - \left(R_A + \frac{R_B R_{ш}}{R_B + R_{ш}} \right) I_A$	ω

Скоростные и механические характеристики для ряда значений $R_{ш}$ показаны на рис. 4-36. В данном случае, как и для двигателей с независимым возбуждением, при ослаблении магнитного потока с уменьшением $R_{ш}$ при $M = \text{const}$ скорость растет до определенного предела, а затем начинает снижаться, т. е. этот способ можно использовать для регулирования скорости выше основной в ограниченном диапазоне изменения момента нагрузки. Со снижением $R_{ш}$ падает модуль жесткости механических характеристик, что также ограничивает пределы регулирования.

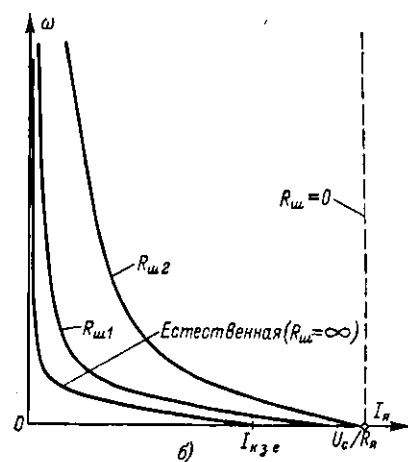
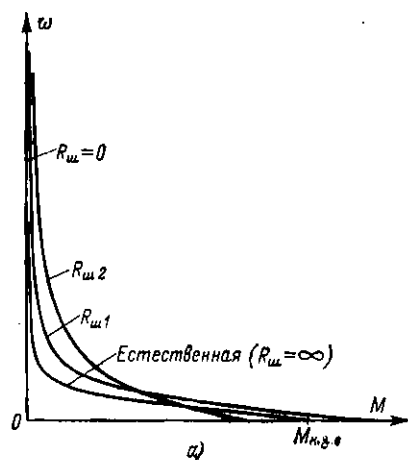


Рис. 4-36. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателя последовательного возбуждения при шунтировании обмотки возбуждения; $R_{ш1} > R_{ш2}$.

4-6. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧИСЛА ПАР ПОЛЮСОВ

Этот способ используется для регулирования скорости асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Его принцип следует непосредственно из выражений (2-47) для синхронной угловой скорости

$$\omega_0 = 2\pi f_1 / p.$$

Изменение числа пар полюсов p производится путем переключения обмотки статора. При этом число пар по-

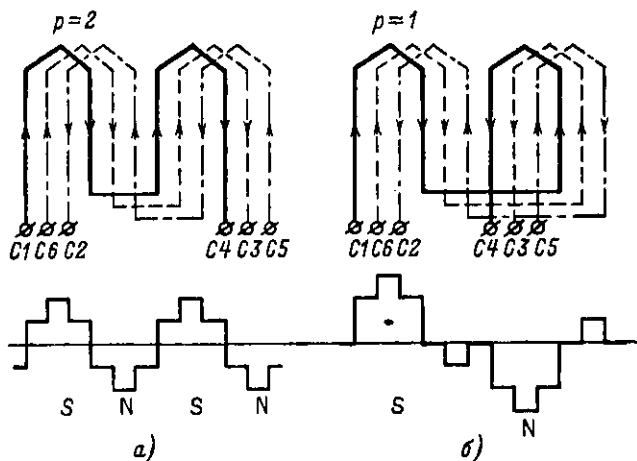


Рис. 4-37. К принципу изменения числа пар полюсов обмотки статора асинхронного двигателя.

люсов короткозамкнутого ротора изменяется автоматически. Так как p может быть только целым числом, то данный способ обеспечивает ступенчатое регулирование скорости.

Для изменения числа пар полюсов необходимо, чтобы в пазы статора были уложены независимые обмотки с различными значениями p либо при одной обмотке статора имела бы возможность изменения ее схемы соединений. В первом случае заметно увеличиваются габариты и массы двигателей, но при этом возможно практически любое соотношение чисел пар полюсов обмоток. Как правило, такие двигатели выполняются с двумя обмотками с соотношением чисел пар полюсов от 3 : 1 до 12 : 1.

Возможность изменения p при изменении схемы соединения секций обмотки статора иллюстрируется схе-

мами и диаграммами н. с., представленными на рис. 4-37. Стрелками отмечены направления токов в обмотках для того момента времени, когда мгновенное значение тока

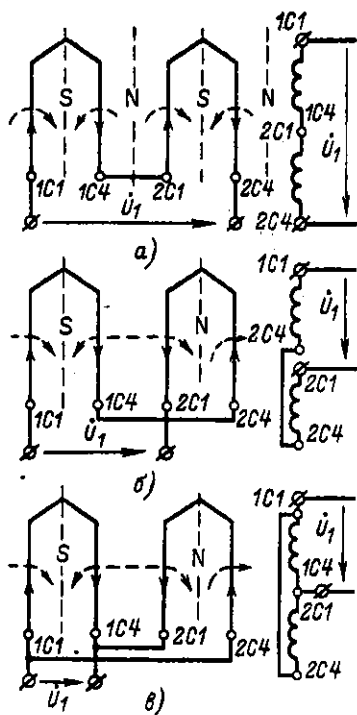


Рис. 4-38. Принципиальные схемы включения секций одной фазы обмотки статора, обеспечивающие изменение числа пар полюсов.

в фазе *A* равно амплитудному значению, а токи в фазах *B* и *C* равны половине тока в фазе *A* и противоположны ему по направлению. Этим же значениям токов соответствуют и диаграммы н. с. обмоток. С целью упрощения на рис. 4-37, *a* показана простая однослойная обмотка с числом полюсов $2p = 4$. Каждая фаза обмотки статора состоит из двух секций, соединенных между собой последовательно и согласно. При этом одной секции соответствует одна пара полюсов. Если же токи в двух секциях одной фазы направлены не согласно, а встречно, как это показано на рис. 4-37, *б*, то в этом случае число пар полюсов уменьшается вдвое, соответственно синхронная скорость возрастает в 2 раза.

Переход к схеме включения с меньшим числом пар полюсов возможен как при последовательном (рис. 4-38, *б*), так и при параллельном (рис. 4-38, *в*) включении полюбовмоток. В обоих случаях синхронная угловая скорость одинакова, однако условия работы двигателя и его характеристики различны.

Для анализа свойств двухскоростного асинхронного двигателя введем следующие обозначения:

p_1 — число пар полюсов при последовательно-согласном соединении секций обмотки статора по схеме на рис. 4-38, *a*;

p_{II} — число пар полюсов при встречном соединении секций обмотки статора по схемам на рис. 4-38, б или в; из приведенных выше соображений следует, что $p_I = 2p_{II}$;

$R_{1c}; x_{1c}; R'_{1c}; x'_{1c}$ — активное и индуктивное сопротивления секции обмотки статора и ротора (последние приведены к обмотке статора);

$\omega_{0I}, \omega_{0II}$ — значения синхронной угловой скорости, соответствующие p_I и p_{II} ; очевидно,

$$\omega_{0II} = 2\omega_{0I}. \quad (4-36)$$

Учитывая, что допустимый ток в секции обмотки статора $I_{I\text{доп}} = I_{IN}$ остается неизменным при переключении числа пар полюсов, можно записать:

для схемы рис. 4-38, а

$$P_{I\text{доп}} = 3U_1 I_{IN} \cos \varphi_I; \quad (4-37a)$$

для схемы рис. 4-38, б

$$P_{II\text{доп}} = 3U_1 I_{IN} \cos \varphi_{II1}; \quad (4-37б)$$

для схемы рис. 4-38, в

$$P_{II2\text{доп}} = 3U_1 2I_{IN} \cos \varphi_{II2}. \quad (4-37в)$$

Из полученных выражений следует, что при переходе от схемы рис. 4-38, а к последовательному соединению встречно включенных секций по схеме рис. 4-38, б допустимая мощность на валу двигателя остается неизменной $P_{I\text{доп}} = P_{II1\text{доп}}$ ($\cos \varphi_I \approx \cos \varphi_{II1}$), тогда как при переходе к параллельному соединению встречно включенных секций по схеме рис. 4-38, в эта мощность практически удваивается $P_{II2\text{доп}} \approx 2P_{I\text{доп}}$ ($\cos \varphi_{II2} \approx \cos \varphi_I$). При этом с учетом (4-36) следует, что допустимый момент на валу двигателя $M_{\text{доп}} \approx P_{\text{доп}}/\omega_0$ в первом случае с увеличением скорости уменьшается вдвое

$$M_{II1\text{доп}} \approx \frac{1}{2} M_{I\text{доп}},$$

а во втором случае остается неизменным

$$M_{II2\text{доп}} \approx M_{I\text{доп}}.$$

Таким образом, в случае уменьшения числа пар полюсов соответственно при увеличении скорости и при последовательном соединении секций регулирование скорости осуществляется с постоянной допустимой мощностью на валу двигателя (рис. 4-39, а), а при параллельном соединении секций имеет место регулирование с постоянным допустимым моментом (рис. 4-39, б).

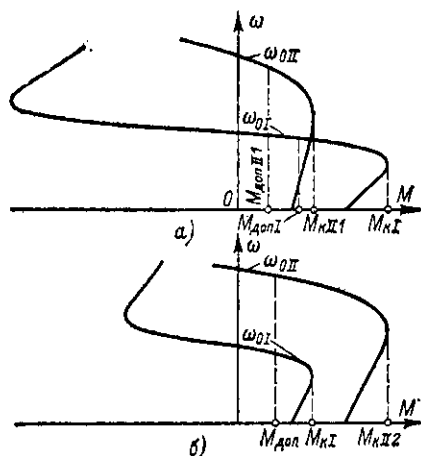


Рис. 4-39. Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании скорости изменением числа пар полюсов путем переключения обмотки статора в случае перехода от согласно-последовательного включения секций ω_{0I} к встречно-последовательному (а) и встречно-параллельному включению (б).

При последовательном соединении секций независимо от числа пар полюсов значения сопротивлений в схеме замещения двигателя остаются неизменными. Отсюда следует, что не меняется критическое скольжение, т. е. $s_{кI} = s_{кII}$, а критический момент, определяемый выражением (2-54), в силу изменения синхронной скорости снижается в 2 раза при переходе к встречному включению последовательно соединенных секций (см. рис. 4-39, а). Из данного положения, в свою очередь, может быть сделан вывод о том, что в рассматриваемом случае при регулировании угловой скорости сохраняется одинаковая

перегрузочная способность двигателя

$$\lambda_I = \frac{M_{KI}}{M_{I_{доп}}} = \frac{M_{KI_{II}}}{M_{II_{доп}}} = \lambda_{II}.$$

При параллельном соединении секций изменяются параметры схемы замещения. Действительно, при последовательном соединении секций $R_{I1} = 2R_{1c}$; $x_{KI} = 2(x_{1c} + x'_{2c}) = 2x_{K,c}$; $R'_{I1} = 2R'_{2c}$, а при параллельном соединении $R_{II12} = R_{1c}/2$; $x_{KII2} = x_{K,c}/2$; $R'_{II12} = R'_{2c}/2$. Подстановка полученных значений параметров схемы замещения в (2-53) показывает, что критическое скольжение остается неизменным и равным

$$s_{KII2} = s_{KI} = \frac{R'_{2c}}{\sqrt{R_{1c}^2 + x_{K,c}^2}}.$$

Подстановка тех же величин в (2-54) дает:

$$M_{KI} = \frac{3U_1^2}{4\omega_{0I}(R_{1c} \pm \sqrt{R_{1c}^2 + x_{K,c}^2})}; \quad (4-38a)$$

$$M_{KII2} = \frac{3U_1^2}{\omega_{0II}(R_{1c} \pm \sqrt{R_{1c}^2 + x_{K,c}^2})}. \quad (4-38б)$$

Так как $\omega_{0II} = 2\omega_{0I}$, то из полученных выражений следует:

$$M_{KII2} = 2M_{KI}.$$

В рассматриваемом случае допустимый момент остается неизменным, в связи с чем полученное соотношение позволяет сделать вывод об увеличении вдвое перегрузочной способности двигателя при увеличении его скорости за счет параллельного соединения встречно включенных секций обмотки статора (см. рис. 4-39, б).

Наибольшее применение получили схемы переключения обмоток статора, приведенные на рис. 4-40. В схеме на рис. 4-40, а обмотка статора переключается по схеме звезда — двойная звезда, что соответствует переключениям по схемам рис. 4-38, а и в, т. е. регулированию скорости с постоянным моментом. Механические характеристики этой схемы приведены на рис. 4-39, б. В схеме рис. 4-40, б переход от согласного-последовательного соединения секций в схеме треугольника к встречно-параллельному их соединению в схеме двойной звезды связан с уменьшением в $\sqrt{3}$ раз напряжения, приложенного

к фазе обмотки статора. Если принять, как и раньше, фазное напряжение питающей сети равным U_1 , то для схемы треугольника напряжение, приложенное к фазе

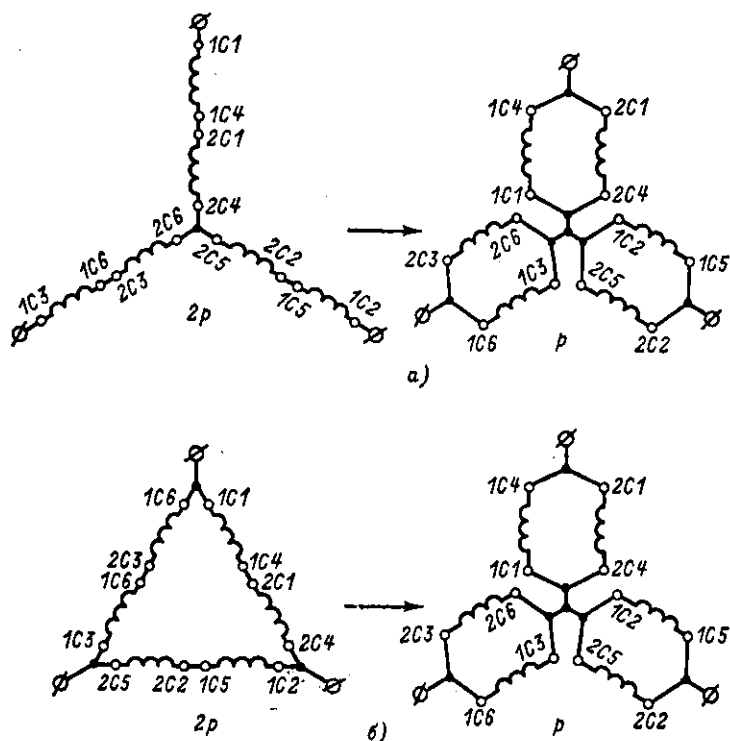


Рис. 4-40. Распространенные схемы переключения обмоток статора для изменения числа пар полюсов.

а — звезда — двойная звезда; б — треугольник — двойная звезда.

двигателя, равно $U_1 \sqrt{3}$. При этом допустимая мощность в соответствии с (4-37а)

$$P_{\Delta \text{доп}} = 3\sqrt{3} U_1 I_{1н} \cos \varphi_{\Delta},$$

тогда как в схеме двойной звезды она выражается в соответствии с (4-37в) как

$$P_{\Delta\Delta \text{доп}} = 3U_1 2I_{1н} \cos \varphi_{\Delta\Delta}.$$

Тогда

$$P_{\Delta \text{доп}} = \frac{\sqrt{3} \cos \varphi_{\Delta}}{2 \cos \varphi_{\lambda \lambda}} P_{\lambda \lambda \text{доп}}.$$

В связи с увеличением напряжения, приложенного к секции обмотки статора при включении по схеме двойной звезды, увеличивается и ток холостого хода секции, в связи с чем $\cos \varphi_{\lambda \lambda} < \cos \varphi_{\Delta}$. Это обстоятельство позволяет считать $P_{\Delta \text{доп}} \approx P_{\lambda \lambda \text{доп}}$, т. е. в данном случае имеет место регулирование скорости при постоянстве допустимой мощности двигателя.

В этом случае критическое скольжение при переходе от одной схемы соединения секций к другой не изменяется, т. е., как и прежде, $s_{к\Delta} = s_{к\lambda\lambda}$, но изменяется соотношение критических моментов. Действительно, для соединения по схеме двойной звезды критический момент определяется по (4-386), т. е. $M_{к\lambda\lambda} = M_{к\Pi 2}$, тогда как для соединения по схеме треугольника значение напряжения в (4-38а) следует увеличить в $\sqrt{3}$ раз, т. е.

$$M_{к\Delta} = \frac{3 (\sqrt{3} U_1)^2}{4 \omega_{01} (R_{1c} + \sqrt{R_{1c}^2 + x_{к.с}^2})}. \quad (4-38в)$$

Тогда с учетом соотношения $\omega_{0\Pi} = 2\omega_{01}$

$$M_{к\lambda\lambda}/M_{к\Delta} = \frac{2}{3}.$$

Отсюда следует, что увеличение скорости в 2 раза при переключении обмотки статора по схемам треугольник — двойная звезда связано с увеличением перегрузочной способности двигателя. Действительно, так как из условия $P_{\Delta \text{доп}} \approx P_{\lambda \lambda \text{доп}}$ следует $M_{\lambda \lambda \text{доп}} \approx M_{\Delta \text{доп}}/2$, то

$$\lambda_{\lambda\lambda} = \frac{M_{к\lambda\lambda}}{M_{\lambda \lambda \text{доп}}} \approx \frac{4}{3} \frac{M_{к\Delta}}{M_{\Delta \text{доп}}} = \frac{4}{3} \lambda_{\Delta}.$$

Механические характеристики двигателя при переключении обмоток статора по схемам треугольник — двойная звезда показаны на рис. 4-41.

Переключение обмоток статора двигателей с целью изменения числа пар полюсов осуществляется с помощью специальных переключателей при мощности двигателей до 18—20 кВт либо с помощью контакторов. На рис. 4-42 показаны схемы включения главных контактов контакторов, переключающих обмотку статора по схемам $\lambda =$

$\Rightarrow \Delta \Delta$ и $\Delta \Rightarrow \Delta \Delta$. В обоих случаях для соединения обмотки статора в двойную звезду обычно необходимо использовать два контактора.

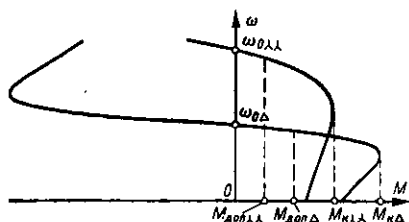


Рис. 4-41. Механические характеристики асинхронного двигателя при переключении обмотки статора по схемам треугольник — двойная звезда.

С помощью одного из них (2K1) осуществляется соединение обмотки в двойную звезду, а посредством другого (2K2) осуществляется подключение схемы к питающей сети. Таким образом, для изменения скорости в рассматриваемых схемах используются два дополнительных контактора.

Оценивая рассмотренный способ регулирования скорости асинхронного двигателя, следует отметить простоту

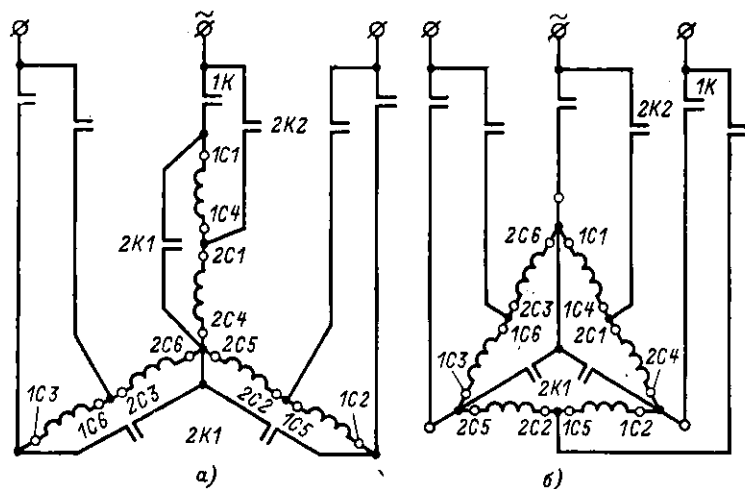


Рис. 4-42. Схемы включения обмоток статора асинхронных двигателей с изменением числа пар полюсов при переключении по схемам:

а — звезда — двойная звезда; б — треугольник — двойная звезда.

его реализации и отсутствие больших потерь скольжения, что было характерным для всех ранее рассмотренных параметрических способов регулирования скорости асин-

хронных двигателей. Отсюда относительно высокие технико-экономические показатели данного способа регулирования скорости. Основным же его недостатком следует считать ограниченное число скоростей в заданном диапазоне регулирования: для однообмоточных двигателей — обычно две, для двухобмоточных двигателей, как правило, — четыре. В соответствии с этим положением диапазон регулирования скорости однообмоточных двигателей с переключаемыми секциями обычно равен 2, для двухобмоточных двигателей его значение может достигать 12.

4-7. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ИМПУЛЬСНЫМ ИЗМЕНЕНИЕМ ПАРАМЕТРОВ

Выше рассматривались такие методы регулирования угловой скорости, когда определенному значению скорости соответствует неизменное значение регулирующего параметра, например сопротивления в цепи якоря двигателя постоянного тока. Такой способ изменения регулирующего параметра не всегда удобен, так как при большом числе ступеней скорости может потребоваться значительное число коммутирующих аппаратов, что может привести к снижению надежности работы электропривода и связано с увеличением стоимости электрооборудования. В связи с этим в последние годы все более широкое распространение получают методы импульсного регулирования отдельных параметров схемы.

Данный метод изменения регулирующего параметра может быть проиллюстрирован схемой и диаграммами, представленными на рис. 4-43. В схеме рис. 4-43, а в цепи якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением включено добавочное сопротивление R_d , которое либо полностью вводится в схему, либо замыкается накоротко ключом K . Коммутация ключа K осуществляется периодически. При замкнутом накоротке R_d ток в цепи якоря возрастает, а при введении R_d в цепь, когда ключ K разомкнут, ток снижается.

Для определения количественных соотношений, характеризующих работу данной схемы, проанализируем эквивалентную схему, представленную на рис. 4-43, б.

Здесь $E = U_c - E_{дв}$ — суммарная э. д. с. в цепи якоря; L — индуктивность цепи якоря; R_0 — нерегулируемая часть сопротивления цепи якоря.

При составлении эквивалентной схемы принято, что скорость двигателя, а значит, и э. д. с. его якоря $E_{\text{дв}}$ за период коммутации ключа K остаются неизменными.

Коммутация ключа K обычно осуществляется таким образом, что период коммутации T_K остается неизменным, а изменяется лишь соотношение времени замкнутого t_z и разомкнутого t_p состояний его контактов. Иными словами, изменяется ширина замыкающего импульса. При

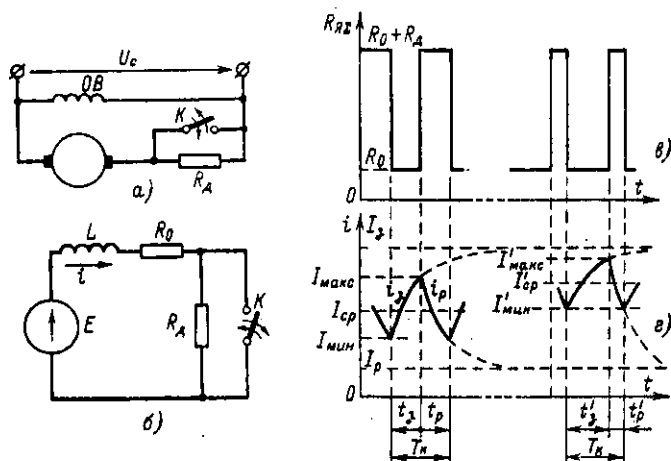


Рис. 4-43. Схема включения двигателя постоянного тока независимого возбуждения при импульсном регулировании добавочного сопротивления в цепи якоря (а), соответствующая ей эквивалентная схема (б) и диаграммы изменения сопротивления цепи якоря (в) и тока якоря (г).

этом сопротивление в цепи якоря R_{Σ} изменяется в соответствии с диаграммой на рис. 4-43, в. Такой способ управления величиной параметра получил название широтно-импульсного. Возможен и другой вариант управления — частотно-импульсный, когда $t_z = \text{const}$, а изменяется период коммутации ключа T_K , т. е. частота коммутации ключа.

Анализ эквивалентной схемы рассматриваемой системы электропривода (рис. 4-43, б) показывает, что процессу периодической коммутации ключа K соответствует квази-установившийся режим работы эквивалентной схемы, для которой справедливо следующее дифференциальное уравнение:

$$E = R_{\Sigma} i + L \frac{di}{dt}.$$

Из теории электрических цепей известно, что при скачкообразном изменении $R_{\text{я}}$, имеющем место в результате коммутации K , в рассматриваемой эквивалентной схеме возникает аperiodический переходный процесс. При этом ток в схеме изменяется по экспоненциальному закону. В период замыкания K ток нарастает по экспоненте с постоянной времени $T_3 = L/R_0$, а в период размыкания K ток спадает по экспоненте с постоянной времени $T_p = L/(R_0 + R_d)$. На рис. 4-43, а показано изменение тока за период коммутации. При неизменных значениях t_3 и t_p в схеме имеет место квазиустановившийся режим работы, характеризующийся значениями $I_{\text{макс}}$ и $I_{\text{мин}}$. Очевидно, что в этом случае будет также неизменным и среднее значение тока якоря двигателя.

Представляет интерес оценка влияния соотношения времен замкнутого и разомкнутого состояний контактов на эквивалентное сопротивление цепи в указанном квазиустановившемся режиме. Последнее может быть определено следующим образом:

$$R_3 = E/I_{\text{ср}}, \quad (4-39)$$

где $I_{\text{ср}}$ — среднее значение тока якорной цепи.

Таким образом, задача сводится к определению среднего значения тока, которое может быть найдено как среднее за период коммутации ключа

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T_K} \int_0^{T_K} i \, dt = \frac{1}{T_K} \left(\int_0^{t_3} i_3 \, dt + \int_0^{t_p} i_p \, dt \right), \quad (4-40)$$

где i — мгновенное значение тока якоря;
 i_3 , i_p — мгновенные значения тока якоря при соответственно замкнутом и разомкнутом состояниях ключа.

Решая дифференциальное уравнение, записанное для эквивалентной схемы (рис. 4-43, б), и принимая, что начало отсчета времени на каждом интервале состояния K совпадает с началом этого интервала, можно записать законы изменения тока:

$$i_3 = I_3 - (I_3 - I_{\text{мин}}) e^{-\frac{t}{T_3}}; \quad (4-41)$$

$$i_p = I_p - (I_p - I_{\text{макс}}) e^{-\frac{t}{T_p}}, \quad (4-42)$$

где $I_3 = \frac{E}{R_0}$ — установившееся значение тока

при замкнутом ключе;

$I_p = E/(R_0 + R_d)$ — установившееся значение тока при разомкнутом ключе.

Значения $I_{\min}$ и $I_{\max}$ могут быть определены из последних двух уравнений с учетом условий $I_{\min} = i_p|_{t=t_p}$ и $I_{\max} = i_3|_{t=t_3}$. Полагая в (4-41) $t = t_3$ и в (4-42) $t = t_p$, находим:

$$I_{\max} = \frac{I_3 \left(1 - e^{-\frac{t_3}{T_3}}\right) + I_p \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_p}}\right) e^{-\frac{t_3}{T_3}}}{1 - e^{-\left(\frac{t_3}{T_3} + \frac{t_p}{T_p}\right)}};$$

$$I_{\min} = \frac{I_3 \left(1 - e^{-\frac{t_3}{T_3}}\right) e^{-\frac{t_p}{T_p}} + I_p \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_p}}\right)}{1 - e^{-\left(\frac{t_3}{T_3} + \frac{t_p}{T_p}\right)}}.$$

Подстановка в (4-40) мгновенных значений токов i_3 и i_p по (4-41) и (4-42) при указанных значениях $I_{\max}$ и $I_{\min}$ после преобразований дает:

$$I_{cp} = \frac{1}{T_K} \left[I_3 t_3 + I_p t_p - \frac{(I_3 - I_p)(T_3 - T_p)}{1 - e^{-\left(\frac{t_3}{T_3} + \frac{t_p}{T_p}\right)}} \times \right. \\ \left. \times \left(1 - e^{-\frac{t_3}{T_3}}\right) \left(1 - e^{-\frac{t_p}{T_p}}\right) \right]. \quad (4-43)$$

Полученное выражение можно значительно упростить, если учесть, что при выборе параметров схемы всегда стремятся к тому, чтобы период коммутации T_K был значительно меньше постоянной времени при введенном R_d , т. е. $T_K \ll T_p$, а значит, $T_K \ll T_3$, так как $T_3 > T_p$. При этих условиях очевидна справедливость следующих соотношений: $t_3 \ll T_3$; $t_p \ll T_p$, а значит, $t_3/T_3 \ll 1$ и $t_p/T_p \ll 1$. При указанном соотношении параметров схемы обеспечивается относительно небольшое отклонение мгновенных значений тока от среднего значения, иными словами, низкий уровень пульсаций тока. С другой стороны, полу-

ченные соотношения позволяют заменить показательные функции в выражении (4-43) степенным рядом, ограничившись в нем лишь двумя первыми членами разложения, т. е.

$$e^{-\frac{t_j}{T_j}} \approx 1 - \frac{t_j}{T_j}.$$

Подставляя в (4-43) значения I_3 , I_p , T_3 и T_p , учитывая, что $t_p = T_k - t_3$ и осуществляя приведенную выше замену показательных функций, после ряда алгебраических преобразований находим:

$$I_{cp} = \frac{T_k E}{T_k R_0 + (T_k - t_3) R_d}. \quad (4-43a)$$

Обычно время замыкания ключа t_3 принято выражать в виде относительной величины $\gamma = t_3/T_k$, называемой также скважностью управляющего импульса. Вводя в последнее уравнение относительное время замыкания контактов γ , получаем:

$$I_{cp} = \frac{E}{R_0 + (1 - \gamma) R_d}.$$

Отсюда в соответствии с (4-39)

$$R_3 = R_0 + (1 - \gamma) R_d.$$

Эквивалентное добавочное сопротивление, представляющее собой регулируемый параметр, равно:

$$R_{д.э} = R_3 - R_0 = (1 - \gamma) R_d. \quad (4-44)$$

Таким образом, изменяя относительное время замыкания ключа при периодической его коммутации, можно изменять величину эквивалентного добавочного сопротивления в цепи от нуля при $\gamma = 1$ или $t_3 = T_k$ до R_d при $\gamma = 0$ или $t_3 = 0$, когда $t_p = T_k$.

Следует подчеркнуть, что полученный здесь вывод справедлив лишь при конечном значении $R_{д.э}$. Его нельзя распространять на случай, когда $R_d \rightarrow \infty$, т. е. когда введение добавочного сопротивления эквивалентно разрыву цепи.

Приведенный здесь анализ позволяет сделать вывод о том, что в рассматриваемой схеме (рис. 4-43, а) изменению скважности γ , вызывающее изменение $R_{д.э}$, дает возможность регулировать угловую скорость двигателя. Подста-

вив в (4-4) значение $R_{п.я} = R_{д.э}$ по (4-44), найдем выражение механической характеристики

$$\omega = \omega_e(M) - \frac{M}{(k\Phi_H)^2} R_d (1 - \gamma), \quad (4-45)$$

из которого следует, что снижению значения γ от 1 до 0 при $M \neq 0$ соответствует уменьшение скорости. Очевидно, что механические характеристики при импульсном регулировании сопротивления должны иметь такой же вид, как и характеристики при реостатном регулировании скорости (рис. 4-3).

Для реализации данного способа регулирования необходимо создать ключ, с помощью которого возможно с относительно большой частотой замыкать накоротко R_d или полностью вводить его в цепь якоря. Использование для этой цели механического контактного устройства практически не представляется возможным, поскольку оно рассчитано на ограниченное число циклов срабатывания и при большой частоте включений относительно быстро выходит из строя. Кроме того, время перемещения контактов при их замыкании и размыкании относительно велико, что, с одной стороны, ограничивает частоту коммутации, а с другой — ограничивает возможность точного поддержания заданной величины относительного времени замыкания ключа. В связи с этим в технике регулирования электроприводов контактные ключи практически не находят применения.

Для реализации импульсного способа регулирования сопротивления применяются бесконтактные ключи, выполненные на базе транзисторов (при токах до 15—20 А) или тиристоров (при токах до 100—150 А). На рис. 4-44, а показана схема тиристорного ключа, получившего наибольшее применение на практике. Роль ключа выполняет тиристор T_1 , который при подаче положительного сигнала на его управляющий электрод открывается и практически закорачивает R_d . Для того чтобы закрыть T_1 , необходимо помимо снятия положительного сигнала на его управляющем электроде создать обратную полярность напряжения на основных электродах. С этой целью в схему включены вспомогательный тиристор T_2 , контур коммутации L_K , C_K , D_K и дополнительный маломощный источник питания $U_{п.}$.

Перед началом работы от источника $U_{п.}$ заряжается конденсатор C_K со знаком «+» на нижней обкладке. Ток заряда при этом ограничивается сопротивлением R_d . Если теперь

снять управляющий сигнал с T_1 и открыть T_2 , то начнется разряд конденсатора через T_2 и R_d . При этом к тиристор T_1 окажется приложенным отрицательное напряжение заряженного конденсатора, в связи с чем ток разряда конденсатора частично протекает через T_1 до тех пор, пока тиристор T_1 не восстановит свои запирающие свойства.

Заккрытие T_1 приводит к тому, что ток якоря теперь полностью проходит через R_d и к конденсатору через от-

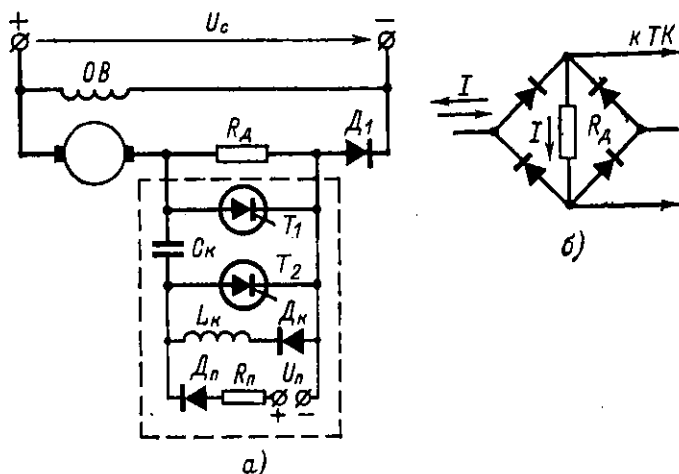


Рис. 4-44. Схема включения тиристорного ключа ТК для импульсного регулирования добавочного сопротивления в цепи якоря двигателя постоянного тока независимого возбуждения (а) и схема включения добавочного сопротивления через выпрямительный мост (б).

крытый T_2 приложено напряжение, равное падению напряжения на R_d . Это обуславливает перезаряд конденсатора со знаком «+» на верхней обкладке. Если теперь снять положительный сигнал управления с T_2 , то последний к концу процесса перезаряда закроется.

При последующем открывании T_1 вновь замыкается накоротко R_d и одновременно начинается разряд конденсатора по контуру $C_K - T_1 - D_K - L_K$. Наличие в этом контуре индуктивности и конденсатора обуславливает в принципе колебательный характер процесса. В связи с этим происходит перезаряд конденсатора, но, как только ток разряда становится равным нулю, этот процесс прекращается вследствие того, что диод D_K не пропускает ток

в обратном направлении. Следовательно, конденсатор остается заряженным со знаком «+» на нижней обкладке. Если теперь вновь открыть тиристор T_2 , то происходит закрывание T_1 и процесс повторяется в рассмотренной выше последовательности.

Тиристорный ключ обеспечивает замыкание накоротко добавочного сопротивления только при одном направле-

нии тока. При изменении направления тока в силу изменения полярности напряжения на зажимах R_d тиристор T_1 независимо от управляющего сигнала будет закрыт. В связи с этим в схемах, где возможно изменение направления тока якоря, связанное с реверсом или переходом привода в режим рекуперативного торможения, целесообразно включать R_d через выпрямительный мост, как это показано на рис. 4-44, б.

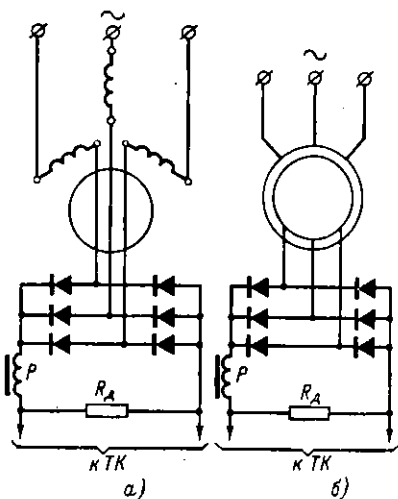


Рис. 4-45. Схемы включения добавочных сопротивлений при импульсном регулировании в цепи статора (а) и ротора (б) асинхронного двигателя.

Рассмотренная схема тиристорного ключа может использоваться для импульсного регулирования сопротивления в

цепях якоря и возбуждения двигателей постоянного тока и в цепях асинхронных двигателей. В последнем случае добавочное сопротивление включается последовательно с обмотками статора или ротора через выпрямительный мост, как это показано на рис. 4-45. Для увеличения индуктивности коммутируемой цепи выпрямленного тока в нее включается реактор P .

Для импульсного регулирования индуктивного сопротивления добавочное сопротивление с тиристорным или транзисторным ключом включается в цепь обмотки подмагничивания.

Следует отметить, что вследствие небольшого значения мощности, необходимой для управления тиристорным или

транзисторным ключом, данный способ позволяет получить бесступенчатое плавное регулирование скорости. По этой же причине можно получить значительно более жесткие механические характеристики, чем, например, при обычном реостатном регулировании, если с изменением нагрузки на валу двигателя изменять управляющий сигнал.

Энергетические показатели при импульсном регулировании сопротивления несколько хуже, чем при ступенчатом его изменении. Для двигателей постоянного тока это

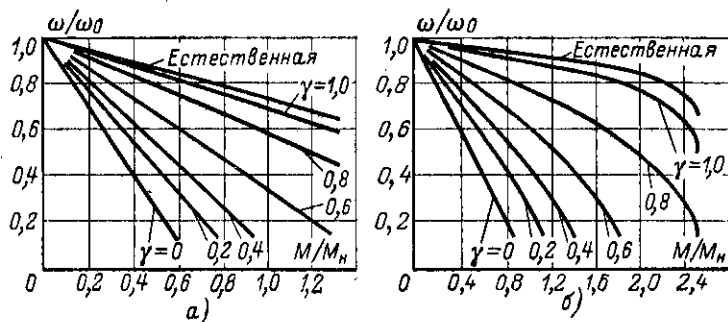


Рис. 4-46. Механические характеристики при импульсном регулировании сопротивления.

а — в цепи якоря двигателя постоянного тока независимого возбуждения;
б — в цепи ротора асинхронного двигателя.

объясняется наличием в кривой тока якоря переменной составляющей, обусловленной колебаниями тока за период коммутации ключа, что приводит к увеличению потерь энергии. Следует заметить, что среднее значение момента двигателя от переменной составляющей тока равно нулю. Некоторое ухудшение энергетических показателей асинхронных двигателей при рассматриваемом способе изменения сопротивления обусловлено, помимо пульсаций выпрямленного тока, наличием вентилей в цепях обмоток статора или ротора, что приводит к искажению формы тока двигателя и как следствие к появлению моментов высших гармоник.

На рис. 4-46 показаны экспериментальные механические характеристики при широтно-импульсном регулировании ($T_k = \text{const}$) добавочного сопротивления в цепи якоря двигателя постоянного тока независимого возбуждения при включении его по схеме рис. 4-44, а и в цепи ротора асинхронного двигателя при включении по схеме

рис. 4-45, б. В обоих случаях механические характеристики при $\gamma = \text{const}$ аналогичны характеристикам указанных двигателей при реостатном регулировании скорости. Следует отметить, что при $\gamma = 1$ механические характеристики не совпадают с естественными. Это объясняется тем, что реальный тиристорный ключ в замкнутом состоянии в отличие от идеального обладает конечным сопротивлением. На форме характеристик асинхронного двигателя сказывается также искажение формы тока ротора, вызванное наличием выпрямителя в его цепи.

Г л а в а п я т а я

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ИЗМЕНЕНИЕМ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

5-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Регулирование угловой скорости двигателей путем изменения напряжения на зажимах источника питания в принципе применимо для электроприводов с любыми двигателями постоянного тока и с асинхронными двигателями. Это положение следует из анализа выражений механических характеристик указанных двигателей (2-9), (2-35), (2-54) и (2-55). Практически такой способ регулирования скорости для двигателей постоянного тока используется главным образом при независимом возбуждении.

Для реализации рассматриваемого способа регулирования необходимо иметь источник питания, напряжение на зажимах которого может изменяться в широких пределах. Для электродвигателей постоянного тока в качестве таких источников используются различного рода управляемые преобразователи электрической энергии переменного тока в электрическую энергию постоянного тока. Наиболее широкое применение получили электромашинные и вентильные преобразователи. Электромашинный преобразователь представляет собой генератор постоянного тока, приводимый во вращение синхронным или асинхронным двигателем. Изменение напряжения на зажимах генератора производится за счет изменения его потока возбуждения. В этих преобразователях осуществляется двукратное преобразование энергии: электрической переменного тока в механическую и механической в электрическую постоянного тока.

Следует заметить, что для привода электромашинных преобразователей могут использоваться и другие типы двигателей. В частности, для этой цели на передвижных агрегатах и других установках, не связанных с электрическими сетями, применяются двигатели внутреннего сгорания, обычно дизельные. На промышленных предприятиях такие установки практически не находят применения.

Регулирование напряжения на зажимах вентильных преобразователей может осуществляться изменением угла открывания вентилей в случае управляемого или изменением переменного напряжения в случае неуправляемого преобразователя. В последнем случае для регулирования напряжения используются автотрансформаторы и трансформаторы с переменным коэффициентом трансформации, а также магнитные усилители.

Кроме указанных выше способов, возможен также импульсный способ регулирования напряжения, когда якорь двигателя периодически подключается к источнику с неизменным напряжением и отключается от него. Регулирование напряжения в этом случае осуществляется путем изменения относительной длительности включения якоря на зажимы источника питания.

Общим для всех рассматриваемых способов регулирования является наличие преобразователя, расчетная мощность которого должна быть равна или несколько большей номинальной потребляемой мощности двигателя. В связи с этим внутреннее сопротивление преобразователя обычно сопоставимо с сопротивлением якоря двигателя. В соответствии со сказанным на эквивалентной схеме, приведенной на рис. 5-1, а, регулируемый преобразователь может быть представлен источником э. д. с. $E_{пр}$, величина которой изменяется в процессе регулирования скорости, и эквивалентным сопротивлением $R_{пр}$. На эквивалентной схеме показаны также сопротивление R_c соединительных проводов и контактных соединений между якорем двигателя и зажимами преобразователя и сопротивление $R_{я}$ цепи якоря двигателя.

Для рассматриваемой эквивалентной схемы главной цепи электропривода в соответствии со вторым законом Кирхгофа может быть записано следующее уравнение:

$$E_{пр} - E = R_{я\sum} I, \quad (5-1)$$

где

$$R_{я\sum} = R_{пр} + R_c + R_{я}.$$

Отсюда аналогично (2-7) и (2-9) могут быть записаны уравнения скоростной и механической характеристик

$$\omega = \frac{E_{\text{пр}}}{k\Phi_{\text{н}}} - \frac{R_{\text{н}} \Sigma}{k\Phi_{\text{н}}} I_{\text{я}}; \quad (5-2)$$

$$\omega = \frac{E_{\text{пр}}}{k\Phi_{\text{н}}} - \frac{R_{\text{н}} \Sigma}{(k\Phi_{\text{н}})^2} M. \quad (5-3)$$

Из приведенных уравнений следует, что с изменением $E_{\text{пр}}$ осуществляется регулирование только скорости идеального холостого хода

$$\omega_{0\text{р}} = E_{\text{пр}}/k\Phi_{\text{н}}, \quad (5-4)$$

тогда как жесткость механических характеристик при неизменных параметрах цепи якоря в соответствии

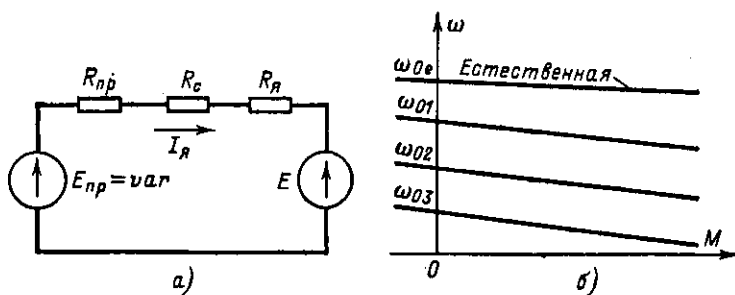


Рис. 5-1. Эквивалентная схема (а) электропривода постоянного тока с регулируемым источником напряжения и соответствующие механические характеристики (б).

с (2-16) сохраняется. При этом механические характеристики представляют собой семейство параллельных друг другу прямых, показанных на рис. 5-1, б, каждая из которых отсекает на оси ординат отрезок $\omega_{0\text{р}j} = E_{\text{пр}j}/k\Phi_{\text{н}}$. Модуль жесткости механических характеристик меньше, чем модуль жесткости естественной характеристики. В частности, если $R_{\text{пр}} + R_{\text{с}} \approx R_{\text{я}}$, то $|\beta_{\text{р}}| \approx \frac{1}{2} |\beta_{\text{е}}|$. Однако по сравнению с параметрическими методами, описанными в гл. 4, в этом случае при регулировании в зоне низких скоростей модуль жесткости характеристик оказывается значительно большим, что дает возможность существенно расширить диапазон регулирования скорости.

Другим достоинством рассматриваемых здесь электроприводов постоянного тока является то, что для изменения э. д. с. преобразователя необходимо воздействие не на главные цепи, а на цепи управляющих устройств — возбуждения в электромашинах преобразователях, регулирования угла включения вентилей в управляемых вентильных преобразователях и т. п. Мощности этих цепей во много раз меньше мощности регулируемого двигателя и соответственно главной цепи преобразователя, в связи с чем просто решается вопрос об увеличении числа ступеней, а значит, и плавности регулирования скорости. По той же причине для таких электроприводов оказывается относительно несложной техническая реализация и другой проблемы: формирования специального вида статических характеристик.

Регулирование скорости в рассматриваемом случае осуществляется при номинальном потоке двигателя постоянного тока $\Phi = \Phi_n$. Вследствие этого область допустимых нагрузок при регулировании, соответствующих номинальному току якоря двигателя, ограничивается номинальным значением момента, т. е. в данном случае $M_{\text{доп}}(\omega) = M_{\text{дв.н}} = \text{const}$. Напряжения на зажимах якоря двигателя не должно превышать номинальное значение. Следовательно, в процессе регулирования $E_{\text{пр}j} \leq U_{\text{дв.н}}$, соответственно $\omega_{\text{пр}j} \leq \omega_{\text{ое}}$. Значит, в данном случае возможно регулирование скорости вниз от основной.

В ряде случаев с целью расширения диапазона регулирования скорости в системе регулируемый преобразователь — двигатель используют ослабление потока возбуждения двигателя. Однако одновременно изменять напряжение и поток возбуждения нецелесообразно, так как при этом снижаются величина допустимого момента $M_{\text{доп}}$ и модуль жесткости механических характеристик. Поэтому регулирование скорости от нуля до основной осуществляется за счет изменения э. д. с. преобразователя в пределах $E_{\text{пр}} = 0 \div U_n$ при полном потоке двигателя $\Phi = \Phi_n$ и, следовательно, при $M_{\text{доп}} = M_n$, а регулирование выше основной скорости производится при $E_{\text{пр}} = U_n = \text{const}$ за счет ослабления потока ($\Phi < \Phi_n$) при $M_{\text{доп}}(\omega) = P_n/\omega$. Таким образом, в рассматриваемом случае осуществляется двухзонное регулирование угловой скорости. При этом для второй зоны регулирования ($E_{\text{пр}} = U_n = \text{const}$; $\Phi = \text{var}$) справедливы выводы и положения, приведенные в § 4-5.

5-2. РЕГУЛИРОВАНИЕ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРАТОР — ДВИГАТЕЛЬ

Система электропривода, в которой для питания цепи якоря двигателя постоянного тока используется отдельный электромашинный генератор, обеспечивающий возможность изменения э. д. с. в широких пределах, называется системой генератор — двигатель или сокращенно Г — Д. Принципиальная схема системы Г — Д показана на рис. 5-2. Якорь двигателя $\mathcal{D}$, скорость которого необходимо регулировать, подключен непосредственно к зажимам

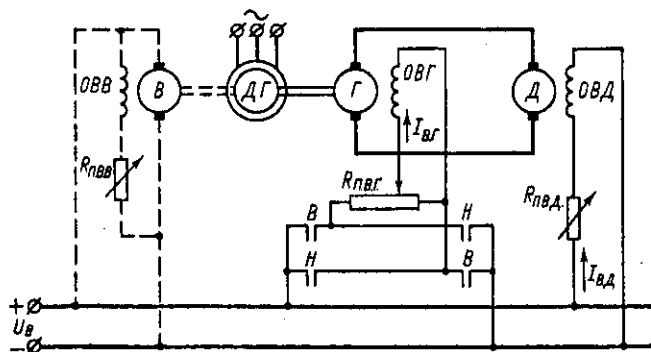


Рис. 5-2. Принципиальная схема системы генератор — двигатель (Г — Д).

якоря генератора $\mathcal{G}$. Последний приводится во вращение с помощью двигателя переменного тока $\mathcal{D}\mathcal{G}$, в качестве которого может быть использован асинхронный или синхронный двигатель.

Обмотки возбуждения двигателя и генератора получают питание от сети с неизменным напряжением U_B . В тех случаях, когда нет сети постоянного тока, для питания цепей возбуждения используется отдельный генератор-возбудитель $\mathcal{B}$, который приводится во вращение двигателем $\mathcal{D}\mathcal{G}$ основного генератора. В ряде случаев обмотки возбуждения генератора и двигателя имеют отдельные источники питания.

Для э. д. с. генератора аналогично (2-4) можно записать:

$$E_{\mathcal{G}} = \frac{p_{\mathcal{G}} N_{\mathcal{G}}}{2\pi a_{\mathcal{G}}} \Phi_{\mathcal{G}} \omega_{\mathcal{G}} = k_{\mathcal{G}} \Phi_{\mathcal{G}} \omega_{\mathcal{G}}. \quad (5-5)$$

Здесь используются те же обозначения, что и в (2-4), а индекс «г» означает принадлежность соответствующего параметра генератору.

Из приведенного выражения следует, что для изменения E_r необходимо изменять поток возбуждения генератора Φ_r . Поток в свою очередь определяется намагничивающей силой $F_{в.г.}$, создаваемой обмоткой возбуждения генератора, а значит, и током в этой обмотке $I_{в.г.}$. Таким образом, для изменения E_r необходимо осуществлять изменение $I_{в.г.}$. С целью регулирования E_r в широких пределах необходимо, чтобы в цепи обмотки возбуждения генератора было предусмотрено устройство, обеспечивающее изменение $I_{в.г.}$ от нуля до номинального значения. Кроме того, обычно бывает необходимо изменить полярность э. д. с. генератора, что позволяет осуществить реверс двигателя D , не прибегая к переключениям в цепи якорей. В связи с этим предусматривается возможность изменения направления тока в $ОВГ$. На рис. 5-2 показана простейшая схема включения $ОВГ$, в которой с помощью потенциометра $R_{п. в. г.}$ осуществляется регулирование тока возбуждения генератора от $I_{в.г.} = 0$ до $I_{в.г. макс} = U_b / R_{0. в. г.}$, а для изменения направления $I_{в.г.}$ служит реверсивный контактный мостик, состоящий из контакторов B и H .

В соответствии с (5-2) и (5-3) уравнения скоростной и механической характеристик двигателя в системе $\Gamma - Д$ примут вид:

$$\omega = \frac{E_r}{k\Phi_H} - \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi_H} I_{я}; \quad (5-2a)$$

$$\omega = \frac{E_r}{k\Phi_H} - \frac{R_{я\Sigma}}{(k\Phi_H)^2} M, \quad (5-3a)$$

где

$$R_{я\Sigma} = R_{я.г} + R_{я.д} + R_c;$$

$R_{я.д}$ — сопротивление цепи якоря двигателя, определяемое сопротивлениями обмоток собственно якоря, дополнительных полюсов и компенсационной, а также щеточных контактов;

$R_{я.г}$ — то же для генератора;

R_c — сопротивление соединительных проводов.

Скорость идеального холостого хода двигателя

$$\omega_{0\Gamma-д} = E_r / k\Phi_H$$

с учетом (5-5) выражается в виде

$$\omega_{0\Gamma-д} = \frac{k_r \omega_r \Phi_r}{k\Phi_H}. \quad (5-6)$$

При анализе характеристик системы Г — Д скорость генератора обычно принимается неизменной, что справедливо в случае использования в качестве ДГ синхронного двигателя. В случае же использования в качестве ДГ асинхронного двигателя с изменением нагрузки скорость генератора, как правило, изменяется на незначительную

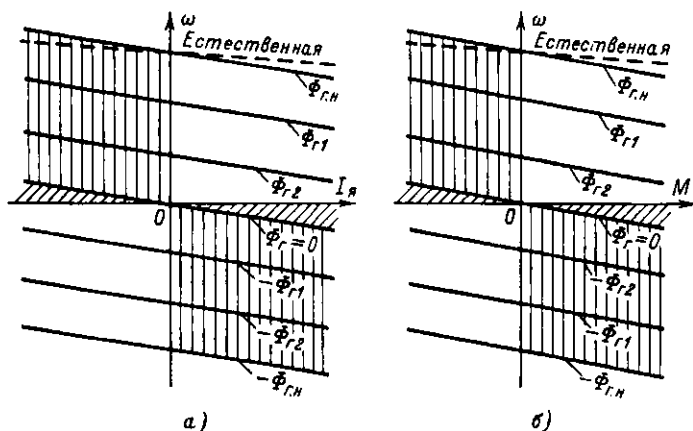


Рис. 5-3. Скоростные (а) и механические (б) характеристики системы Г — Д при $\omega_r = \text{const}$ — $|\Phi_{Г.Н}| > |\Phi_{Г1}| > |\Phi_{Г2}|$.

величину, которой практически часто можно пренебречь. С учетом принятого допущения $\omega_r = \text{const}$

$$\omega_{0Г-Д} = k_1 \Phi_r. \quad (5-6a)$$

Тогда

$$\omega = \omega_{0Г-Д} - \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi_H} I_a = k_1 \Phi_r - \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi_H} I_a; \quad (5-7)$$

$$\omega = \omega_{0Г-Д} - \frac{R_{я\Sigma}}{(k\Phi_H)^2} M = k_1 \Phi_r - \frac{R_{я\Sigma}}{(k\Phi_H)^2} M. \quad (5-8)$$

Из полученных выражений следует, что скоростные и механические характеристики двигателя в системе Г — Д представляют собой семейства параллельных друг другу прямых, отсекающих на оси ординат отрезки $\omega_{0Г-Д}$, пропорциональные потоку генератора Φ_r . Эти характеристики приведены на рис. 5-3.

Если принять, что магнитная цепь генератора не насыщена, то аналогично (2-36) можно записать:

$$\Phi_r = \alpha' F_{в.Г} = \alpha I_{в.Г}. \quad (5-9)$$

Тогда

$$\omega_{0\Gamma-Д} = k_1 \alpha' F_{\Gamma-Г} = k_1 \alpha I_{\Gamma-Г}. \quad (5-66)$$

С учетом принятого допущения скоростная и механическая характеристики представляются в виде

$$\omega = k_1 \alpha I_{\Gamma-Г} - \frac{R_{\Sigma}}{k\Phi_{\Pi}} I_{\Pi}; \quad (5-7a)$$

$$\omega = k_1 \alpha I_{\Gamma-Г} - \frac{R_{\Sigma}}{(k\Phi_{\Pi})^2} M. \quad (5-8a)$$

Модуль жесткости механических характеристик электропривода в системе $\Gamma - Д$ не зависит от регулируемой скорости и меньше соответствующего значения для естественной характеристики. Действительно,

$$\begin{aligned} |\beta_e| &= \frac{(k\Phi_{\Pi})^2}{R_{\Sigma}}; \\ |\beta_{\Gamma-Д}| &= \frac{(k\Phi_{\Pi})^2}{R_{\Sigma}}. \end{aligned} \quad (5-10)$$

Если положить, что в качестве генератора используется электрическая машина с такими же параметрами, что и двигатель, т. е. $R_{\Sigma} = R_{\Gamma-Г}$, и пренебречь сопротивлением соединительных проводов, то модуль жесткости характеристик в системе $\Gamma - Д$ снижается вдвое по сравнению с модулем жесткости естественной характеристики

$$|\beta_{\Gamma-Д}| \approx 0,5 |\beta_e|.$$

В тех случаях, когда в качестве $ДГ$ используется асинхронный двигатель, жесткость механических характеристик $\omega_{\Gamma-Д}(M)$ на самом деле не остается постоянной при разных потоках возбуждения генератора. Это связано с тем, что с изменением загрузки генератора его скорость, строго говоря, не остается постоянной. Если положить, что при любых изменениях нагрузки системы $\Gamma - Д$ режим работы асинхронного двигателя $ДГ$ соответствует линейной части его механической характеристики, то в соответствии с (2-57a)

$$\omega_{\Gamma} = \omega_{Д,Г} = \omega_{0Д,Г} - \frac{M_{Д,Г}}{|\beta_{Д,Г}|}.$$

Момент на валу $ДГ$ определяется механическими потерями вращающегося агрегата $ДГ - Г$ $\Delta M_{\text{мех}} = \text{const}$, моментом, создаваемым возбудителем (если он есть)

$M_B = \text{const}$, и электромагнитным моментом генератора $M_r = k_r \Phi_r I_{я}$.

Так как якорь двигателя и генератора соединены последовательно, то $I_{я.г} = I_{я} = M/k\Phi_H$. Тогда

$$M_{д.г} = \Delta M_{\text{мех}} + M_B + \frac{k_r \Phi_r}{k \Phi_H} M.$$

Отсюда

$$\begin{aligned} \omega_{д.г} &= \omega_{0.г} - \frac{\Delta M_{\text{мех}} + M_B}{|\beta_{д.г}|} - \frac{k_r \Phi_r}{k \Phi_H |\beta_{д.г}|} M = \\ &= \omega_{0г} - \frac{k_r \Phi_r}{k \Phi_H |\beta_{д.г}|} M, \end{aligned}$$

где $\omega_{0г} = \omega_{0.г} - \frac{\Delta M_{\text{мех}} + M_B}{|\beta_{д.г}|}$ — угловая скорость генератора при холостом ходе двигателя, когда $I_{я} = 0$.

Подстановка последнего значения ω_r в (5-6) и (5-8) дает:

$$\omega = \frac{k_r \omega_{0г}}{k \Phi_H} \Phi_r - \frac{1}{(k \Phi_H)^2} \left(R_{я\Sigma} + \frac{k_r^2}{|\beta_{д.г}|} \Phi_r^2 \right) M.$$

Слагаемое $\left(\frac{k_r \Phi_r}{k \Phi_H} \right)^2 \frac{1}{|\beta_{д.г}|}$ в коэффициенте при M выражения механической характеристики представляет собой как бы добавочное сопротивление в цепи якоря, эквивалентное снижению э. д. с. генератора, связанному с его падением скорости при росте нагрузки.

Анализ полученного выражения позволяет сделать вывод о том, что скорость холостого хода двигателя определяется только потоком генератора $\omega_{0г-д} = \frac{k_r \omega_{0г}}{k \Phi_H} \Phi_r = k_1 \Phi_r$, а модуль жесткости механических характеристик

$$|\beta_{г-д}| = \frac{(k \Phi_H)^2}{R_{я\Sigma} + \frac{(k_r \Phi_r)^2}{|\beta_{д.г}|}}$$

растет со снижением Φ_r , а значит, и с уменьшением $\omega_{0г-д}$.

В связи с отмеченным обстоятельством для рассматриваемого случая механические характеристики представляют собой семейство прямых, наклон которых уменьшается, а соответственно модуль жесткости увеличивается при снижении потока генератора, как показано на рис. 5-4. Очевидно, что наибольшую жесткость будет иметь характеристика при $\Phi_r = 0$, которая соответствует режиму динамического торможения двигателя.

Из полученного выражения механической характеристики следует, что различие в наклоне механических характеристик привода в системе Г — Д уменьшается по мере роста $|\beta_{д.г}|$. В частности при $|\beta_{д.г}| \rightarrow \infty$, когда в качестве ДГ используется синхронный двигатель, полученное выражение механических характеристик вырождается в (5-8), т. е. соответствует семейству параллельных прямых.

Анализ механических характеристик на рис. 5-3, б и уравнения (5-8) показывает, что двигатель Д может работать как в двигательном, так и в тормозных режимах при обоих направлениях вращения. Двигательному режиму, как и при питании от сети с $U_c = \text{const}$, соответствуют I и III квадранты плоскости механических характеристик (M, ω) .

Двигатель, включенный по схеме Г — Д, может также работать и в тормозных режимах. Режим динамического торможения осуществляется в том случае, когда $\Phi_r = 0$, а значит, и $E_r = 0$. Соответствующая этому режиму характеристика проходит через начало координат и показана на рис. 5-3.

Торможение противовключением соответствует одинаковое направление э. д. с. Д и Г'. В этом случае при $\omega_{0г-д} \neq 0$ знаки $\omega_{0г-д}$ и ω будут разными. Соответствующие режиму торможения противовключением зоны лежат между осью абсцисс и характеристикой динамического торможения. На рис. 5-3 они отмечены наклонной штриховкой.

Режим рекуперативного торможения осуществляется при условии $E_d > E_r$ или $\omega > \omega_{0г-д}$. Характерной особенностью рассматриваемой системы является возможность рекуперации энергии при относительно низкой угловой скорости двигателя, что, например, позволяет осуществ-

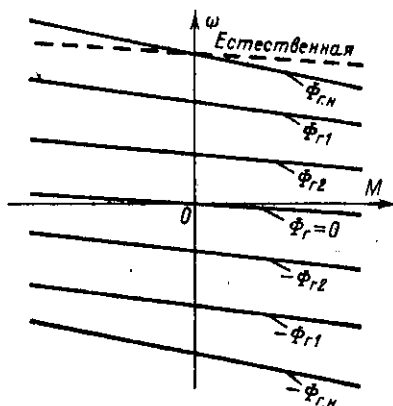


Рис. 5-4. Механические характеристики системы Г — Д с учетом жесткости механической характеристики асинхронного двигателя, используемого в качестве двигателя генератора.

влять тормозной спуск грузов при пониженной скорости с рекуперацией энергии в сеть в приводах подъемных механизмов. Зоны, соответствующие режиму рекуперативного торможения, отмечены на рис. 5-3 вертикальной штриховкой.

При работе D в рассматриваемом режиме так же, как и в двигательном, осуществляется трехкратное преобразование энергии, но с обратным направлением потока энергии, а именно: поступающая на вал D механическая энергия преобразуется в электрическую, которая передается G , работающему в этих условиях в двигательном режиме; механическая энергия с вала G передается $DГ$, который преобразует ее в электрическую энергию переменного тока и передает последнюю в питающую сеть.

При оценке экономических показателей системы $G - D$ следует прежде всего обратить внимание на тот факт, что поток энергии, передаваемой приводом рабочему механизму, последовательно проходит через двигатель генератора $DГ$, генератор G и двигатель D . В связи с этим мощность каждой из указанных машин должна быть не меньше полной мощности, передаваемой нагрузке. Если считать, что номинальная мощность двигателя $P_{н.д}$ равна мощности нагрузки, то суммарная мощность электрических машин системы $G - D$

$$P_{н.г-д} = P_{н.г} + P_{н.д} + P_{н.д} \geq 3P_{н.д}, \quad (5-11)$$

где $P_{н.г}$, $P_{н.д.г}$ — номинальные значения мощности соответственно G и $DГ$.

Если учесть, что при выборе генератора G и его приводного двигателя $DГ$ следует руководствоваться соотношениями $P_{н.г} \geq P_{н.д}/\eta_{н.д}$ и $P_{н.дг} \geq P_{н.г}/\eta_{н.г}$, а также учесть дискретный характер ряда номинальных значений мощности электрических машин, то на практике обычно имеет место соотношение

$$P_{н.г-д} = (3,5 \div 4) P_{н.д}. \quad (5-11a)$$

Здесь $\eta_{н.д}$, $\eta_{н.г}$ — значения к. п. д. соответственно D и G при работе этих машин в номинальном режиме.

Таким образом, для регулирования скорости двигателя постоянного тока в системе $G - D$ необходим преобразователь энергии ($DГ - G$), установленная мощность которого в 2,5—3 раза превышает мощность регулируемого двигателя. При этом следует иметь в виду, что речь идет

о вращающемся преобразователе, для монтажа которого необходим специальный фундамент.

Для оценки энергетических показателей системы Г — Д рассмотрим зависимость к. п. д. и коэффициента мощности установки от скорости. Для машин постоянного тока Г и Д к. п. д. может быть определен как отношение электромагнитной мощности двигателя $P_d = E_d I_a = \omega M$ к электромагнитной мощности, вырабатываемой генератором $P_g = E_g I_a$.

Отсюда

$$\eta_{г-д} = \frac{P_d}{P_g} = \frac{E_d}{E_g} = \frac{\omega}{\omega_{0г-д}}.$$

Исключая с помощью (5-7) и (5-8) в полученном выражении значение $\omega_{0г-д}$, находим:

$$\eta_{г-д} = \frac{\omega}{\omega + R_{\Sigma} I_a / k \Phi_n} = \frac{\omega}{\omega + R_{\Sigma} M / (k \Phi_n)^2}. \quad (5-12)$$

Если принять, что в качестве генератора и двигателя используются машины с одинаковыми параметрами, то, переходя к относительным единицам, можно записать:

$$\eta_{г-д} = \frac{\omega_*}{\omega_* + R_{\Sigma *} I_{a*}} = \frac{\omega_*}{\omega_* + R_{\Sigma *} M_*}. \quad (5-12a)$$

Анализируя полученные выражения, следует отметить, что значение к. п. д. машин постоянного тока в системе Г — Д зависит от загрузки двигателя и, кроме того, при одинаковых значениях скорости выше, чем при реостатном регулировании.

Для оценки к. п. д. всей установки необходимо учесть также потери в ДГ. Если в качестве последнего используется асинхронный двигатель, то для определения его к. п. д., как это следует из (2-68), необходимо найти скольжение. Момент на валу ДГ без учета механических потерь равен электромагнитному моменту генератора

$$M_{ад} = M_g = \frac{P_g}{\omega_g} = \frac{E_g I_a}{\omega_{ад}} = \frac{\omega_{0г-д}}{\omega_{ад}} M.$$

Полагая, что $\omega_g = \omega_{ад} \approx \omega_{0ад}$; $\omega_{0ад} \approx \omega_{0ед}$ и $M_{н,ад} = M_{н,д}$, а также учитывая (5-7) и (5-8), можно записать:

$$M_{ад} = (\omega_* + R_{\Sigma *} I_{a*}) I_{a*} M_{н,ад} = (\omega_* + R_{\Sigma *} M_*) M_* M_{н,ад}. \quad (5-13)$$

Подстановка полученного значения $M_{ад}$ в (2-57а) дает:

$$s = s_H (\omega_* + R_{я\Sigma} I_{я*}) I_{я*} = s_H (\omega_* + R_{я\Sigma} M_*) M_*. \quad (5-14)$$

Тогда согласно (2-68)

$$\eta_{э.ад} = \frac{1 - s_H M_* (\omega_* + R_{я\Sigma} M_*)}{as_H M_* (\omega_* + R_{я\Sigma} M_*) + 1}.$$

Таким образом, общий к. п. д. системы Г — Д будет равен:

$$\eta_{г-д} = \eta_{э.ад} \eta_{яг-д} = \frac{[1 - s_H M_* (\omega_* + R_{я\Sigma} M_*)] \omega_*}{[as_H M_* (\omega_* + R_{я\Sigma} M_*) + 1] (\omega_* + R_{я\Sigma} M_*)}. \quad (5-15)$$

В частности, при номинальной нагрузке на валу двигателя ($M = M_H$; $M_* = 1$)

$$\eta_{э.г-д.н} = \frac{[1 - s_H (\omega_* + R_{я\Sigma})] \omega_*}{[as_H (\omega_* + R_{я\Sigma}) + 1] (\omega_* + R_{я\Sigma})}. \quad (5-15a)$$

На рис. 5-5 представлены зависимости $\eta_{э.г-д}(\omega_*)$ и $\eta_{я.г-д}(\omega_*)$ при $M_* = 1$ для случая, когда $R_{я.д*} = R_{я.г*} = 0,05$ ($R_{я\Sigma*} = 0,1$); $s_H = 0,06$; $a = 0,67$. Там же для сравнения показана зависимость $\eta_{э.р}(\omega_*)$ при реостатном регулировании скорости двигателя независимо возбуждения.

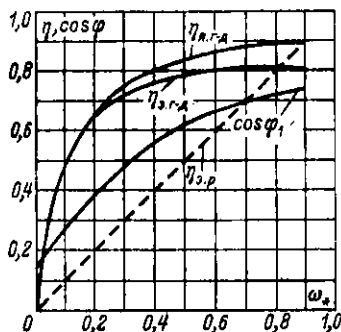


Рис. 5-5. Зависимости к. п. д. и коэффициента мощности системы Г — Д от скорости при $M_c = M_H$.

Коэффициент мощности асинхронного двигателя определяется его загрузкой. Из (5-13) следует, что при постоянном моменте на валу Д ($M = \text{const}$) со снижением скорости будет уменьшаться момент на валу АД. Расчет коэффициента мощности может быть выполнен по (2-71) или (2-71а) при подстановке

в них значений скольжения, определяемых из (5-14). На рис. 5-5 показана зависимость $\cos \varphi_1(\omega_*)$, построенная для случая $M = M_H$ ($M_* = 1$). Снижение момента на валу ДГ при уменьшении скорости регулируемого двигателя Д приводит к заметному уменьшению коэффициента мощности.

Как указывалось в § 4-1, нижний предел регулирования скорости, а следовательно, и диапазон регулирования определяются прежде всего жесткостью механических характеристик. Если к электроприводу не предъявляются специальные требования в отношении точности поддержания скорости при возможных отклонениях момента статической нагрузки от заданного значения, то обычно принимается, что на нижнем пределе регулирования скорости остановка двигателя (стопорение) может происходить при увеличении момента статической нагрузки до двукратного номинального момента двигателя, как показано на рис. 5-6. В этом случае, полагая в (5-8) $\omega = 0$, получаем для нижней характеристики из диапазона регулирования

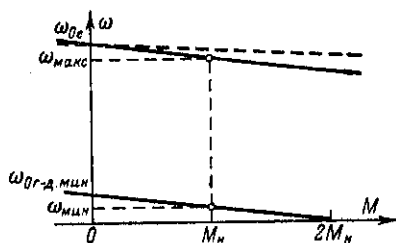


Рис. 5-6. К определению предельного диапазона регулирования в системе Г — Д.

$$\omega_{0г-д.мин} = 2 \frac{R_{я\Sigma}}{(k\Phi_n)^2} M_n.$$

При $M = M_n$ скорость двигателя при его работе на этой характеристике равна:

$$\omega_{мин} = \frac{R_{я\Sigma}}{(k\Phi_n)^2} M_n = \frac{M_n}{|\beta_{г-д}|}. \quad (5-16)$$

С другой стороны, наибольшая скорость при $U_n = E_{г.н}$

$$\omega_{макс} = \omega_{0e} - \frac{R_{я\Sigma}}{(k\Phi_n)^2} M_n. \quad (5-17)$$

Тогда предельное значение диапазона регулирования

$$D_{макс} = \frac{\omega_{макс}}{\omega_{мин}} = \frac{\omega_{0e} (k\Phi_n)^2}{R_{я\Sigma} M_n} - 1 = \frac{\omega_{0e}}{M_n} |\beta_{г-д}| - 1. \quad (5-18)$$

Переходя в полученном выражении к относительным единицам при условии, что в качестве генератора используется электрическая машина с такими же параметрами, как у двигателя, находим:

$$D_{макс} = \frac{1}{2R_{я*}} - 1 = \frac{1}{2} |\beta_{е*}| - 1. \quad (5-18a)$$

Для выпускаемых электрических машин постоянного тока независимого возбуждения значения $R_{\text{я}}$ в соответствии с рис. 2-4 лежат в пределах 0,13—0,03. При указанных условиях $D_{\text{макс}} = 7 \div 15$. Такое значение диапазона

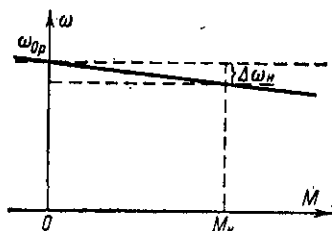


Рис. 5-7. К определению понятия статизма системы регулируемого электропривода.

регулирования скорости обусловлено относительно низким значением модуля жесткости механических характеристик в системе Г — Д и оказывается недостаточным для многих механизмов.

Для широкого класса регулируемых электроприводов производственных механизмов характерным требованием является обеспечение заданного значения скорости с определенной точностью. Для оценки точности регулирования можно воспользоваться величиной относительного отклонения скорости от заданного значения

$$\delta = \frac{\Delta\omega_{\text{макс}}}{\omega_z},$$

где ω_z — заданное значение скорости при регулировании;

$\Delta\omega_{\text{макс}}$ — наибольшее значение отклонения скорости от заданного значения, обусловленное изменением нагрузки.

На практике для оценки погрешности регулируемой величины используется другой параметр, а именно статизм механической характеристики системы электропривода, под которым понимается отношение изменения скорости двигателя $\Delta\omega_n$, показанное на рис. 5-7 и вызванное изменением нагрузки на его валу от идеального холостого хода до номинальной, к скорости холостого хода ω_{0p} на заданной регулировочной характеристике

$$s = \Delta\omega_n / \omega_{0p}. \quad (5-19)$$

Иногда статизм выражают в процентах. В этом случае

$$s\% = \frac{\Delta\omega_n}{\omega_{0p}} 100. \quad (5-19a)$$

Учитывая, что $\Delta\omega_n = \frac{R_{\text{я}} \Sigma}{(k\Phi_n)^2} M_n = \frac{M_n}{|\beta|}$, можно также записать:

$$s = M_n / \omega_{0p} |\beta|, \quad (5-20)$$

или в относительных единицах

$$s = 1/\omega_{0p*} |\beta_*|. \quad (5-20a)$$

Из полученного выражения следует, что для системы Г — Д, характеризующейся постоянством жесткости регулировочных характеристик, со снижением скорости растет статизм или, что то же самое, снижается точность регулирования. Если задана величина s_3 , то минимальная скорость холостого хода равна:

$$\omega_{0p.мин} = M_H/s_3 |\beta_{Г-Д}| \quad (5-21)$$

или

$$\omega_{0p.мин*} = \frac{1}{s_3 |\beta_{Г-Д*}|}. \quad (5-21a)$$

Тогда диапазон регулирования

$$D_{\max} = \frac{\omega_{0e}}{\omega_{0p.мин}} = \frac{\omega_{0e}s_3 |\beta_{Г-Д}|}{M_H} = s_3 |\beta_{Г-Д*}|. \quad (5-22)$$

Из полученного выражения следует, что при неизменном значении модуля жесткости $|\beta_{Г-Д*}|$ уменьшение статизма приводит к необходимости сужения пределов регулирования скорости привода. Так, для машин средней мощности ($R_{я*} \approx 0,04 \div 0,05$; $|\beta_{Г-Д*}| = 12 \div 10$) при $s = 0,4$ получим $D = 5 \div 4$; при $s = 0,2$ имеем $D = 2,5 \div 2$, а регулирование с $s \leq 0,1$ вообще осуществить невозможно, так как в этом случае в соответствии с (5-22) $D \leq 1$.

Для расширения диапазона регулирования скорости при высокой точности, т. е. низком статизме, необходимо увеличение модуля жесткости механических характеристик электропривода. Поставленная задача может быть решена при использовании замкнутых систем электропривода.

Существуют разомкнутые и замкнутые системы электропривода. В первых из них изменение регулируемой величины (например, скорости двигателя) при заданном входном сигнале (например, токе возбуждения генератора системы Г — Д) определяется внутренними свойствами системы и не корректируется при изменении возмущающих воздействий, которыми является статический момент нагрузки, изменение сопротивления обмоток и т. д. Поэтому для таких систем характерным является ограниченная точность регулирования. Указанный недостаток может быть в значительной мере ликвидирован при использова-

нии замкнутых систем автоматизированного электропривода.

Замкнутые системы характеризуются тем, что в них существуют определенные устройства, называемые датчиками, которые дают информацию о действительном значении регулируемой величины (чаще всего скорости двигателя) и эта информация используется для направленного воздействия на силовые элементы (например, электромашинный преобразователь) с целью поддержания регулируемой величины в заданных пределах. Указанное воздействие осуществляется с помощью обратных связей, которые представляют собой соединение выхода системы (место установки датчика) с ее входом (местом ввода в нее задающего сигнала) через промежуточные элементы, и имеет целью более точное регулирование. Наличие датчиков и обратных связей является необходимой особенностью замкнутых систем. В этих системах поддержание регулируемой величины в заданных пределах производится путем сравнения задающего сигнала с сигналом обратной связи, который определяется действительным ходом регулируемого процесса.

Основное достоинство замкнутых систем заключается в большой точности регулирования. Однако необходимость в дополнительных элементах, связанных с осуществлением обратных связей, приводит к усложнению и удорожанию систем электропривода. Замкнутые системы имеют большие возможности для регулирования по сравнению с разомкнутыми, но сложнее и дороже их. Поэтому в технике используются как разомкнутые, так и замкнутые системы электропривода. Выбор типа системы определяется условиями конкретной задачи.

При рассмотрении различных систем электропривода одним из основных вопросов является анализ жесткости механических характеристик. Этот анализ будет неполным, если в указанной связи не рассмотреть возможности замкнутых систем, без которых немислим современный электропривод.

Далее рассматриваются примеры некоторых характерных замкнутых систем электропривода, имеющих большое распространение в технике.

Для случая, когда заданы диапазон регулирования скорости D_s и статизм s_s , из (5-22) может быть определено необходимое значение модуля жесткости механической характеристики, соответствующее минимальной скорости,

$|\beta_{3*}| = D_3/s_3$. При этом, если $|\beta_{3*}| \neq |\beta_{Г-д*}|$, то возникает задача изменения э. д. с. генератора о изменении нагрузки двигателя. На рис. 5-8 представлен случай, когда $|\beta_{3*}| > |\beta_{Г-д*}|$. Очевидно, что для получения механической характеристики с модулем жесткости $|\beta_{3*}|$ необходимо в данном случае с ростом нагрузки двигателя увеличивать значения E_r . Действительно, если э. д. с. генератора $E_{Г0} = k\Phi_n\omega_{0\min}$, соответствующая режиму холостого хода, остается неизменной, то, например, моменту M_1 соответствует точка I' .

Для того чтобы получить точку I на заданной характеристике, необходимо увеличить э. д. с. генератора до значения $E_{Г1}$. Соответствующий закон изменения E_r может быть найден, если учесть, что каждой точке характеристики с заданной жесткостью β_3

$$\omega = \omega_{0\min} - \frac{M}{|\beta_3|}$$

соответствует точка на механической характеристике с жесткостью $\beta_{Г-д}$

$$\omega = \frac{E_r}{k\Phi_n} - \frac{M}{|\beta_{Г-д}|}.$$

Тогда

$$\omega_{0\min} - \frac{M}{|\beta_3|} = \frac{E_r}{k\Phi_n} - \frac{M}{|\beta_{Г-д}|}.$$

Отсюда

$$E_r = E_{Г0} + k\Phi_n \left(\frac{1}{|\beta_{Г-д}|} - \frac{1}{|\beta_3|} \right) M$$

или

$$E_r = E_{Г0} + (k\Phi_n)^2 \left(\frac{1}{|\beta_{Г-д}|} - \frac{1}{|\beta_3|} \right) I_n = E_{Г0} + k_T I_n, \quad (5-23)$$

где

$$k_T = (k\Phi_n)^2 \left(\frac{1}{|\beta_{Г-д}|} - \frac{1}{|\beta_3|} \right).$$

Таким образом, для получения механической характеристики с жесткостью $|\beta_3| > |\beta_{Г-д}|$ э. д. с. генератора

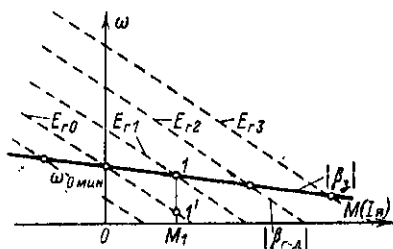


Рис. 5-8. К способу увеличения жесткости механических характеристик системы Г — Д путем изменения э. д. с. генератора с изменением нагрузки; $E_{Г0} < E_{Г1} < E_{Г2}$.

должна изменяться по линейному закону в зависимости от момента или, что то же самое, от тока якоря двигателя, как показано на рис. 5-9, а.

Подстановка полученного значения E_r (I_a) в (5-8) дает:

$$\omega = \frac{E_{r0}}{k\Phi_H} + \frac{k_T I_a}{k\Phi_H} - \frac{R_{\Sigma}}{(k\Phi_H)^2} M = \omega_0 - \left(\frac{1}{|\beta_{Г-Д}|} - \frac{k_T}{(k\Phi_H)^2} \right) M. \quad (5-24)$$

Анализ этого выражения показывает, что при управлении э. д. с. генератора в функции тока якоря можно полу-

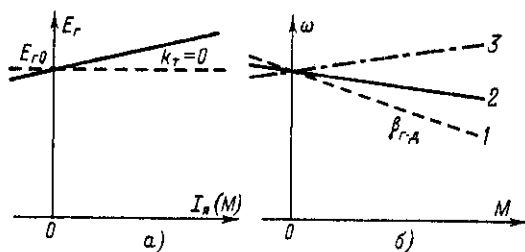


Рис. 5-9. Зависимость э. д. с. генератора от момента при $|\beta| > |\beta_{Г-Д}|$ (а) и механические характеристики системы Г—Д (б). 1 — при $k_T = 0$; 2 — $k_T < (k\Phi_H)^2 / |\beta_{Г-Д}|$; 3 — $k_T > (k\Phi_H)^2 / |\beta_{Г-Д}|$.

чить любую жесткость механических характеристик электропривода. В частности,

$$\begin{aligned} \beta_{Г-Д(\tau)} &\rightarrow \infty \quad \text{при} \quad k_T \rightarrow \frac{(k\Phi_H)^2}{|\beta_{Г-Д}|}; \\ \beta_{Г-Д(\tau)} &> 0 \quad \text{при} \quad k_T > \frac{(k\Phi_H)^2}{|\beta_{Г-Д}|}. \end{aligned}$$

На рис. 5-9, б пунктирной линией обозначена характеристика 1, соответствующая неизменному значению э. д. с. генератора. При этом ток в обмотке возбуждения последнего при любых нагрузках двигателя остается неизменным. Приведенные на рис. 5-9, б характеристики 2 и 3 в соответствии с изложенными соображениями получаются при изменении э. д. с. генератора, вызываемом изменениями тока возбуждения в функции нагрузки двигателя. Для осуществления такого управления током возбуждения необходимы обратные связи.

Из графиков на рис. 5-8 видно, что механическая характеристика замкнутой системы электропривода пред-

ставляет собой геометрическое место точек, каждая из которых принадлежит определенной характеристике разомкнутой системы, соответствующей неизменному значению регулирующей величины, в данном случае э. д. с. генератора.

Для реализации рассматриваемого способа управления E_r питание обмотки возбуждения генератора, как правило, осуществляется от усилителя $У$ (рис. 5-10), в качестве которого могут использоваться электромашинный или магнитный усилитель или усилитель, выполненный на базе управляемых вентилях — тиристоров, тиратронов, ртутных выпрямителей и т. п. Выбор типа усилителя определяется мощностью генератора и особенностями его работы. В частности, для электроприводов мощностью до 10 кВт электромашинный усилитель поперечного поля может использоваться непосредственно в качестве генератора. На вход усилителя подаются постоянное задающее напряжение $U_{з0}$ и напряжение $U_{0,т}$, пропорциональное току якоря. Последнее снимается либо

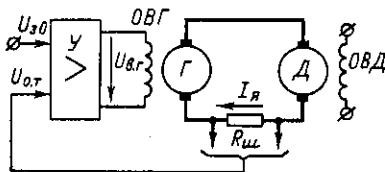


Рис. 5-10. Принципиальная схема системы Г — Д с положительной обратной связью по току.

с дополнительных полюсов двигателя и генератора, либо с шунта, включаемого в якорную цепь. В ряде случаев для этой цели используется специальный магнитный усилитель, по обмотке управления которого проходит ток $I_{я}$. Преимуществом такого устройства является отсутствие гальванической связи цепей управления с главной цепью электрических машин. Полярность напряжений на входе усилителя такова, что они арифметически складываются, т. е. суммарное входное напряжение усилителя

$$U_{вх} = U_{з0} + U_{0,т}.$$

При таком согласовании на входе системы электропривода задающего сигнала и сигнала, пропорционального току якоря, имеет место положительная обратная связь по току.

Рабочий участок характеристики «вход — выход» усилителя, как правило, линейный, в связи с чем $U_{в,г} = U_{вых} = k_{yU} U_{вх} = k_{yU} (U_{з0} + U_{0,т})$, где k_{yU} — коэффициент усиления усилителя по напряжению.

Учитывая, что зоне низких скоростей электропривода соответствует $E_r < E_{r,н}$, можно считать характеристику намагничивания генератора линейной. Тогда с учетом (5-9)

$$U_{в.г} = R_{в.г} I_{в.г} = \frac{R_{в.г}}{\alpha k_{г\omega_r}} E_r = \frac{1}{k_{гU}} E_r,$$

где $k_{гU}$ — коэффициент усиления генератора по напряжению.

Из последних двух выражений следует:

$$E_r = k_{гU} k_{yU} (U_{з0} + U_{0,т}).$$

Так как $U_{0,т} = k'_T I_{я}$, где k'_T — постоянный коэффициент, определяемый параметрами цепи обратной связи, то

$$E_r = k_{гU} k_{yU} U_{з0} + k_{гU} k_{yU} k'_T I_{я}.$$

Сопоставляя полученное выражение с (5-23), можно найти:

$$\omega_{з0} = \frac{\omega_0 (k\Phi_{н})}{k_{гU} k_{yU}};$$

$$k_T = k_{гU} k_{yU} k'_T.$$

Соответствующий подбор параметров системы привода ($k_{гU}$, k_{yU} , k'_T) и задающего напряжения позволяет обеспе-

чить регулирование скорости в заданном диапазоне при необходимой жесткости механических характеристик.

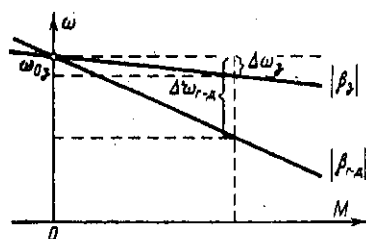


Рис. 5-11. К принципу управления э. д. с. генератора в функции скорости.

При использовании положительной обратной связи по току якоря можно получить характеристики 2 и 3, приведенные на рис. 5-9, 6. Однако практически характеристики вида 3 с положительной жесткостью не используются по условиям обеспечения устойчивой работы электропривода.

Увеличения модуля жесткости механических характеристик можно также добиться путем управления э. д. с. генератора в функции скорости двигателя. Для любого значения момента на валу перепад скорости (рис. 5-11) составляет $\Delta\omega_з = M/|\beta_з|$ и $\Delta\omega_{г-д} = M/|\beta_{г-д}|$. Следовательно, $\Delta\omega_з = \Delta\omega_{г-д} |\beta_{г-д}|/|\beta_з|$.

По определению

$$\Delta\omega_{Г-Д} = \frac{E_{Г}}{k\Phi_{H}} - \omega.$$

Отсюда

$$\Delta\omega_{з} = \frac{|\beta_{Г-Д}|}{|\beta_{з}|} \left(\frac{E_{Г}}{k\Phi_{H}} - \omega \right).$$

С другой стороны,

$$\omega = \omega_{0з} - \Delta\omega_{з} = \frac{E_{Г0з}}{k\Phi_{H}} - \frac{|\beta_{Г-Д}|}{|\beta_{з}|} \left(\frac{E_{Г}}{k\Phi_{H}} - \omega \right).$$

Отсюда

$$E_{Г} = \frac{|\beta_{з}|}{|\beta_{Г-Д}|} E_{Г0з} - \left(\frac{|\beta_{з}|}{|\beta_{Г-Д}|} - 1 \right) k\Phi_{H}\omega$$

или

$$E_{Г} = E'_{Г0} - k_c\omega. \quad (5-25)$$

Очевидно, что для получения механической характеристики с жесткостью $|\beta_{з}| > |\beta_{Г-Д}|$ э. д. с. генератора

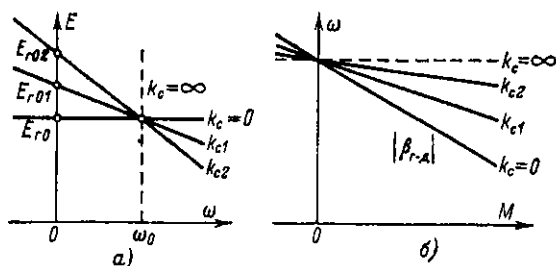


Рис. 5-12. Изменение э. д. с. генератора от скорости двигателя (а) и механические характеристики системы Г — Д (б) с отрицательной обратной связью по скорости, $k_{c1} < k_{c2}$.

должна изменяться по линейному закону (рис. 5-12, а). Подстановка полученного значения $E_{Г}(\omega)$ в (5-8) дает:

$$\omega = \frac{E'_{Г0} - k_c\omega}{k\Phi_{H}} - \frac{R_{\Sigma}}{(k\Phi_{H})^2} M.$$

Отсюда

$$\omega = \frac{E'_{Г0}}{k\Phi_{H} + k_c} - \frac{k\Phi_{H}}{|\beta_{Г-Д}|(k\Phi_{H} + k_c)} M. \quad (5-26)$$

Жесткость механических характеристик при управлении э. д. с. генератора в функции скорости

$$|\beta_{Г-Д(с)}| = |\beta_{Г-Д}| (1 + k_c/k\Phi_{H})$$

растет с увеличением k_c . Однако она не может расти безгранично, так как при $k_c \rightarrow \infty$ зависимость $E_r(\omega)$ отображается вертикальной прямой (рис. 5-12, а), а это значит, что незначительному изменению ω должно соответствовать бесконечно большое изменение E_r — см. (5-25). Необходимо также иметь в виду, что с ростом k_c увеличивается и значение E'_{r0} , так как из (5-25) следует:

$$E'_{r0} = \frac{|\beta_2|}{|\beta_{г-д}|} E_{r0} = (k\Phi_H + k_c) \omega_0.$$

Механические характеристики при управлении э. д. с. генераторов в функции скорости даны на рис. 5-12, б.

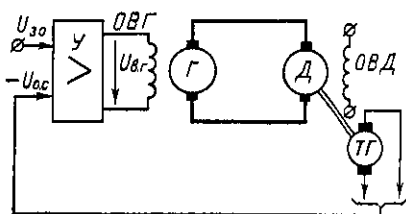


Рис. 5-13. Принципиальная схема системы Г — Д с отрицательной обратной связью по скорости.

Указанный принцип управления реализуется в системе Г — Д, содержащей отрицательную обратную связь по скорости и показанной на рис. 5-13. В этом случае на вход усиленного устройства в соответствии с (5-25) подаются с противоположной полярностью задающее напряжение $U_{з0}$ и

напряжение $U_{0,с}$, пропорциональное скорости. Напряжение $U_{0,с}$ снимается с зажимов якоря тахогенератора, представляющего собой электрическую машину постоянного тока с неизменным потоком. Вал тахогенератора жестко связан с валом двигателя. При этих условиях $U_{0,с} = k'_c \omega$. Таким образом, суммарное напряжение на входе усилителя

$$U_{вх} = U_{з0} - U_{0,с} = U_{з0} - k'_c \omega.$$

Тогда

$$E_r = k_y U_{гU} (U_{з0} - k'_c \omega).$$

Сопоставление полученного выражения с (5-25) позволяет найти:

$$U_{з0} = \frac{E'_{r0}}{k_y U_{гU}} = \frac{\omega_0 (k\Phi_H + k_c)}{k_y U_{гU}};$$

$$k_c = k_y U_{гU} k'_c.$$

Следует отметить, что напряжение, пропорциональное скорости, можно получить без применения специальной

электрической машины — тахогенератора, пользуясь тем, что в соответствии с формулой $E = k\Phi\omega$ при постоянном потоке возбуждения э. д. с. двигателя пропорциональна его скорости. Для этого может быть использована схема, представленная на рис. 5-14, а. Здесь напряжение обратной связи по скорости $U_{o.c}$ снимается с делителя напря-

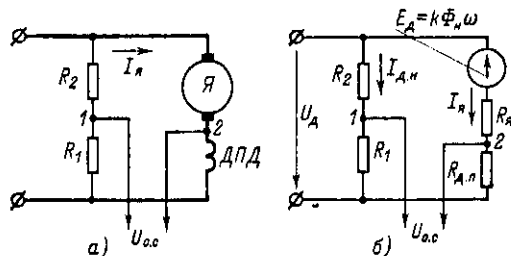


Рис. 5-14. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы тахометрического моста.

жения $R_1 - R_2$ с одного из зажимов якоря. На рис. 5-14, б показана эквивалентная схема, в соответствии с которой можно записать:

$$U_{o.c} = U_1 - U_2;$$

$$U_1 = R_1 I_{д.н} = R_1 \frac{U_d}{R_1 + R_2} = R_1 \frac{E + (R'_я + R_{д.п}) I_я}{R_1 + R_2};$$

$$U_2 = R_{д.п} I_я;$$

$$U_{o.c} = U_1 - U_2 = \frac{R_1 k\Phi_n \omega + R_1 (R'_я + R_{д.п}) I_я - R_{д.п} (R_1 + R_2) I_я}{R_1 + R_2}.$$

Для того чтобы $U_{o.c}$ не зависело от $I_я$, необходимо

$$R_1 R'_я = R_2 R_{д.п}.$$

Тогда

$$U_{o.c} = \frac{R_1 k\Phi_n}{R_1 + R_2} \omega = k'_c \omega.$$

Очевидно, что подбором сопротивлений R_1 и R_2 можно обеспечить необходимое значение k'_c . Недостатком рассматриваемой схемы является наличие гальванической связи цепи якоря и цепей управления. Кроме того, в приведенном выводе принято, что сопротивление $R'_я$ остается неизменным. Под $R'_я$ понимается сопротивление обмотки якоря и щеточного контакта. Первое из них может заметно

изменяться при нагреве двигателя, а второе — при изменении I_d , что приводит к изменению значения k_c .

Увеличение жесткости механических характеристик в системе Г — Д может быть также получено при изменении E_r в функции напряжения на двигателе. Действительно,

$$E_r = U_d + R_{яг} I_{я} = U_d + (R_{я\sigma} - R_{яд}) I_{я}.$$

Отсюда

$$I_{я} = \frac{E_r - U_d}{R_{я\sigma} - R_{яд}} = \frac{E_r - U_d}{\frac{1}{|\beta_{г-д}|} - \frac{1}{|\beta_e|}} \frac{1}{(k\Phi_H)^2}.$$

Подстановка полученного выражения $I_{я}$ в (5-23) после преобразований дает:

$$E_r = \frac{|\beta_3| (|\beta_e| - |\beta_{г-д}|)}{|\beta_{г-д}| (|\beta_e| - |\beta_3|)} E_{г0} - \frac{|\beta_e| (|\beta_3| - |\beta_{г-д}|)}{|\beta_{г-д}| (|\beta_e| - |\beta_3|)} U_d = E''_{г0} - k_H U_d. \quad (5-27)$$

Из (5-27) видно, что для увеличения модуля жесткости механических характеристик изменение э. д. с. генера-

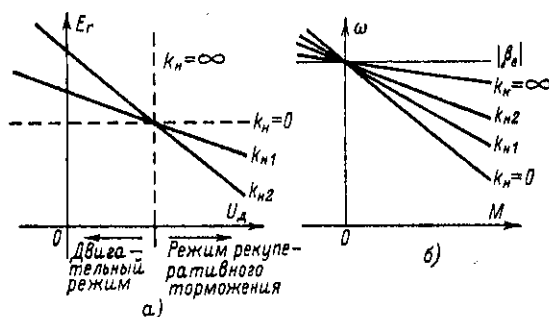


Рис. 5-15. Изменение э. д. с. генератора в зависимости от напряжения на двигателе (а) и механические характеристики системы Г — Д (б) с отрицательной обратной связью по напряжению.
 $k_{H1} < k_{H2}$.

тора в зависимости от напряжения на двигателе должно осуществляться по линейному закону, как показано на рис. 5-15, а. Из (5-27) и (5-8) с учетом $U_d = k\Phi_H \left(\omega + \frac{M}{|\beta_e|} \right)$ следует:

$$\omega = \frac{E''_{г0}}{(1 + k_H) k\Phi_H} - \frac{|\beta_e| + k_H |\beta_{г-д}|}{|\beta_e| |\beta_{г-д}| (1 + k_H)} M. \quad (5-28)$$

В соответствии с (5-28) жесткость механических характеристик в системе Г — Д при управлении E_{Γ} в функции напряжения

$$|\beta_{\Gamma-Д(н)}| = \frac{|\beta_e| |\beta_{\Gamma-Д}| (1 + k_n)}{|\beta_e| + k_n |\beta_{\Gamma-Д}|}$$

увеличивается с ростом k_n . Однако ее значение ограничено, так как при $k_n \rightarrow \infty$ $|\beta_{\Gamma-Д}| \rightarrow |\beta_e|$, т. е. в рассматриваемом случае, модуль жесткости механических характеристик всегда ниже модуля жесткости естественной характеристики. Значение $|\beta_{\Gamma-Д}| = |\beta_e|$ не достижимо в связи с тем, что при $k_n \rightarrow \infty$ зависимость $E_{\Gamma}(U_{\Gamma})$ отображается вертикальной прямой и, кроме того, безгранично возрастет значение $E''_{\Gamma 0}$.

Для реализации рассматриваемого принципа управления в соответствии с (5-27) следует использовать систему Г — Д с отрицательной обратной связью по напряжению, схема которой приведена на рис. 5-16. Сигнал обратной связи $U_{o,н}$ снимается с делителя напряжения, включенного на зажимы двигателя. При этом $U_{o,н} = k'_n U_{\Gamma}$, где k'_n — постоянный коэффициент, определяемый параметрами цепи обратной связи.

Напряжение на входе усилителя равно:

$$U_{вх} = U_{з0} - U_{o,н} = U_{з0} - k_n U_{\Gamma},$$

следовательно,

$$E_{\Gamma} = k_{yU} k_{\Gamma U} (U_{з0} - k_n U_{\Gamma}).$$

Тогда в соответствии с (5-27) после ряда преобразований можно найти:

$$U_{з0} = \frac{E''_{\Gamma 0}}{k_{yU} k_{\Gamma U}} = \frac{(1 + k_n) k \Phi_n}{k_{yU} k_{\Gamma U}} \omega_0;$$

$$k_n = k_{yU} k_{\Gamma U} k'_n.$$

Для электроприводов ряда производственных механизмов с целью ограничения величины момента или тока

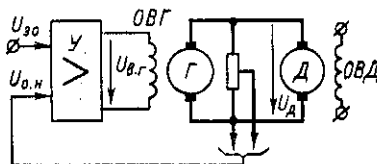


Рис. 5-16. Принципиальная схема системы Г — Д с отрицательной обратной связью по напряжению.

двигателя возникает задача получения мягких механических характеристик. Как правило, снижение жесткости механических характеристик необходимо лишь при определенном моменте на валу двигателя (соответственно токе якоря), превышающем заданную величину. При этом механическая характеристика должна иметь вид, показанный на рис. 5-17. Эта характеристика имеет излом в точке b , которую называют точкой «отсечки». Соответствующие этой точке $M_{отс}$, $I_{я.отс}$ и $\omega_{отс}$ называются соответственно моментом отсечки, током отсечки и скоростью отсечки. В рассматриваемой характеристике можно выделить два основных участка: $|M| < |M_{отс}|$ — участок ab с относительно высокой жесткостью, при которой обеспе-

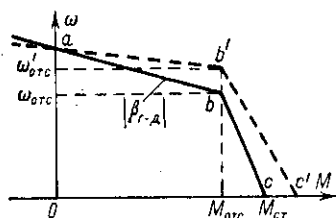


Рис. 5-17. Экскаваторные механические характеристики.

подобного рода механических характеристик возникает, в частности, при разработке основных электроприводов экскаваторов, в связи с чем характеристики такого типа получили название экскаваторных.

Из рассмотренного принципа формирования механической характеристики следует, что при $M > M_{отс}$ необходимо с ростом момента снижать э. д. с. генератора. Тогда по аналогии с (5-23) закон изменения E_r может быть записан в следующем виде:

$$E_r = \begin{cases} E_{r0} & \text{при } M \leq M_{отс} \\ E_{r0} - k\Phi_n \left(\frac{1}{|\beta_{э.отс}|} - \frac{1}{|\beta_{г-д}|} \right) (M - M_{отс}) & \text{при } M \geq M_{отс} \end{cases} \quad (5-29a)$$

или

$$E_r = \begin{cases} E_{r0} & \text{при } I_a \leq I_{я.отс} \\ E_{r0} - k_{отс} (I_a - I_{я.отс}) & \text{при } I_a \geq I_{я.отс} \end{cases} \quad (5-29б)$$

где

$$E_{r0} = k\Phi_n \omega_0;$$

$\beta_{з.отс}$ — заданное значение жесткости механической характеристики на участке bc ;

$$k_{отс} = (k\Phi_n)^2 \left(\frac{1}{|\beta_{з.отс}|} - \frac{1}{|\beta_{г-д}|} \right).$$

Зависимость $E_r(I_a)$ показана на рис. 5-18.

Подстановка (5-29а) и (5-29б) в (5-8) позволяет найти уравнения механических характеристик

$$\omega = \begin{cases} \omega_0 - \frac{M}{|\beta_{г-д}|} & \text{при } M \leq M_{отс} \\ \omega_{отс} - \left[\frac{k_{отс}}{(k\Phi_n)^2} + \frac{1}{|\beta_{г-д}|} \right] (M - M_{отс}) & \text{при } M \geq M_{отс}. \end{cases} \quad (5-30)$$

Анализ полученных выражений показывает, что с увеличением $k_{отс}$ уменьшается модуль жесткости второго участка механической характеристики, а также момент и ток стопорения в соответствии с формулами:

$$\begin{aligned} |\beta_{г-д(отс)}| &= \frac{|\beta_{г-д}| (k\Phi_n)^2}{|\beta_{г-д}| k_{отс} + (k\Phi_n)^2}; \\ M_{ст} &= M_{отс} + \frac{|\beta_{г-д}| (k\Phi_n)^2}{|\beta_{г-д}| k_{отс} + (k\Phi_n)^2} \omega_{отс} = \\ &= M_{отс} + |\beta_{г-д(отс)}| \omega_{отс}. \end{aligned}$$

Для реализации рассматриваемого принципа управления напряжение, пропорциональное току якоря, должно подаваться на вход усилительного устройства только при $I_a > I_{отс}$, т. е. система электропривода в отличие от предыдущих случаев должна иметь задержанную отрицательную обратную связь по току якоря, называемую также отсечкой по току якоря. На рис. 5-19 представлена соответствующая схема электропривода. Напряжение $U_{о.т.}$, пропорциональное току якоря, снимается с $R_{ш}$. В цепи обратной связи имеется разделительный диод $D_{отс}$ и источник напряжения срабатывания. При указанных на схеме полярности $U_{ср}$ и направлении тока якоря I_a сигнал $U_{отс}$ может поступать на вход усилителя только при

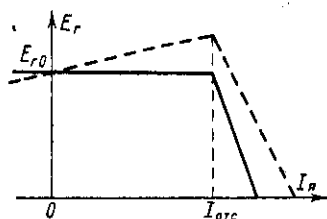


Рис. 5-18. Зависимость э. д. с. генератора от тока двигателя для электропривода с экскаваторной механической характеристикой.

условии $U_{0.т} > U_{ср}$ или $R_{ш}I_{я} > U_{ср}$. При обратном соотношении, когда $U_{0.т} < U_{ср}$, все напряжение оказывается приложенным к диоду в направлении, когда он не проводит ток, и $U_{отс} = 0$. Отсюда

$$I_{отс} = U_{ср}/R_{ш}.$$

В ряде случаев с целью увеличения жесткости первого участка механической характеристики, приведенной на рис. 5-17, может использоваться один из рассмотренных выше способов. При этом применяемая для увеличения жесткости обратная связь в отличие от токовой отсечки

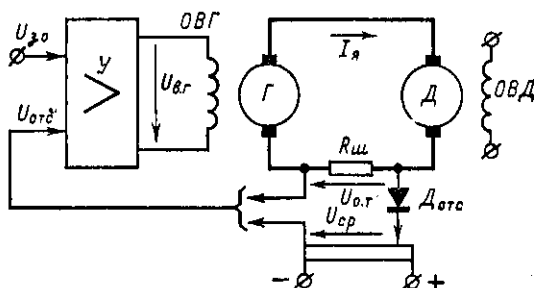


Рис. 5-19. Принципиальная схема системы Г — Д с задержанной отрицательной обратной связью по току якоря — отсечкой по току.

действует непрерывно. Например, при использовании с указанной целью положительной обратной связи по току в соответствии с (5-23) и (5-296) можно записать:

$$E_{\Gamma} = \begin{cases} E_{\Gamma 0} + k_{\Gamma} I_{я} & \text{при } I_{я} \leq I_{отс} \\ E_{\Gamma 0} + k_{\Gamma} I_{я} - k_{отс} (I_{я} - I_{отс}) & \text{при } I_{я} \geq I_{отс}. \end{cases}$$

При этом для снижения жесткости характеристики на втором участке должно соблюдаться соотношение $k_{отс} > k_{\Gamma}$. Соответствующая зависимость $E_{\Gamma} (I_{я})$ показана пунктиром на рис. 5-18.

Уравнения механической характеристики в этом случае имеют вид:

$$\omega = \begin{cases} \omega_0 - \left(\frac{1}{|\beta_{\Gamma-Д}|} - \frac{k_{\Gamma}}{k^2 \Phi_{\Gamma}^2} \right) M & \text{при } M \leq M_{отс} \\ \omega_{отс} - \left(\frac{k_{отс} - k_{\Gamma}}{k^2 \Phi_{\Gamma}^2} - \frac{1}{|\beta_{\Gamma-Д}|} \right) (M - M_{отс}) & \text{при } M \geq M_{отс}. \end{cases}$$

Соответствующая механическая характеристика показана пунктиром на рис. 5-17.

Эксплуатационная механическая характеристика может быть получена также с помощью системы электропривода, в которой отсутствует явно выраженная отсечка. Так, на рис. 5-20 показана схема системы электропривода с генератором, на главных полюсах которого размещаются три обмотки возбуждения. В отличие от рассматривавшихся ранее систем электропривода с однообмоточным генератором Г—Д данную систему с трехобмоточным генератором сокращенно принято называть системой ТГ—Д. Первая обмотка возбуждения генератора $ОВГ_1$ получает питание от независимого источника питания с напряжением $U_{нез}$ и поэтому называется независимой

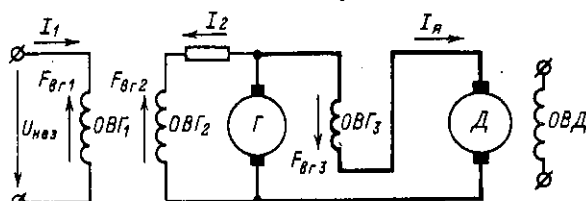


Рис. 5-20. Принципиальная схема системы Г—Д с трехобмоточным генератором (системы ТГ—Д).

обмоткой возбуждения. Обмотка $ОВГ_2$ включена на зажимы якоря генератора; н. с., создаваемая этой обмоткой, совпадает по направлению с н. с. независимой обмотки. В связи с этим $ОВГ_2$ называется обмоткой самовозбуждения или положительной обратной связи по напряжению генератора. Сопротивление цепи этой обмотки всегда выбирается таким образом, чтобы оно было равно или больше критического. Третья обмотка $ОВГ_3$ включена в цепь якорей генератора и двигателя. Создаваемая ею н. с. направлена навстречу н. с. первых двух обмоток, т. е. с помощью $ОВГ_3$ осуществляется отрицательная обратная связь по току якоря.

Суммарная н. с., создаваемая всеми тремя обмотками возбуждения, определяется следующим образом:

$$F_{в.г} = F_1 + F_2 - F_3.$$

Учитывая, что

$$\begin{aligned} F_1 &= I_1 w_1 = \frac{w_1}{R_1} U_{нез}; \\ F_2 &= I_2 w_2 = \frac{U_{г}}{R_2} w_2 = \frac{E_{г} - R_{я.г} I_{я}}{R_2} w_2; \\ F_3 &= I_{я} w_3, \end{aligned}$$

можно записать:

$$F_{в.г} = \frac{w_1}{R_1} U_{нез} + \frac{w_2}{R_2} E_{г} - \left(w_3 + \frac{R_{л.г}}{R_2} w_2 \right) I_{я},$$

где w_1, w_2, w_3 — числа витков соответствующих обмоток возбуждения;

R_1 и R_2 — сопротивления цепей соответственно $ОВГ_1$ и $ОВГ_2$.

Отсюда

$$E_{г} = -q_1 U_{нез} + q_2 F_{в.г} + q_3 I_{я}, \quad (5-31)$$

где

$$q_1 = w_1 R_2 / w_2 R_1; \quad q_2 = R_2 / w_2; \quad q_3 = w_3 R_2 / w_2 + R_{я.г}.$$

Из полученного выражения следует, что при $I_{я} = \text{const}$ зависимость $E_{г}(F_{в.г})$ является линейной. С дру-

гой стороны, зависимость $E_{г}(F_{в.г})$ представляет собой кривую намагничивания генератора. Очевидно, что установившемуся режиму работы генератора должна соответствовать точка пересечения кривой намагничивания с зависимостью $E_{г}(F_{в.г})$ по (5-31), как показано на рис. 5-21. Обычно параметры цепей $ОВГ_1$ и $ОВГ_2$ и задающее напряжение выбираются таким образом, чтобы при холостом ходе ($I_{я} = 0$) рабочая точка на кривой намагничивания генератора находилась на ветви ab , соответствующей насыщению магнитной цепи. При этом изменение тока в относительно широких пределах от 0 до $I_{я2}$, соответ-

Рис. 5-21. К принципу формирования характеристик в системе ТГ — Д.

ствующее перемещению рабочей точки по ветви ab кривой намагничивания, приводит к незначительному снижению э. д. с. генератора. При перемещении же рабочей точки по ветви Oa кривой намагничивания незначительное изменение тока якоря $I_{я}$ вызывает резкое снижение $E_{г}$. При $I_{я} = q_1 U_{нез} / q_3$, как следует из (5-31), $E_{г} = 0$. Зависимость $E_{г}(I_{я})$ показана на рис. 5-22. Там же приведена

и механическая характеристика двигателя, построенная по выражению

$$\omega = \frac{E_d}{k\Phi_H} = \frac{E_r}{k\Phi_H} - \frac{R_{H, r} + R_3 + R_{\text{я.д}}}{(k\Phi_H)^2} M.$$

В механической характеристике системы ТГ—Д, как и в характеристике системы Г—Д с отсечкой по току, можно выделить два участка: $a'b'$ и $b'c'$, жесткость которых резко отличается по величине. При относительно небольших токах и соответственно моментах модуль жесткости характеристики значительно больше, чем при токах $I_{\text{я}}$, близких к $q_1 U_3 / q_3$. Однако между двумя указанными участками нет резкого перехода, что объясняется гладкой формой кривой намагничивания генератора, не имеющей резких изгибов.

Из приведенного следует, что задержанная обратная связь по току якоря в данном случае обусловлена малым наклоном участка насыщения кривой намагничивания. Такой же эффект может быть получен, если обмотка возбуждения генератора получает питание от усилителя, характеристика которого имеет такой же вид, что и кривая намагничивания, т. е. содержит участок насыщения.

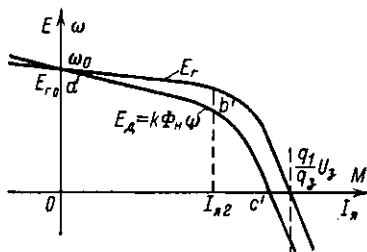


Рис. 5-22. Зависимость э. д. с. генератора от тока якоря и механическая характеристика системы ТГ—Д.

5-3. РЕГУЛИРОВАНИЕ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ (УВП—Д)

Электрическая энергия генерируется и распределяется главным образом в виде переменного тока промышленной частоты. Для питания электродвигателей постоянного тока от сетей переменного тока необходимы преобразовательные устройства. В современной технике широкое применение получили управляемые вентильные преобразователи, с помощью которых осуществляется преобразование энергии переменного тока в энергию постоянного тока и обратное преобразование.

Независимо от типа управляемых вентилей — тириستоров, ртутных выпрямителей (экситронов или игни-

тронов), тиристоров — принцип действия преобразователя заключается в том, что вентили выполняют роль электрических ключей, пропускающих ток при малом падении напряжения в проводящую часть периода и запирающих цепи в непроводящую часть периода. Регулирование напряжения осуществляется путем изменения длительности работы вентиля в проводящую часть периода. На практике в вентильных преобразователях используются вентильные приборы с ограниченным управлением, т. е. такие, в которых можно задержать начало пропускания тока в проводящую часть периода, но нельзя прекратить пропускание тока до его естественного перехода через нуль. В связи с этим регулирование напряжения вентильного преобразователя осуществляется путем задержки момента открывания вентилей в проводящую часть периода. Сокращение длительности открытого состояния вентилей в проводящую часть периода характеризуется углом запаздывания открывания α , отсчитываемым от точки естественного открывания, как показано на рис. 5-23, *в* и 5-24, *в*.

При указанных условиях графики изменения во времени напряжения и тока преобразователя имеют вид сложных кривых, содержащих постоянные и переменные составляющие. С целью уменьшения переменной составляющей тока, оказывающей неблагоприятное влияние на процесс нагрева и коммутации электрической машины, в цепь якоря, являющуюся цепью нагрузки преобразователя, как правило, включается сглаживающий реактор (R — см. рис. 5-23, *а* и 5-24, *а*), обладающий определенной индуктивностью. Для анализа работы двигателя постоянного тока, получающего питание от вентильного преобразователя, необходимо найти постоянные составляющие напряжения и тока преобразователя, определяемые как средние значения соответственно напряжения и тока за период изменения напряжения питающей сети переменного тока. Указанные постоянные составляющие напряжения и тока часто называются соответственно выпрямленным напряжением и выпрямленным током.

Средние значения напряжения и тока вентильного преобразователя определяются его параметрами и схемой соединения. На практике используется большое число различных схем вентильных преобразователей. Однако по принципам действия и построения все разнообразные схемы могут быть разделены на два класса: схемы с нуле-

вым выводом (рис. 5-23, а), в которых используется лишь одна полуволна системы переменного тока, и мостовые схемы (рис. 5-24, а), в которых используются обе полуволны системы переменного тока. На рис. 5-23, б—д и

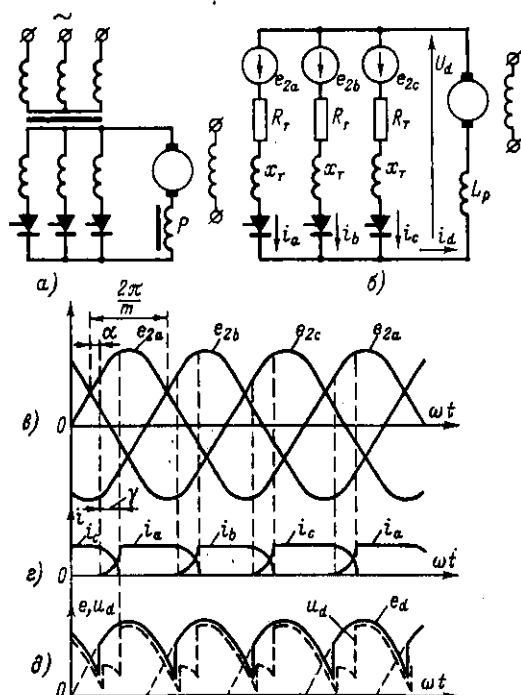


Рис. 5-23. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы трехфазного вентильного преобразователя с нулевым выводом и диаграммы изменения фазных э. д. с. (в), токов в вентилях (г), э. д. с. и напряжения (д) преобразователя.

5-24, б—д представлены эквивалентные схемы вентильных преобразователей обоих классов и диаграммы изменения э. д. с., токов и напряжений. На рисунках приняты следующие обозначения:

e_{2a}, e_{2b}, e_{2c} — мгновенные значения э. д. с., наводимых во вторичных обмотках каждой фазы трансформатора;

i_j — мгновенное значение тока в j -м вентиле;

u_d и i_d — мгновенные значения напряжения и тока на выходе преобразователя;

R_T — активное сопротивление фазы трансформатора;

x_T — индуктивное сопротивление фазы трансформатора, обусловленное полями рассеяния.

В свою очередь

$$R_T = R_2 + R_1 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2;$$

$$x_T = x_2 + x_1 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2,$$

где R_1 , R_2 — активные сопротивления соответственно первичной и вторичной обмоток фазы трансформатора;

x_1 , x_2 — индуктивные сопротивления рассеяния тех же обмоток;

w_1 , w_2 — числа витков тех же обмоток.

В эквивалентных схемах на рис. 5-23, б и 5-24, б каждая фаза трансформатора представлена в виде источника э. д. с. и сопротивлений R_T и x_T , что позволяет и весь вентильный преобразователь представить как источник э. д. с. e_d (см. диаграммы на рис. 5-23, в и 5-24, в) с эквивалентным сопротивлением. Среднее значение выпрямленной э. д. с. E_d в режиме непрерывных токов определяется следующим образом:

$$E_d = E_{dM} \cos \alpha, \quad (5-32)$$

где E_{dM} — максимальная величина выпрямленной э. д. с., соответствующая отсутствию запаздывания открывания клапанов, равная

$$E_{dM} = \frac{E_{2ф.м}}{\pi/m} \sin \frac{\pi}{m} = \frac{\sqrt{2} E_{2ф}}{\pi/m} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (5-33)$$

где m — число фаз преобразователя;

$E_{2ф.м}$, $E_{2ф}$ — амплитудное и действующее значение фазной э. д. с. вторичной обмотки трансформатора.

Характерной особенностью однополупериодных схем является то, что, за исключением периода коммутации клапанов γ , т. е. периода, когда прекращается работа одного клапана и вступает в работу очередной клапан, ток нагрузки i_d равен току одного работающего клапана.

Следовательно, ток в цепи нагрузки определяется э. д. с. работающей фазы трансформатора, а падение напряжения в преобразователе — падением напряжения в этой фазе.

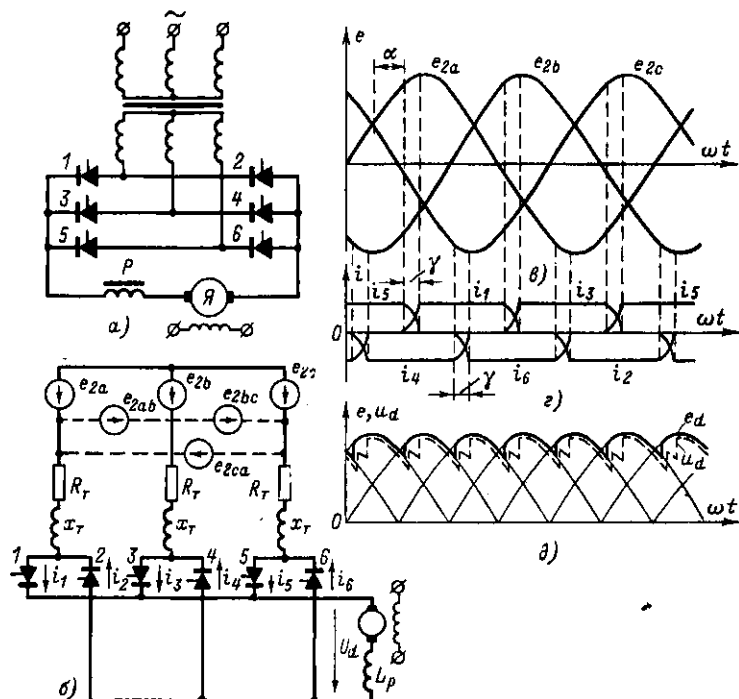


Рис. 5-24. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы трехфазного вентильного преобразователя, выполненного по мостовой схеме, и диаграммы наложения фазных э. д. с. (в), токов в вентиле (г), э. д. с. и напряжения (д) преобразователя.

При этих условиях для трехфазной однополупериодной схемы ($m = 3$)

$$E_{dMI} = \frac{\sqrt{2} \sin \pi/3}{\pi/3} E_{2\Phi} = 1,17 E_{2\Phi}.$$

Падение напряжения в преобразователе определяется падением напряжения на самом вентиле в проводящий период (ΔU_B), падением напряжения на активном сопротивлении (ΔU_R), а также падением напряжения, обусловленным процессом коммутации вентилей (ΔU_x). Падение

напряжения на вентиле в проводящий период практически не зависит от тока и равно: для ртутных вентилях $\Delta U_{\text{в}} = 15 \div 20$ В, для полупроводниковых (тиристоров) $\Delta U_{\text{в}} = 0,5 \div 1$ В. Падение напряжения на активном сопротивлении пропорционально току и равно:

$$\Delta U_{RI} = R_T \left(1 - \frac{\gamma m}{4\pi} \right) I_d,$$

где I_d — среднее значение тока нагрузки преобразователя. Угол коммутации γ при заданном значении α в свою очередь определяется выпрямленным током I_d

$$\gamma = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{m x_T I_d}{\pi E_{dM}} \right) - \alpha. \quad (5-34)$$

На практике, как правило, $\gamma \ll 4\pi/m$, в связи с чем

$$\Delta U_{RI} = R_T I_d.$$

Снижение напряжения на выходе преобразователя, обусловленное процессом коммутации вентилях, определяется следующим образом:

$$\Delta U_{xI} = \frac{x_T}{2\pi/m} I_d = 0,478 x_T I_d.$$

С учетом сказанного среднее значение напряжения однополупериодного преобразователя представляется в виде

$$U_{dI} = E_{dMI} \cos \alpha - \Delta U_{\text{в}I} - (R_T + 0,478 x_T) I_d. \quad (5-35)$$

Выражение, стоящее в скобках, может трактоваться как эквивалентное сопротивление вентильного преобразователя

$$R_{\text{э}I} = R_T + 0,478 x_T.$$

Тогда

$$U_{dI} = E_{dMI} \cos \alpha - \Delta U_{\text{в}I} - R_{\text{э}I} I_d. \quad (5-35a)$$

В мостовых схемах одновременно работают два вентиля, за исключением периода их коммутации. При этом ток нагрузки проходит последовательно через два вентиля и две фазы трансформатора под действием разности соответствующих фазных э. д. с., т. е. под действием линейных э. д. с. На рис. 5-24, б источники линейных э. д. с. показаны пунктиром. За полный период изменения переменного напряжения работают все шесть вентилях преобра-

зователя (см. рис. 5-24, з). При этих условиях для трехфазной мостовой схемы ($m = 6$):

$$E_{d\Pi} = \frac{\sqrt{2} \sin \pi/6}{\pi/6} E_{2\Pi} = 1,35 E_{2\Pi} = 2,34 E_{2\Phi};$$

$$\Delta U_{\Pi} = 2 \Delta U_{\text{в}};$$

$$\Delta U_{R\Pi} = 2 R_T I_d;$$

$$\Delta U_{x\Pi} = \frac{x_T}{2\pi/m} = 0,955 x_T,$$

где $E_{2\Pi}$ — действующее значение линейной э. д. с. вторичной обмотки трансформатора ($E_{2\Pi} = \sqrt{3} E_{2\Phi}$); $\Delta U_{\text{в}}$ — падение напряжения в проводящий период на вентиле одного плеча моста.

С учетом сказанного для двухполупериодного преобразователя можно записать:

$$U_d = E_{d\Pi} \cos \alpha - \Delta U_{\Pi} - (2R_T + 0,955 x_T) I_d. \quad (5-36)$$

Аналогично (5-35а) справедливы соотношения:

$$R_{a\Pi} = 2R_T + 0,955 x_T = 2(R_T + 0,478 x_T) = 2R_{\text{эП}}$$

и

$$U_{d\Pi} = E_{d\Pi} \cos \alpha - \Delta U_{\Pi} - R_{a\Pi} I_d. \quad (5-36a)$$

Сопоставление (5-35а) и (5-36а) показывает их полную идентичность. Это позволяет сделать вывод о том, что любой вентильный преобразователь, работающий в режиме непрерывных токов, при расчете цепей выпрямленного тока может быть представлен эквивалентной схемой, приведенной на рис. 5-25 и содержащей основной источник э. д. с. $E_d = E_{d\Pi} \cos \alpha$, эквивалентное активное сопротивление $R_{\text{э, пр}}$, источник э. д. с. $\Delta U_{\text{в}} = \text{const}$ и идеальный вентиль ИВ, сопротивление которого в проводящем направлении равно нулю, а в обратном направлении — бесконечно велико. Включение в эквивалентную схему ИВ отображает одностороннюю проводимость электрической

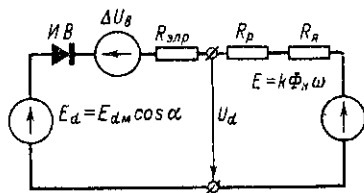


Рис. 5-25. Эквивалентная схема цепи выпрямленного тока вентильного преобразователя.

цепи, содержащей вентильный преобразователь. На рис. 5-25 показана также и цепь нагрузки вентильного преобразователя для случая, когда от него получает питание якорь двигателя постоянного тока. В соответствии со вторым законом Кирхгофа для приведенной эквивалентной схемы может быть записано уравнение

$$E_d - \Delta U_B - E = (R_{\Sigma, \text{пр}} + R_p + R_n) I_n.$$

Отсюда уравнение скоростной характеристики электропривода имеет вид:

$$\omega = \frac{E_{dM} \cos \alpha - \Delta U_B - R_n \Sigma I_n}{k \Phi_{11}}, \quad (5-37)$$

а механической

$$\omega = \frac{E_{dM} \cos \alpha - \Delta U_B}{k \Phi_{11}} - \frac{R_n \Sigma}{(k \Phi_{11})^2} M, \quad (5-38)$$

где $R_{\Sigma} = R_{\Sigma, \text{пр}} + R_p + R_n$;

R_p — сопротивление обмотки сглаживающего реактора.

Значения E_{dM} , $R_{\Sigma, \text{пр}}$, ΔU_B определяются схемой преобразователя по приведенным выше выражениям.

Из полученных уравнений следует, что при работе преобразователя в режиме непрерывных токов скоростные и механические характеристики электропривода в системе УВП—Д представляют собой прямые линии, наклон которых определяется величиной R_{Σ} . Следует отметить, что модуль жесткости механических характеристик электропривода с вентильным преобразователем, как правило, меньше модуля жесткости механических характеристик в системе Г—Д при одной и той же мощности двигателя. Это объясняется прежде всего относительно большой величиной составляющей сопротивления преобразователя, обусловленной снижением напряжения в процессе коммутации вентилей $R_{\Sigma, \text{комм}} = x_T m / 2\pi$, так как обычно с целью ограничения токов короткого замыкания выбирается трансформатор с повышенным напряжением короткого замыкания $\Delta u_K \approx 8 \div 10\%$. При этом $x_T \approx U_{1H} u_K \% / k_{\Gamma}^2 I_{1H} 100 = E_{2\Phi} \times u_K \% / I_{2H} 100 = (0,08 \div 0,010) E_{2\Phi} / I_{2H}$. В тех случаях, когда преобразователь получает питание от сети переменного тока без трансформатора, как, например, для двигателей с номинальным напряжением 440 В при питании от сети $U_{\text{л}} = 380$ В и мостовом трехфазном выпрямителе, в цепь переменного тока последовательно

с преобразователем включается токоограничивающий реактор, сопротивления x_p и R_p которого близки по величине к сопротивлениям трансформатора.

Регулирование скорости в рассматриваемой системе электропривода осуществляется путем изменения угла запаздывания открывания вентилей α , т. е. изменения э. д. с. преобразователя E_d . При изменении α в пределах от 0 до $\pi/2$ значение E_d изменяется от $E_{dм}$ до 0. Очевидно, что механические и скоростные характеристики электропривода в этом случае будут представлять собой семейства параллельных друг другу прямых, показанных на рис. 5-26. Указанные прямые отсекают на оси ординат отрезки, соответствующие скорости идеального холостого хода

$$\omega_0' = \frac{E_{dм} \cos \alpha - \Delta U_H}{k\Phi_H}. \quad (5-39)$$

Однако в действительности скорость идеального холостого хода электропривода при заданном значении угла регулирования α отличается от значения, получаемого в соответствии с (5-39). Это объясняется тем, что эквивалентная схема преобразователя, показанная на рис. 5-25, и уравнения скоростной (5-37) и механической (5-38) характеристик двигателя соответствуют работе преобразователя в режиме непрерывных токов. При снижении же тока нагрузки до малых значений, когда $I_H \rightarrow 0$, наступает режим прерывистых токов, при котором угловая длительность прохождения тока в вентиле λ оказывается меньше, чем $2\pi/m$, как показано на рис. 5-27, а. В этом случае кривая тока нагрузки содержит интервалы нулевого тока. Для такого режима полученные ранее соотношения оказываются недействительными.

Переходу от режима непрерывного тока к режиму прерывистого тока соответствует режим начально-непрерывного тока, являющийся граничным между двумя указанными. В этом режиме отсутствует перекрытие вентилей в процессе коммутации, но нет интервалов нулевого тока,

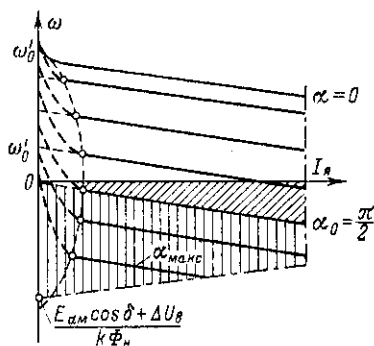


Рис. 5-26. Скоростные характеристики электропривода УВП — Д.

как показано на рис. 5-27, б. Величина граничного тока зависит от угла регулирования и параметров схемы. Она выражается формулой

$$I_{\text{гпр}} = \frac{E_{\text{дн}} \sin \alpha}{x_T + 2\pi f_c L_d} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right), \quad (5-40)$$

где f_c — частота напряжения сети переменного тока, Гц;

$L_d = L_p + L_n$ — индуктивность цепи нагрузки преобразователя, определяемая индуктивностями сглаживающего реактора L_p и якорной цепи двигателя L_n , Г.

Очевидно, что выражения (5-32) — (5-39) справедливы при $I_n = I_{\text{гпр}}$.

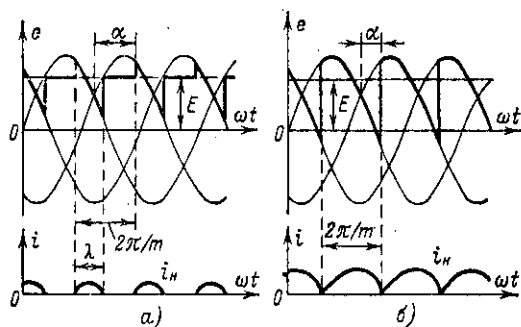


Рис. 5-27. Диаграммы э. д. с. и токов вентильного преобразователя, работающего в режиме прерывистого (а) и начально-непрерывного (б) тока.

Из (5-37) и (5-40) следует, что граничные точки скоростных характеристик лежат на дуге эллипса, смещенного по оси ординат на величину $\Delta U_b/k\Phi_n$. На рис. 5-26 пунктирной линией обозначено геометрическое место точек указанных граничных режимов.

Механические и скоростные характеристики электропривода при работе преобразователя в режиме прерывистых токов не могут быть выражены аналитически. В этом случае обычно задаются угловой длительностью

прохождения тока $\lambda < 2\pi/m$ и соответственно находят:

$$\left. \begin{aligned} k\Phi_H \omega &= E = \frac{E_{2\Phi, M}}{\lambda} \left[\sin \left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \right. \\ &\quad \left. - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) \right] - \Delta U_B - (R_r + R_p + R_H) I_H; \\ I_d = I_H &= \frac{E_{dM}}{x_r + 2\pi f_c L_d} \frac{\sin \lambda/2}{\sin \pi/m} \left(1 - \frac{\lambda}{2} \operatorname{tg} \frac{\lambda}{2} \right) \times \\ &\quad \times \sin \left(\frac{\lambda}{2} + \alpha - \pi/m \right). \end{aligned} \right\} \quad (5-41)$$

Из последнего выражения следует, что $I_d = I_{d\text{гр}}$, при $\lambda = 2\pi/m$, $I_d \rightarrow 0$ при $\lambda \rightarrow 0$. При $\lambda = 0$ значения э. д. с. двигателя, а следовательно, и его скорости, наибольшие для заданного угла регулирования преобразователя α . Из (5-41) при $\lambda = 0$ следует

$$E_M = E_{2\Phi, M} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \Delta U_B. \quad (5-42)$$

В этом случае изменение α в пределах от 0 до π/m не приводит к изменению E_M , которое определяется лишь амплитудой фазной э. д. с. источника, питающего преобразователь, т. е.

$$E_M(\alpha = \pi/m) = E_{2\Phi, M} - \Delta U_B. \quad (5-42a)$$

Отсюда

$$\omega_0 = \begin{cases} \frac{E_{2\Phi, M} - \Delta U_B}{k\Phi_H}, & 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{m}; \\ \frac{E_{2\Phi, M} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{m} \right) - \Delta U_B}{k\Phi_H}, & \alpha > \frac{\pi}{m}. \end{cases} \quad (5-43)$$

Зависимость $\omega_0(\alpha)$ показана на рис. 5-28. Там же показана зависимость $\omega'_0(\alpha)$, построенная в соответствии с (5-39).

При работе вентиляльного преобразователя в режиме непрерывного тока изменение угла запаздывания открывания клапанов, как уже указывалось выше, приводит в соответствии с (5-39) к изменению расчетной скорости холостого хода ω'_0 в широких пределах. В частности, $\omega'_0 = 0$ при $\alpha = \alpha_0 = \arccos \frac{\Delta U_B}{E_{dM}} \approx \frac{\pi}{2}$, т. е. в этом случае имеет место режим динамического торможения двигателя. При $\alpha > \pi/2$, как следует из (5-39), $\omega'_0 < 0$,

т. е. система электропривода работает в режиме рекуперативного торможения, когда генерируемая электрической машиной энергия постоянного тока преобразуется вентильным преобразователем в энергию переменного

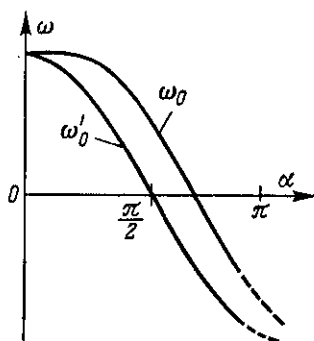


Рис. 5-28. Зависимость скорости идеального холостого хода двигателя в системе УВП — Д.

тока и передается в питающую сеть. Вентильный преобразователь при этом работает в режиме инвертирования, характерной чертой которого является то обстоятельство, что ток в обмотках трансформатора (точнее, в цепи источника переменного напряжения) в течение большей части периода проводимости вентилей направлен навстречу э. д. с. этих обмоток и протекает под действием э. д. с., действующей в цепи выпрямленного тока, в данном случае э. д. с. электрической машины E , как показано на рис. 5-29.

Последнее обуславливает верхний предел изменения угла запаздывания открывания вентиля. Действительно, если к моменту времени, характеризуемому углом θ_1 (рис. 5-29), отстоящим от точки естественного открывания вентиля на $\pi + 2\pi/m$, ток в очередном работающем вентиле не спадет до нуля и вентиль не будет надежно закрыт, то в последующий момент времени ($\omega t > \theta_1$) напряжение на этом вентиле будет определяться арифметической суммой э. д. с. электрической машины E и э. д. с. соответствующей фазы источника переменного тока. При этом происходит так называемое «опрокидывание инвертора», когда значения токов в цепях вентилей в несколько раз превышают значения токов в рабочем режиме, так как в последнем случае напряжение на вен-

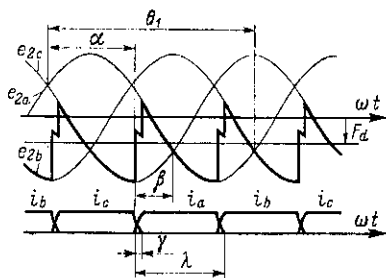


Рис. 5-29. Диаграммы э. д. с. и токов вентильного преобразователя, работающего в режиме инвертирования.

тле определяется арифметической разностью указанных э. д. с. Большие броски токов могут привести к выходу из строя вентильного преобразователя и в первую очередь самих вентилях, в связи с чем опрокидывание инвертора является аварийным режимом.

С целью исключения возможности возникновения такого режима необходимо прежде всего ограничить угол запаздывания открывания вентилях. Для того чтобы при длительности протекания тока $\lambda = 2\pi/m + \gamma$ его значение упало до нуля при $\omega t < \theta_1$, необходимо

$$\alpha_{\max} < \theta_1 - \lambda = \pi - \gamma.$$

Приведенное соотношение не является достаточным для обеспечения надежного инвертирования, так как после прекращения тока в вентиле необходимо время для восстановления его запирающих свойств, характеризующееся углом δ . Поэтому

$$\alpha_{\max} \leq \pi - (\gamma + \delta). \quad (5-44)$$

При частоте сети 50 Гц угол восстановления запирающих свойств ионных вентилях составляет примерно 12° . Для тиристоров время восстановления запирающих свойств не превышает 150 мкс, соответственно $\delta \approx 3^\circ$.

Часто при анализе работы преобразователя в режиме инвертирования пользуются понятием угла опережения открывания вентилях, равного

$$\beta = \pi - \alpha.$$

Рассмотренное выше ограничение угла регулирования по отношению к углу опережения открывания может быть записано в виде

$$\beta_{\min} \geq \gamma + \delta. \quad (5-44a)$$

Ограничение угла управления вентильным преобразователем приводит, естественно, и к ограничению предельной э. д. с. электрической машины, работающей в генераторном режиме, и ее угловой скорости в режиме идеального холостого хода. В соответствии с (5-32)

$$E_{\max} = (k\Phi_n) \omega_{0r, \max} = E_{dн, \max} = E_{dм} \cos \alpha_{\max},$$

где $E_{dн, \max}$ — наибольшее допустимое значение э. д. с. вентильного преобразователя в режиме инвертирования.

Угол коммутации γ , как указывалось выше, зависит от тока и растет с увеличением последнего. Из (5-44) следует:

$$\cos(\alpha_{\text{макс}} + \gamma) = -\cos \delta,$$

а из (5-34)

$$\cos(\alpha_{\text{макс}} + \gamma) = \cos \alpha_{\text{макс}} - \frac{m x_T I_d}{\pi F_{dM}}.$$

Следовательно,

$$E_{d \text{ и. макс}} = E_{dM} \cos \alpha_{\text{макс}} = -E_{dM} \cos \delta + \frac{m x_T I_d}{\pi}.$$

Отсюда наибольшее значение скорости привода, соответствующее надежному процессу инвертирования, согласно (5-37) будет:

$$\omega_{\text{и. макс}} = \frac{-E_{dM} \cos \delta - \Delta U_D + \left(\frac{m x_T}{2\pi} - R_T - R_P - R_{\Pi} \right) I_A}{k \Phi_{\Pi}} \quad \text{г/я}$$

Соответствующая зависимость показана штрих-пунктирной линией в нижней части рис. 5-26.

Обычно при расчетах систем вентильного электропривода принимают $\gamma_{\text{макс}} = 15 \div 18^\circ$, что соответствует предельно допустимым значениям тока якоря и реальным параметрам трансформаторов. Тогда для указанных выше максимальных значений δ для преобразователей с ионными вентилями $\alpha_{\text{макс}1} \approx 150^\circ$ или $\beta_{\text{мин}1} \approx 30^\circ$, соответственно $E_{d \text{ и. макс}1} \approx 0,866 E_{dM}$, а для тиристорных преобразователей $\alpha_{\text{макс}2} \approx 160^\circ$ ($\beta_{\text{мин}2} \approx 20^\circ$) и $E_{d \text{ и. макс}2} \approx (0,94 \div 0,92) E_{dM}$.

Из приведенного выше анализа следует, что в системе электропривода, в которой двигатель постоянного тока независимого возбуждения получает питание от вентильного преобразователя, двигатель может работать как в двигательном режиме (зона, ограниченная на рис. 5-26 осями координат и характеристикой при $\alpha = 0$), так и в тормозных режимах: противовключения (зона, отмеченная на рис. 5-26 наклонной штриховкой), рекуперации (зона, отмеченная вертикальной штриховкой) и динамического торможения (характеристика, соответствующая $\alpha = \alpha_0 = \pi/2$).

Односторонняя проводимость вентильного преобразователя затрудняет осуществление реверса в таких системах. На практике применяются три способа изменения направления момента двигателя:

а) изменением направления потока двигателя при неизменном направлении тока якоря (рис. 5-30, а); б) изменением полярности на зажимах якоря с помощью переключателя (реверсора) (рис. 5-30, б); в) изменением полярности на зажимах якоря с помощью двух групп вентильного преобразователя (рис. 5-30, в).

При реализации первых двух способов двигатель может получать питание от однокомплектного вентильного преобразователя. Однако в этом случае затруднителен переход от двигательного режима в тормозному при одном

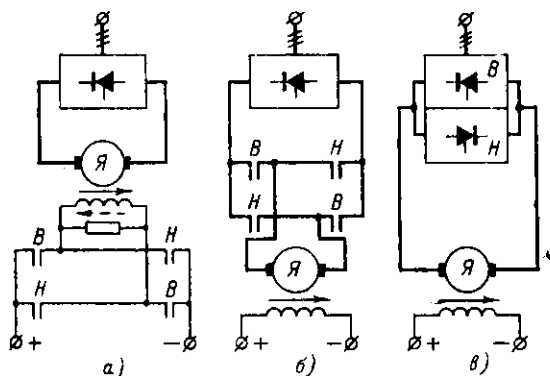


Рис. 5-30. К принципу реверсирования электродвигателя, получающего питание от управляемого вентильного преобразователя.

и том же направлении вращения. Наиболее дешевой и простой является первая схема. Ее существенный недостаток заключается в большой продолжительности реверса порядка 0,5—2,5 с, что обусловлено прежде всего относительно большой постоянной времени обмотки возбуждения двигателя. Схема с реверсором в цепи якоря позволяет более быстро осуществить процесс реверса. Однако и в этом случае время реверса, как правило, составляет не менее 0,1 с. Это определяется необходимостью соблюдения определенной последовательности операций в системе управления приводом в процессе реверса, который начинается увеличением угла управления преобразователя. При увеличении α снижается э. д. с. преобразователя, тогда как угловая скорость двигателя из-за наличия запаса кинетической энергии сразу измениться не может. При этих условиях оказывается $E_{дв} > E_d$ и в силу

односторонней проводимости вентильного преобразователя $I_d \rightarrow 0$. Когда ток в цепи якоря станет близким к нулю, отключается ранее работавший контактор реверсора, например B , после чего путем дальнейшего увеличения угла запаздывания открывания при $\alpha > \frac{\pi}{2}$ вентильный

преобразователь подготавливается к работе в режиме инвертирования. Начальный угол управления устанавливается таким образом, чтобы $E_{dн} \approx E_{дв}$. При этом условии замыкание ранее не работавшего контактора H реверсора не приведет к большому броску тока в цепи якоря. Дальнейшее снижение α позволяет осуществить торможение двигателя и последующий его разгон до требуемой скорости в противоположном направлении.

Для приводов, где требуется максимальное быстрое действие при реверсе, а также необходимы двигательный и тормозной режимы при одном и том же направлении вращения, применяются схемы с двумя комплектами (группами) вентилях, каждый из которых проводит ток в одном из направлений, благодаря чему создается эффект двусторонней проводимости преобразователя в целом. Все многообразие схем реверсивных вентильных преобразователей может быть сведено к двум типам схем: перекрестные или «восьмерочные» схемы, показанные на рис. 5-31, и встречно-параллельные или антипараллельные схемы, приведенные на рис. 5-32.

В перекрестных схемах каждый из комплектов вентилях получает питание от изолированных друг от друга групп вторичных обмоток трансформатора, тогда как во встречно-параллельных схемах оба комплекта вентилях могут получать питание от одной группы вторичных обмоток трансформатора.

Как и для ранее рассмотренных непереворсивных преобразователей, все схемы реверсивных преобразователей могут быть сведены к одной эквивалентной расчетной схеме, изображенной на рис. 5-33, элементы которой такие же, как и в схеме на рис. 5-25. При работе электропривода в двигательном режиме один комплект вентилях реверсивного вентильного преобразователя, например $1B$, работает в режиме выпрямления, а другой — $2B$ закрыт или подготовлен для работы в режиме инвертирования. В последнем случае с целью исключения передачи энергии, преобразованной $1B$, в сеть через $2B$ необходимо, чтобы $E_{d2} \geq E_{d1}$. Если же, наоборот, в режиме выпрямле-

ния работает $2B$, то $1B$ закрыт или подготовлен к работе в режиме инвертирования. Соответственно при этом $E_{d1} \geq E_{d2}$. Очевидно, что в общем случае

$$E_{dн} \geq E_{dв}, \quad (5-45)$$

где $E_{дн}$, $E_{дв}$ — э. д. с. комплектов вентильного преобразователя, работающих в режимах инвертирования и выпрямления.

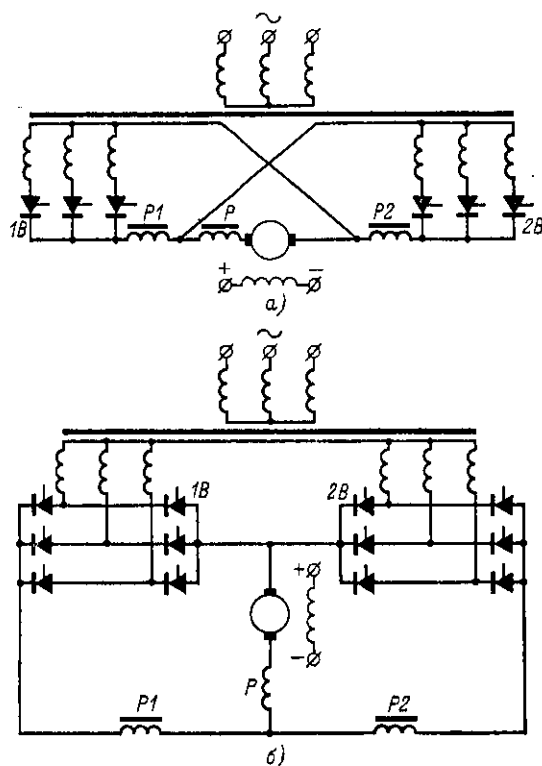


Рис. 5-34. Перекрестные схемы реверсивного электропривода с трехфазными вентильными преобразователями.

а — с нулевым выводом; б — мостовой.

При работе электропривода в режиме рекуперативного торможения один из комплектов клапанов работает в режиме инвертирования, а второй либо закрыт, либо под-

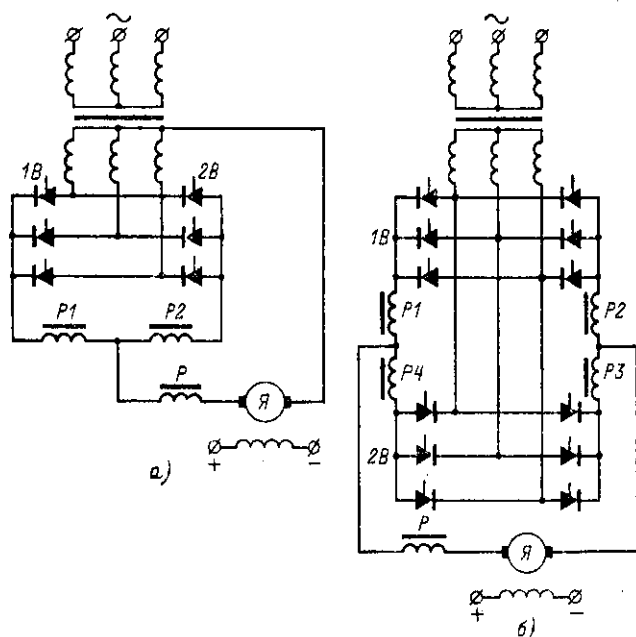


Рис. 5-32. Встречно-параллельные схемы реверсивного электропривода с трехфазными вентильными преобразователями.

а — с нулевым выводом; б — мостовая.

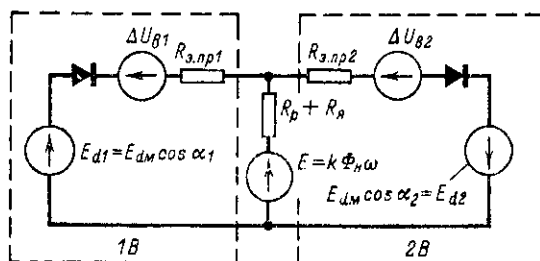


Рис. 5-33. Эквивалентная схема реверсивного вентильного электропривода с двумя комплектами вентилей.

готовлен к работе в режиме выпрямления. В этом случае по-прежнему должно соблюдаться соотношение (5-45).

Режим работы реверсивного вентиляного преобразователя в значительной мере определяется способом управления обоими комплектами вентиляй. При совместном управлении управляющие сигналы подаются на оба комплекта вентиляй таким образом, чтобы соблюдалось (5-45). В этом случае возникает также задача ограничения уравнительных токов, протекающих между двумя комплектами вентиляй за счет разности мгновенных значений их э. д. с. С этой целью в цепи преобразователей включаются уравнительные реакторы $P1 - P4$, как показано в схемах на рис. 5-31 и 5-32. Вид механических и скоростных характеристик электропривода существенно зависит от способа согласования углов управления обоими комплектами вентиляй. При линейном согласовании исходят из равенства нулю среднего значения уравнительного напряжения. В этом случае должно соблюдаться соотношение

$$E_{d1} + E_{d2} - \Delta U_{B1} - \Delta U_{B2} = 0$$

или

$$\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 = 2 \frac{\Delta U_B}{E_{dM}} = 2\epsilon. \quad (5-46)$$

В случае использования тиристорov в качестве управляемых вентиляй $\Delta U_B / E_{dM} \approx 0$, поэтому

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi. \quad (5-46a)$$

Соответствующие регулировочные и скоростные характеристики показаны на рис. 5-34. Жесткость механических характеристик в этом случае определяется, как и для однокомплектного преобразователя. Очевидно, что при согласовании углов управления комплектами вентиляй в соответствии с (5-46a) характеристики реверсивного вентиляного электропривода будут аналогичны характеристикам системы Г—Д.

Недостатком схемы с линейным согласованием является наличие уравнительных токов, дополнительных нагружающих вентили и трансформаторы, необходимость введения в связи с этим уравнительных реакторов, что несколько снижает быстродействие системы электропривода, а также неполное использование трансформаторов, так как в этом случае в соответствии с (5-44a) и (5-46a)

$\alpha_{\min} = \beta_{\min}$, т. е. максимальная э. д. с. реверсивного вентильного преобразователя

$$E_{d.p.\max} = E_{d.m} \cos \beta_{\min}.$$

С целью уменьшения уравнивающих токов в ряде случаев используется так называемое нелинейное или неполное согласование, когда

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi + \xi. \quad (5-47)$$

При этом нарушается линейность регулировочных и механических характеристик (рис. 5-35). В этом случае

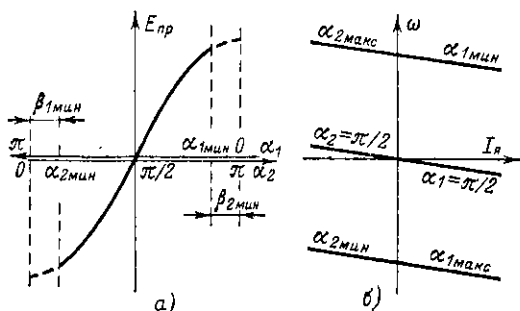


Рис. 5-34. Регулировочная (а) и скоростные (б) характеристики реверсивного электропривода с вентильными преобразователями при совместном управлении комплектами вентилей и линейном согласовании.

переходу от двигательного к тормозному режиму соответствует заметное увеличение скорости. Кроме того, в этом случае значительно ухудшается использование трансформатора и ограничивается изменение углов управления. Поэтому этот способ согласования в таком простейшем виде не находит широкого применения. На практике используются системы, в которых значение ξ изменяется автоматически в функции какого-либо параметра. В частности, возможно автоматическое поддержание заданного уровня уравнивающего тока, что позволяет снизить индуктивность реакторов при удовлетворительных характеристиках электропривода.

Для полного исключения уравнивающих токов используется раздельное управление комплектами вентильных преобразователей. Раздельное управление заключается в том, что управляющие сигналы (импульсы)

подаются только на тот комплект, который в данный момент должен работать. На вентили неработающего комплекта управляющие импульсы не подаются, и он «закрыт». Для изменения режима работы преобразователя используется специальное переключающее устройство, которое при равенстве нулю тока преобразователя сначала снимает управляющие импульсы с ранее работавшего комплекта, а затем после небольшой паузы (5—10 мс) подает управляющие импульсы на другой комплект. При указанной последовательности переходу электропривода

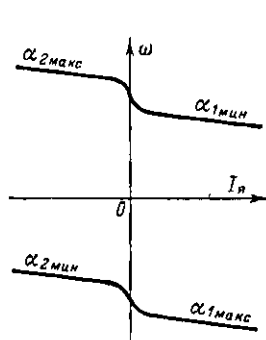


Рис. 5-35. Скоростные характеристики реверсивного электропривода с вентильными преобразователями при совместном управлении комплектами вентиля и нелинейном согласовании.

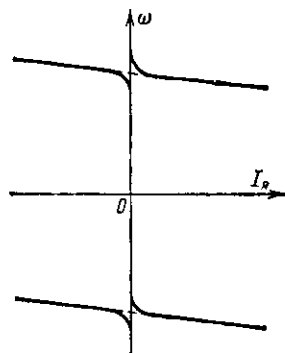


Рис. 5-36. Скоростные характеристики реверсивного электропривода с вентильными преобразователями при раздельном управлении комплектами вентиля и линейном согласовании.

от двигательного режима к тормозному и обратно соответствует режим прерывистых токов преобразователя.

Скоростные и механические характеристики реверсивного вентиляльного электропривода с раздельным управлением комплектами существенно зависят от способа согласования углов управления. В частности, при линейном согласовании они будут иметь вид, показанный на рис. 5-36.

При раздельном управлении нет необходимости включения реакторов в цепи отдельных комплектов, возможно полное использование трансформатора ($E_{д\text{р, макс}} = E_{дм}$), снижается вероятность опрокидывания инвертора вследствие уменьшения времени работы вентиляльного преобразователя в инвертном режиме, уменьшаются потери энергии и соответственно увеличивается к. п. д. электро-

привода из-за отсутствия уравнивающих токов. Вместе с тем следует иметь в виду, что при раздельном управлении предъявляются высокие требования в отношении надежности устройства, переключающего управляющие импульсы с одного комплекта вентилей на другой. Кроме того, перевод вентильного преобразователя из режима выпрямления в режим инвертирования сопровождается паузой, что увеличивает длительность переходных процессов. Следует также отметить, что раздельное управление не может использоваться для электроприводов, которые могут работать в режиме идеального холостого хода или близком к нему, например приводы лифтов, так как малым нагрузкам двигателя соответствует режим прерывистого тока вентильного преобразователя.

Совместное же управление при линейном согласовании позволяет получить наилучшие динамические показатели и однозначные статические характеристики. В этом случае обеспечивается простой переход из одного режима в другой. Преимущества этого способа управления реверсивным вентильным преобразователем оказываются более существенными, чем его недостатки. Поэтому он находит более широкое применение на практике.

Ранее указывалось, что модуль жесткости механических характеристик электропривода с вентильным преобразователем относительно мал. В связи с этим с целью расширения диапазона регулирования скорости в системах вентильного электропривода постоянного тока могут использоваться те же обратные связи, что и в системе Г—Д, а именно положительная по току якоря либо отрицательные по скорости и по напряжению. С целью ограничения тока в вентильном преобразователе и якоре двигателя может использоваться задержанная отрицательная обратная связь по току (токовая отсечка). В этом случае электропривод имеет экскаваторную характеристику, показанную на рис. 5-17. Следует отметить, что вентильный преобразователь обладает большим коэффициентом усиления, в связи с чем указанные обратные связи в ряде случаев могут быть реализованы без промежуточных усилителей.

Для оценки энергетических показателей регулируемого электропривода постоянного тока с вентильным преобразователем рассмотрим зависимости к. п. д. и коэффициента мощности установки от скорости. Коэффициент полезного действия системы управляемый вентильный

преобразователь — двигатель (УВН—Д) может быть определен как отношение электромагнитной мощности двигателя $P_d = E_d I_n = \omega M$ к мощности, потребляемой преобразователем из сети P_c . В соответствии с (2-2) и (5-37) при работе преобразователя в режиме непрерывного тока можно записать:

$$P_d = (E_d - \Delta U_v - R_{\Sigma} I_n) I_n.$$

Мощность, потребляемая преобразователем из сети, может быть выражена в виде

$$P_c = \left(E_d - \frac{x_T}{2\pi/m} I_n \right) I_n.$$

Тогда

$$\eta_{\text{увп д}} = \frac{E_d - \Delta U_v - R_{\Sigma} I_n}{E_d - x_T I_n / 2\pi} = \frac{E_d I_n}{E_d - x_T I_n / 2\pi}.$$

Учитывая, что числитель полученного выражения пропорционален угловой скорости двигателя, можно записать:

$$\eta_{\text{увп д}} = \frac{\omega}{\omega + \frac{\Delta U_v + (R_T + R_n + R_p) I_n}{k \Phi_n}}. \quad (5-48)$$

Переходя к относительным единицам аналогично тому, как это было сделано при анализе к. п. д. системы Г—Д, можно найти:

$$\eta_{\text{увп д}} = \frac{\omega_*}{\omega_* + \Delta\omega_{в*} + R'_{н*} I_{н*}} = \frac{\omega_*}{\omega_* + \Delta\omega_{в*} + R'_{н*} M_*}, \quad (5-48a)$$

где $\Delta\omega_{в*} = \Delta U_v / k \Phi_n \omega_0$ — относительное значение падения скорости, обусловленного падением напряжения на вентильях ΔU_v ;

$$R'_{н*} = R_n + R_T + R_p.$$

Анализ полученных выражений показывает, что значение к. п. д. системы УВН—Д зависит как от нагрузки на валу двигателя, так и от скорости при регулировании. В случае постоянного момента на валу со снижением скорости будет иметь место уменьшение значения к. п. д. Следует также отметить, что заметное влияние на величину к. п. д. установки может оказать мощность потерь в управляемых вентильях, равная $\Delta P_n = \Delta U_v I_n$. В случае использования тиристорных преобразователей относительное падение напряжения на вентильях составляет доли процента

На рис. 5-37 показаны зависимости к. п. д. системы УВП—Д от скорости при номинальной нагрузке на валу двигателя для случаев, когда преобразователь выполнен на базе тиристоров (η_T) и ионных вентилей ($\eta_{и.в.}$). Там же для сравнения представлена зависимость $\eta_{э.г.-д.}$ для системы Г—Д. Сравнение кривых на рис. 5-37 показывает, что к. п. д. электропривода, выполненного по системе УВП—Д, заметно выше, чем к. п. д. в системе Г—Д.

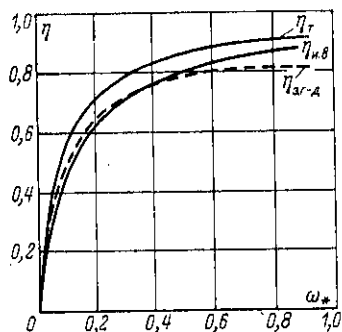


Рис. 5-37. Зависимость к. п. д. системы УВП — Д от скорости при $M_c = M_n$.

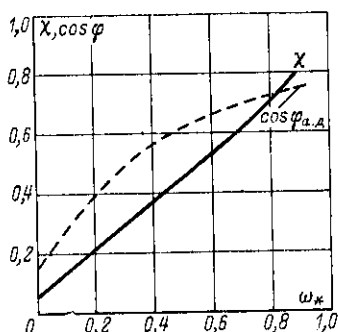


Рис. 5-38. Зависимость коэффициента мощности системы УВП — Д и $\cos \varphi_{ад}$ от скорости при $M_c = M_n$.

Коэффициент мощности χ системы УВП—Д определяется двумя факторами: углом сдвига φ_1 первой гармонической составляющей тока, потребляемого вентильным преобразователем из сети, относительно напряжения сети и коэффициентом искажения γ того же тока

$$\chi = \gamma \cos \varphi_1, \quad (5-49)$$

где

$$\cos \varphi_1 \approx \cos (\alpha + \gamma/2); \quad (5-50)$$

$$\gamma = \frac{I_1}{I} = \frac{2 \sqrt{m} \sin \frac{\pi}{m}}{\pi \sqrt{1 - \frac{m\gamma}{6\pi}}} \frac{\sin \frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}}; \quad (5-51)$$

I — действующее значение тока, потребляемого преобразователем из сети;

I_1 — действующее значение первой гармонической составляющей того же тока.

Из приведенных выражений следует, что коэффициент мощности электропривода, выполненного по системе УВП—Д, зависит от скорости при регулировании и от нагрузки на валу. Снижение скорости и соответственно увеличение угла регулирования α , а также увеличение тока нагрузки, связанное с ростом γ , приводит к уменьшению коэффициента мощности установки. На рис. 5-38 приведена зависимость коэффициента мощности системы УВП—Д от скорости при номинальной нагрузке на валу двигателя. Там же пунктирной линией показана зависимость коэффициента мощности системы Г—Д ($\cos \varphi_{a,д}$) от скорости. Сопоставление указанных зависимостей показывает, что по коэффициенту мощности система электропривода УВП—Д уступает системе Г—Д. С целью повышения значения χ применяются методы искусственной коммутации вентилей и специальные фильтры высших гармонических составляющих, что увеличивает значения $\cos \varphi_1$ и γ .

5-4. РЕГУЛИРОВАНИЕ В СИСТЕМЕ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ (МУ—Д)

Магнитные усилители широко используются в технике в качестве регуляторов тока и напряжения. В частности, они находят применение и для регулирования напряжения на зажимах якорей двигателей постоянного тока. В этом случае, как правило, используются усилители с самоподмагничиванием, в цепи рабочих обмоток которых включены неуправляемые вентили, как показано на рис. 5-39. В отличие от обычных дроссельных усилителей без внутренней обратной связи усилители с самоподмагничиванием характеризуются большим коэффициентом усиления, меньшей массой и при одинаковом коэффициенте усиления меньшей инерционностью.

Основным регулирующим элементом магнитного усилителя является дроссель насыщения с подмагничиванием. Рабочая обмотка дросселя, включаемая последовательно с диодом, наматывается на сердечник, с которым связана также обмотка подмагничивания. Рабочие цепи дросселей, содержащие рабочие обмотки вместе с диодами, могут включаться по схемам, аналогичным схемам включения управляемых вентильных преобразователей (ср. рис. 5-39, а и 5-23, а; 5-39, б и 5-24, а).

Регулирование выпрямленного напряжения на выходе магнитного усилителя осуществляется путем изменения тока его обмотки управления, которая может охватывать одновременно все сердечники дросселей усилителя, как это показано на рис. 5-39. Изменение тока управления I_y в соответствии с графиком на рис. 5-40, а приводит к изменению индукции сердечников B_y в конце управляющего полупериода (к началу рабочего полупериода), что в свою очередь определяет угол насыщения α_s сердечника, показанный на рис. 5-40, б. Для идеализированного магнитного усилителя, кривая намагничивания которого приведена на рис. 5-40, а, ток намагни-

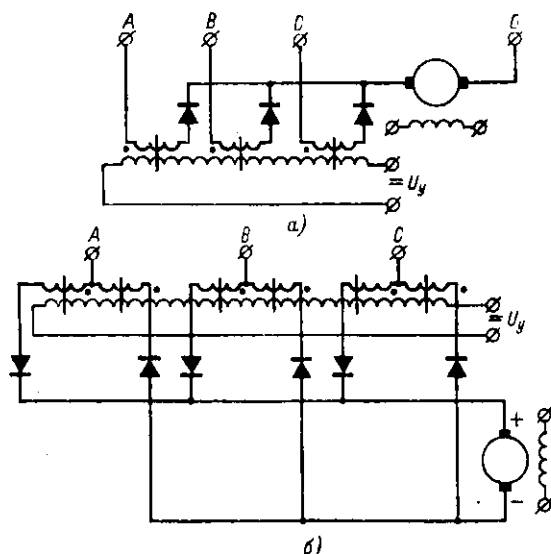


Рис. 5-39. Принципиальные схемы включения трехфазных магнитных усилителей с самоподмагничиванием, применяемые для питания электродвигателей постоянного тока.

а — с нулевым выводом; б — мостовая.

чивания, сопротивление рабочих обмоток и падение напряжения на вентильях в проводящем направлении пренебрежимо малы. При этих условиях среднее значение выпрямленной э. д. с. определяется выражением

$$E_{\text{МУ}} = \frac{mU_{\text{М}}}{2\pi} (1 + \cos \alpha_s) = \frac{mU_{\text{М}}}{2\pi} \left(1 + \frac{B_y}{B_s} \right), \quad (5-52)$$

где m — число фаз выпрямления (для рис. 5-39, а $m = 3$, для рис. 5-39, б $m = 6$);

$U_{\text{М}}$ — амплитудное значение напряжения источника питания, фазное для схем с нулевым выводом (рис. 5-39, а) и линейное для мостовых схем (рис. 5-39, б);

B_y — магнитная индукция сердечника в конце управляющего (или к началу рабочего) полупериода;

B_s — индукция насыщения сердечника.

Значение индукции B_y может изменяться в пределах $\pm B_s$. Это соответствует изменению выпрямленной э. д. с. от 0 до $mU_{\text{М}}/\pi$, т. е. $E_{\text{МУ}}$ не может быть отрицательной, а значит, в рассматриваемой системе привода невозможен режим рекуперативного торможения двигателя.

На рис. 5-41 показана эквивалентная схема системы электропривода МУ — Д. Здесь $R_{\text{МУ}}$ — сопротивление рабочих обмоток

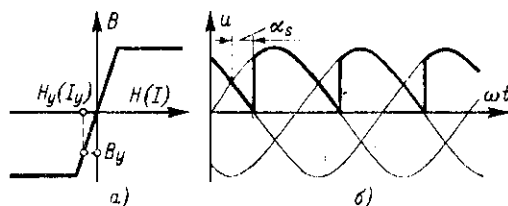


Рис. 5-40. К принципу регулирования напряжения на выходе магнитного усилителя.

a — идеализированная кривая намагничивания; *б* — диаграмма изменения напряжения.

дросселей и трансформатора, если магнитный усилитель подключен к сети через согласующий трансформатор; ΔU_v — падение напряжения на неуправляемых вентилях в проводящем направлении. В соответствии с приведенной схемой уравнения скоростной и механической характеристик системы МУ — Д могут быть записаны в виде

$$\omega = \frac{E_{MY} - \Delta U_v - (R_{MY} + R_H) I_H}{k\Phi_H}; \quad (5-53)$$

$$\omega = \frac{E_{MY} - \Delta U_v}{k\Phi_H} - \frac{R_{MY} + R_H}{(k\Phi_H)^2} M. \quad (5-54)$$

Так же, как и для системы УВН — Д, полученные уравнения справедливы лишь при работе МУ в режиме непрерывного тока. Сопоставление уравнений (5-53) и (5-54) с уравнениями (5-37) и (5-38) для системы УВН — Д показывает их идентичность. Следовательно, скоростные и механические характеристики рассматриваемой системы электропривода будут иметь такой же вид, как и аналогичные характеристики системы УВН — Д в двигательном режиме. На рис. 5-42 показаны механические характеристики электропривода с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, получающим питание от магнитного усилителя.

Регулирование скорости осуществляется путем изменения E_{MY} , а последняя — изменением B_y . Значение индукции определяется током в обмотке управления МУ. Со снижением тока в обмотке управления скорость двигателя уменьшается. Жесткость механических характеристик определяется суммарным эквивалентным сопротивлением цепи якоря. Практически жесткость относительно мала. Для увеличения модуля жесткости механических характеристик

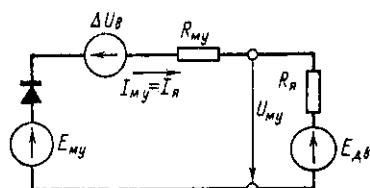


Рис. 5-41. Эквивалентная схема системы электропривода МУ — Д.

и соответственно расширения диапазона регулирования скорости электропривода в системе МУ — Д используются обратные связи, рассмотренные в § 5-2, а именно: положительная по току и отрицательная по скорости или напряжению двигателя. Напряжения сигналов обратных связей подаются на обмотки управления МУ.

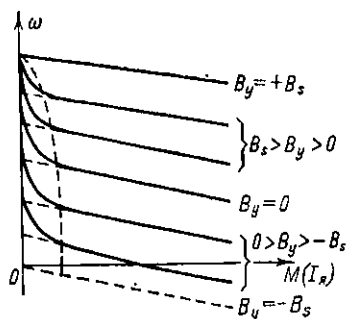


Рис. 5-42. Механические характеристики системы электропривода МУ — Д.

Регулирование F_y , как показано на рис. 5-43, а. На основании эквивалентной схемы на рис. 5-41 можно записать:

$$U_{МУ} = E_d + R_n I_n = k \Phi_n \omega + R_n I_n.$$

При использовании последнего выражения возможен следующий способ построения скоростных характеристик: на оси ординат

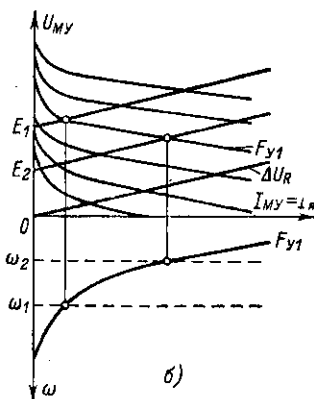
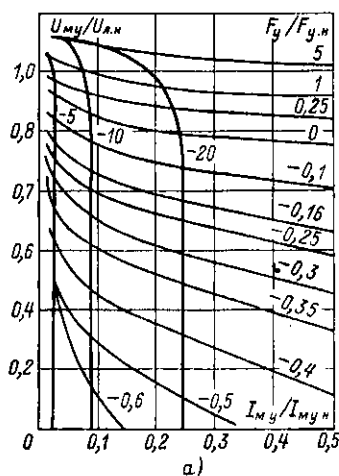


Рис. 5-43. Внешние характеристики магнитных усилителей серии УМЗП (а) и методика построения скоростной характеристики системы электропривода МУ — Д при $F_y = \text{const}$ (б).

откладывается ряд значений э. д. с. двигателя $E_1, E_2 \dots$, соответствующих скоростям двигателя $\omega_1, \omega_2 \dots$, как показано на рис. 5-43, б; через точки $E_1, E_2 \dots$ на оси ординат проводятся прямые, параллельные зависимости $\Delta U_R = R_H I_H$; по точкам пересечения этих прямых с внешней характеристикой при $F_y = \text{const}$ можно построить соответствующую скоростную характеристику системы МУ — Д. Одна из таких характеристик приведена на рис. 5-43, б для $F_{y1} = \text{const}$.

Коэффициент полезного действия системы МУ — Д несколько выше, чем у системы Г — Д, но ниже, чем у системы УВН — Д.

В отличие от электро-механического и вентильного преобразователей при использовании магнитного усилителя для питания цепи якоря двигателя постоянного тока не представляется возможным создать экономичный преобразователь, на выходе которого может изменяться полярность напряжения.

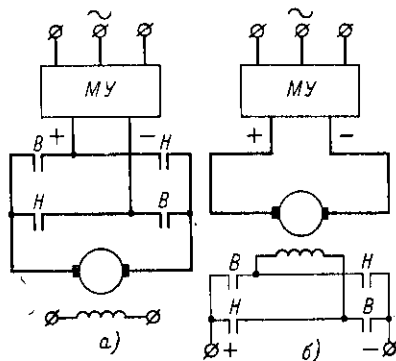


Рис. 5-44. Способы реверсирования двигателя в системе МУ — Д с использованием реверсирующего контактного мостика (В и Н), переключающего напряжение.

а — переключение зажимов якоря; б — переключение обмотки возбуждения.

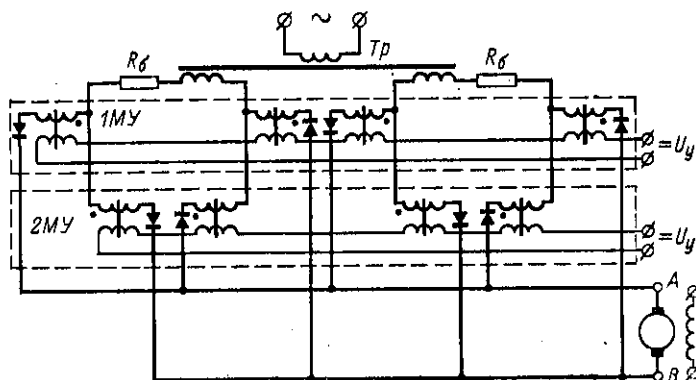


Рис. 5-45. Схема реверсивной системы электропривода МУ — Д с двухтактным магнитным усилителем.

В связи с этим реверсирование двигателя в системе МУ — Д осуществляется переключением зажимов якоря (рис. 5-44, а) или изменением направления тока в обмотку возбуждения (рис. 5-44, б).

При небольшой мощности двигателя (до 0,5 кВт) в системах реверсивного электропривода могут применяться двухтактные магнитные усилители. Основным недостатком таких усилителей является низкий к. п. д., что объясняется необходимостью включения в главной цепи балластных сопротивлений. На рис. 5-45 показана схема реверсивной системы электропривода МУ — Д, в которой двухтактный МУ имеет относительно повышенный к. п. д. Двухтактный МУ состоит из двух однотактных усилителей $1МУ$ и $2МУ$. При подаче положительного сигнала управления (при «открывании») на $1МУ$ и отрицательного (соответственно «закрывании») на $2МУ$ полярность на выходе будет такова, что положительным будет зажим А. При этом к цепям рабочих обмоток $2МУ$ будет приложено напряжение, полярность которого совпадает с проводящим направлением вентилей. С целью ограничения тока в этих цепях в них включаются балластные сопротивления R_5 . Изменение полярности управляющих сигналов на противоположные приводит к изменению полярности напряжения на выходе МУ: положительным теперь будет зажим В. Теоретически к. п. д. рассматриваемой схемы составляет 66%, практически же его величина не превышает 30%, чем и объясняется применение двухтактных усилителей только для приводов малой мощности.

5-5. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ИЗМЕНЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Изменение напряжения асинхронного двигателя приводит к изменению критического момента, тогда как критическое скольжение остается постоянным. В случае ненасыщенной магнитной цепи машины критический момент изменяется пропорционально квадрату напряжения.

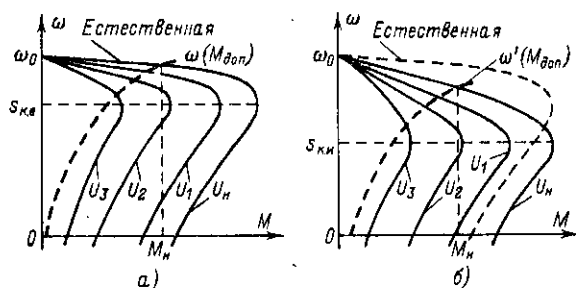


Рис. 5-46. Механические характеристики асинхронного электродвигателя при снижении напряжения;
 $U_H > U_1 > U_2 > U_3$.

а — при короткозамкнутом роторе; б — при введенном в цепь ротора добавочном сопротивлении.

На рис. 5-46 показаны механические характеристики двигателя при различных напряжениях на зажимах статора. Со снижением напряжения уменьшается модуль жесткости механических харак-

теристик. Кроме того, со снижением скорости уменьшается допустимый момент (пунктирные линии на рис. 5-46). В этом случае он определяется по (4-15), равно как и при параметрических способах

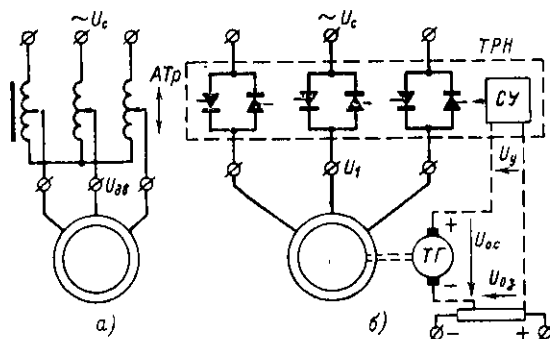


Рис. 5-47. Схемы асинхронного электропривода, скорость которого регулируется путем изменения напряжения на зажимах двигателя.

а — с автотрансформатором; б — с тиристорным регулятором напряжения.

регулирования, связанных с изменением сопротивлений в цепи статора или индуктивного сопротивления в цепи ротора.

Для увеличения допустимого момента при пониженных скоростях в цепь ротора двигателя вводится нерегулируемое добавочное сопротивление. На рис. 5-46, б показаны характеристики для этого случая.

Энергетические показатели при регулировании скорости асинхронного двигателя изменением напряжения приблизительно такие же, как и при изменении сопротивления в цепи статора. Со снижением скорости уменьшаются к. п. д. и коэффициент мощности установки.

Для изменения напряжения на зажимах статора могут использоваться различные устройства: автотрансформаторы (рис. 5-47, а), дроссели насыщения (рис. 4-10), тиристорные регуляторы напряжения ТРН (рис. 5-47, б). Регулирование скорости асинхронных двигателей с помощью дросселей насыщения рассмотрено в § 4-3. При использовании для этой цели автотрансформатора изменение напряжения осуществляется путем изменения его коэффициента трансформации. Одновременно с изменением напряжения изменяется и эквивалентное сопротивление автотрансформатора: со снижением

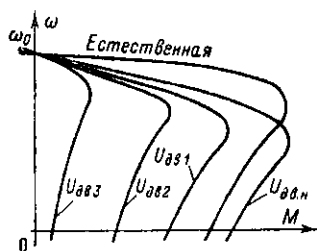


Рис. 5-48. Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании скорости с помощью автотрансформатора в цепи статора; $U_{дв.н} > U_{дв.1} > U_{дв.2} > U_{дв.3}$.

напряжения эквивалентное сопротивление растёт. При увеличении $R_1 \Sigma$ и $x_k \Sigma$ в соответствии с (2-53) уменьшается критическое скольжение асинхронного двигателя. Следовательно, со снижением напряжения на зажимах двигателя рассматриваемым способом одновременно с уменьшением критического момента будет уменьшаться и критическое скольжение. Соответствующие этому случаю механические характеристики показаны на рис. 5-48. Из этих характеристик видно, что с уменьшением напряжения сокращаются участки механических характеристик, обладающие отрицательной жесткостью. Кроме того, в рассматриваемом случае оказывается затруднительным введение обратных связей в систему регулирования скорости с целью увеличения модуля жесткости механических характеристик. В связи с этим регулирование скорости асинхронных двигателей с помощью автотрансформаторов осуществляется для механизмов с вентиляторной нагрузкой и в небольших пределах, соответствующих величине диапазона регулирования $D = 1,2 \div 1,3$.

При использовании управляемых вентиляв регулирование напряжения двигателя осуществляется путем изменения угла α запаздывания открывания вентилей по отношению к началу положительной полуволны фазного напряжения сети. Изменение α от 0 до 150° соответствует изменению напряжения на двигателе от напряжения сети до нуля.

Рис. 5-49. Схема замещения асинхронного двигателя.

гармоники, содержит 5-ю, 7-ю, 11-ю и другие нечетные и не кратные трем гармонические составляющие. Однако амплитуды высших гармонических составляющих напряжения обычно невелики, и они практически не оказывают влияния на развиваемый двигателем момент.

При анализе работы ТРИ с асинхронным двигателем последний представляется активно-индуктивной нагрузкой, соответствующей схеме замещения двигателя, приведенной на рис. 5-49. Для этой схемы можно определить угол нагрузки θ по формуле

$$\theta = \arctg \frac{x_{\text{дв.э}}}{R_{\text{дв.э}}} = \arctg \frac{\frac{R'_2 \Sigma}{x_0 s^2} + x_k}{R_{1\Sigma} R'_2 \Sigma + \frac{R'_2 \Sigma}{s} + R_{1\Sigma}}, \quad (5-55)$$

где $x_{\text{дв.э}}$, $R_{\text{дв.э}}$ — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления фазы двигателя по отношению к зажимам статорной обмотки;

$R_{1\Sigma}$ — суммарное сопротивление фазы обмотки статора и эквивалентного сопротивления фазы ТРИ;

$R'_2 \Sigma$ — приведенное к обмотке статора активное сопротивление цепи одной фазы ротора, включая и добавочное сопротивление.

Из (5-55) следует, что угол нагрузки θ для асинхронного двигателя зависит от скольжения. На рис. 5-50 приведена типичная зависимость $\theta(s)$, построенная с помощью (5-55).

Зависимость величины первой гармонической составляющей напряжения двигателя от значений α и θ аналитически не выражается. На рис. 5-51 показаны зависимости $U_1(\theta)$ для ряда значений α .

Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании напряжения с помощью ТРН могут быть построены на основании соотношения

$$M(s) = \left(\frac{U_1}{U_{c.n}} \right)^2 M_{гр}(s) = U_{1*}^2 M_{гр}(s), \quad (5-56)$$

где $M_{гр}$ — момент на граничной механической характеристике, соответствующей углу $\alpha = 0$:

$$M_{гр} = \frac{2M_{к.гр}(1 + a's_{к.гр})}{s/s_{к.гр} + s_{к.гр}/s + 2a's_{к.гр}};$$

здесь

$$M_{к.гр} = \frac{3U_{ф.н}^2}{2\omega_0(R_{1\Sigma} + \sqrt{R_{1\Sigma}^2 + x_K^2})};$$

$$s_{к.гр} = \frac{R'_{2\Sigma}}{\sqrt{R_{1\Sigma}^2 + x_K^2}};$$

$$a' = (R_1 + R_r)/R'_2;$$

R_r — активное сопротивление тиристора в проводящем направлении.

Если активным сопротивлением ТРН можно пренебречь и в цепи ротора нет дополнительного сопротивления, то граничная характеристика совпадает с естественной.

Для построения механических характеристик необходимо для ряда значений скольжения s найти $M_{гр}$ и θ , затем по θ при заданном α следует определить U_{1*} , пользуясь кривыми на рис. 5-51, и далее по (5-56) рассчитать M . На рис. 5-52 сплошными линиями показаны механические характеристики асинхронного привода с ТРН для ряда значений $\alpha = \text{const.}$ С увеличением α уменьшается критический момент двигателя и вместе с тем снижается модуль жесткости механических характеристик.

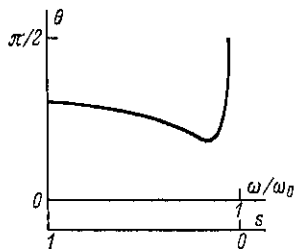


Рис. 5-50. Зависимость угла нагрузки асинхронного двигателя от скорости.

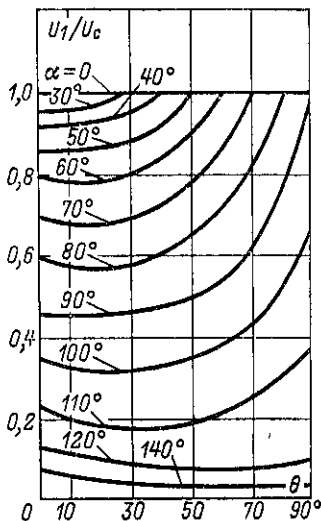


Рис. 5-51. Зависимости первой гармонической составляющей напряжения на выходе тиристорного регулятора напряжения от угла регулирования α и угла нагрузки θ асинхронного двигателя.

С целью увеличения диапазона регулирования скорости в асинхронных электроприводах с ТРП используются такие же обратные связи, как и в системе Г — Д. Как правило, наиболее часто применяется отрицательная обратная связь по скорости, осуществляемая с помощью тахогенератора. Механические характеристики электропривода для этого случая показаны на рис. 5-52 штрихпунктирными линиями.

На практике некоторое распространение получали способы регулирования скорости асинхронного двигателя, осуществляемые путем несимметричного изменения напряжения на зажимах его статора. Линейные напряжения, приложенные к зажимам статора в соответствии со схемой на рис. 5-53, в общем случае не равны друг другу: $|\dot{U}_{ab}| \neq |\dot{U}_{bc}| \neq |\dot{U}_{ca}|$.

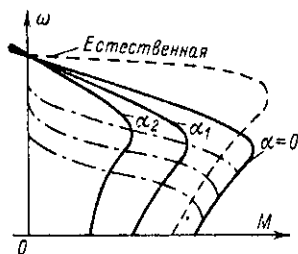


Рис. 5-52. Механические характеристики асинхронного электропривода с тиристорным регулятором напряжения.

— при угле регулирования $\alpha = \text{const}$ ($\alpha_1 < \alpha_2$);
 — — — при введении отрицательной обратной связи по скорости.

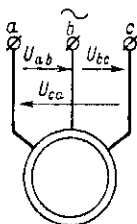


Рис. 5-53. К принципу регулирования скорости асинхронного двигателя при несимметричном изменении напряжения.

Если магнитная цепь асинхронного двигателя не насыщена, то система несимметричных напряжений с помощью метода симметричных составляющих может быть заменена двумя системами симметричных напряжений соответственно прямой и обратной последовательностей, которым соответствуют магнитные потоки двигателя, вращающиеся в противоположных направлениях. Если принять угловую скорость прямого поля $\omega_{np} = \omega_0$ за положительную, то угловая скорость обратного поля $\omega_{обр} = -\omega_0$. В соответствии с этим скольжение относительно поля прямой последовательности

$$s_{np} = \frac{\omega_{np} - \omega}{\omega_{np}} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = s,$$

а относительно поля обратной последовательности

$$s_{обр} = \frac{\omega_{обр} - \omega}{\omega_{обр}} = \frac{-\omega_0 - \omega}{-\omega_0} = \frac{\omega_0 - \omega - 2\omega_0}{-\omega_0} = 2 - s. \quad (5-57)$$

Момент, развиваемый двигателем, при асимметричной системе напряжений равен алгебраической сумме моментов, обусловленных полями прямой и обратной последовательностей:

$$M = M_{\text{пр}} + M_{\text{обр}}. \quad (5-58)$$

В силу того, что каждая из рассматриваемых систем напряжений симметрична, для них справедливы формулы (2-55), (2-53) и (2-54), а именно

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{пр}} &= \frac{2M_{\text{к.пр}}(1+b)}{s/s_{\text{к1}} + s_{\text{к1}}/s + 2b}; \\ M_{\text{обр}} &= -\frac{2M_{\text{к.обр}}(1+b)}{s_{\text{обр}}/s_{\text{к2}} + s_{\text{к2}}/s_{\text{обр}} + 2b}, \end{aligned} \right\} \quad (5-59)$$

где

$$M_{\text{к.пр}} = M_{\text{к.н}} \left(\frac{U_{\text{пр}}}{U_{\text{н}}} \right)^2 = M_{\text{к.н}} U_{\text{пр}*}^2; \quad (5-60)$$

$$M_{\text{к.обр}} = M_{\text{к.н}} U_{\text{обр}*}^2;$$

$M_{\text{к.н}}$ — критический момент при симметричном номинальном напряжении на зажимах статора;
 $s_{\text{к1}}, s_{\text{к2}}$ — критическое значение скольжения относительно полей прямой и обратной последовательностей:

$$s_{\text{к1}} = s_{\text{к2}} = s_{\text{к.н}} = \frac{R_2 \Sigma}{\sqrt{R_1^2 + x_{\text{к}}^2}};$$

$$b = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + x_{\text{к}}^2}}.$$

Из (5-58) — (5-60) следует:

$$M = 2M_{\text{к.н}}(1+b) \left(\frac{U_{\text{пр}*}^2}{s/s_{\text{к1}} + s_{\text{к1}}/s + 2b} - \frac{U_{\text{обр}*}^2}{\frac{2-s}{s_{\text{к2}}} + \frac{s_{\text{к2}}}{2-s} + 2b} \right). \quad (5-61)$$

Значения линейных напряжений прямой и обратной последовательностей могут быть найдены из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{\text{пр}} &= \frac{1}{3} (\dot{U}_{ab} + a\dot{U}_{bc} + a^2\dot{U}_{ca}); \\ \dot{U}_{\text{обр}} &= \frac{1}{3} (\dot{U}_{ab} + a^2\dot{U}_{bc} + a\dot{U}_{ca}), \end{aligned} \right\} \quad (5-62)$$

где $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ — оператор поворота вектора на угол $2\pi/3$ против направления движения часовой стрелки;

$\dot{U}_{ab}, \dot{U}_{bc}, \dot{U}_{ca}$ — векторы линейных напряжений на зажимах двигателей.

Относительные значения напряжений прямой и обратной последовательностей равны:

$$U_{пр*} = \frac{|\dot{U}_{пр}|}{U_{н.л}}; \quad U_{обр*} = \frac{|\dot{U}_{обр}|}{U_{н.л}}, \quad (5-63)$$

где $U_{н.л}$ — номинальное линейное напряжение двигателя.

Для реализации рассматриваемого способа регулирования скорости асинхронного двигателя используются разнообразные схемы несимметричного включения активных и реактивных сопротивлений в цепи обмоток статора двигателя, а также схема, представленная на рис. 5-54, а. В этой схеме степень асимметрии напряжений на зажимах двигателя изменяется путем

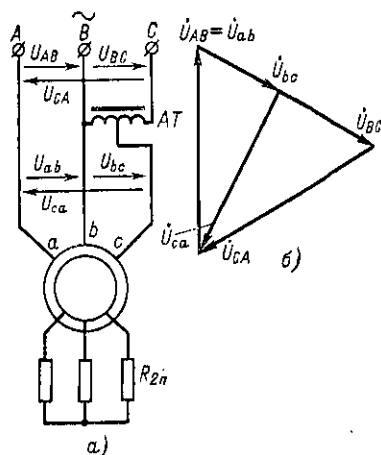


Рис. 5-54. Схема для регулирования скорости асинхронного двигателя путем несимметричного изменения напряжения при включении одного зажима обмотки статора через автотрансформатор (а) и векторная диаграмма напряжений на зажимах статора (б).

изменения коэффициента трансформации автотрансформатора AT . Зажимы обмотки статора ab подключены непосредственно к зажимам сети AB и, следовательно, $\dot{U}_{ab} = \dot{U}_{AB}$. Если пренебречь падением напряжения на AT , то

$$\dot{U}_{bc} = k_{ат} \dot{U}_{BC},$$

где $k_{ат}$ — коэффициент трансформации AT .

Из векторной диаграммы на рис. 5-54, б следует:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ca} &= -(\dot{U}_{ab} + \dot{U}_{bc}) = \\ &= -(\dot{U}_{AB} + k_{ат} \dot{U}_{BC}). \end{aligned}$$

Если принять вектор $\dot{U}_{AB}$ за основной и обозначить $\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{с.л.}$, то $\dot{U}_{BC} = a^2 \dot{U}_{с.л.}$ и $\dot{U}_{CA} = a \dot{U}_{с.л.}$. Отсюда

$$\begin{aligned} \dot{U}_{bc} &= k_{ат} a^2 \dot{U}_{с.л.}; \\ \dot{U}_{ca} &= -(1 + k_{ат} a^2) \dot{U}_{с.л.} \end{aligned}$$

Подстановка полученных значений $\dot{U}_{ab}$, $\dot{U}_{bc}$ и $\dot{U}_{ca}$ в (5-62) дает:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{пр} &= \frac{1}{3} [1 - a^2 + k_{ат} (1 - a)] \dot{U}_{с.л.}; \\ \dot{U}_{обр} &= \frac{1}{3} [1 - a + k_{ат} (a + 1)] \dot{U}_{с.л.} \end{aligned}$$

При $k_{ат} = 1$, когда отсутствует асимметрия напряжений сети, $\dot{U}_{пр} = \dot{U}_{с.л.}$, $\dot{U}_{обр} = 0$. При $k_{ат} = 0$ имеет место однофазное вклю-

чение двигателя при закорачивании зажимов статора bc . В этом случае

$$\dot{U}_{np} = \frac{1}{3} (1 - a^2) \dot{U}_{c.л} = \frac{\dot{U}_{c.л}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{6}};$$

$$\dot{U}_{obr} = \frac{1}{3} (1 - a) \dot{U}_{c.л} = \frac{\dot{U}_{c.л}}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{\pi}{6}}.$$

Из последних выражений можно записать $U_{np*} = U_{obr*} = \frac{1}{\sqrt{3}}$.

Отсюда следует, что при однофазном включении асинхронного двигателя критические моменты прямой и обратной последовательности равны друг другу и в 3 раза меньше критического момента на естественной характеристике.

На рис. 5-55 показаны механические характеристики двигателя при однофазном включении для двух значений добавочного сопротивления в цепи ротора. При отсутствии добавочного сопротивления или малой его величине (рис. 5-55, a) большая часть механической характеристики имеет положительную жесткость, что не позволяет осуществить регулирование в зоне низких скоростей. При введении добавочного сопротивления $R_{2н}$ в цепь ротора достаточно большой величины $s_K > 1$ и жесткость механической характеристики в зоне низких скоростей будет отрицательной (рис. 5-55, b). Модуль жесткости рассматриваемой механической характеристики в тормозном режиме оказывается больше, чем у реостатной характеристики в режиме противовключения. Электроприводы с такой характеристикой находят некоторое применение в подъемно-транспортной технике.

Следует подчеркнуть, что при регулировании скорости асинхронного двигателя путем изменения степени асимметрии напряжений на статоре имеет место плохое использование двигателя, так как при одинаковых допустимых токах в его обмотках развиваемый им момент значительно меньше, чем при питании от источника с симметричными напряжениями. В связи с этим рассматриваемый способ регулирования используется только в тех случаях, когда работа двигателя на пониженной скорости носит кратковременный характер.

Регулирование скорости асинхронных двигателей возможно также осуществить путем изменения не величины питающего напряжения, а его фазы. Именно этот способ используется в системе асинхронного двухдвигательного электропривода, в которой статор

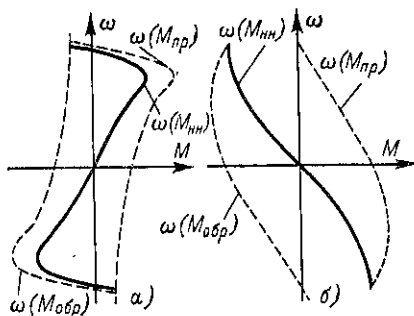


Рис. 5-55. Механические характеристики асинхронного двигателя при однофазном включении обмотки статора.

$a - s_K \ll 1$; $b - s_K > 1$.

одного из двигателей может поворачиваться. Эту систему принято называть асинхронным электроприводом с поворотным статором.

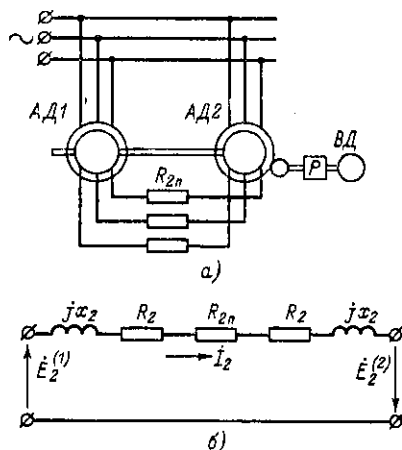


Рис. 5-56. Принципиальная схема (а) и схема замещения цепи роторов (б) системы асинхронного двухдвигательного электропривода с поворотным статором.

ВД, Р — вспомогательный двигатель и редуктор привода механизма поворота статора двигателя АД2.

Ее принципиальная схема представлена на рис. 5-56, а. Валы двигателей АД1 и АД2 одинаковой мощности жестко связаны друг с другом. Оба двигателя получают питание от одной и той же трехфазной сети переменного тока, а их роторы включены последовательно друг с другом. В цепи роторов включены также добавочные сопротивления R_{2n} . Такой схеме соединения двигателей соответствует схема замещения, показанная на рис. 5-56, б. Один из двигателей, в данном случае АД1, устанавливается, как обычно, на фундаменте. Его вал имеет два конца, с помощью которых он жестко соединяется с производственным механизмом и с другим двигателем. Другой двигатель устанавливается на поворотной платформе, поворот которой осуществляется вспомогательным двигателем ВД.

Для анализа работы рассматриваемой схемы обратимся к анализу положения катушек одноименных фаз ротора относительно полей каждого из двигателей. На рис. 5-57, а оси катушек обмоток одноименных фаз ротора совпадают. Их взаимное расположение никогда не меняется, так как валы двигателей связаны между собой жестко. Векторы магнитных полей двигателей могут перемещаться друг относительно друга при повороте статора второго двигателя. В частности, при повороте статора АД2 против направления вращения поля на угол θ пр вектор э. д. с., наводимой

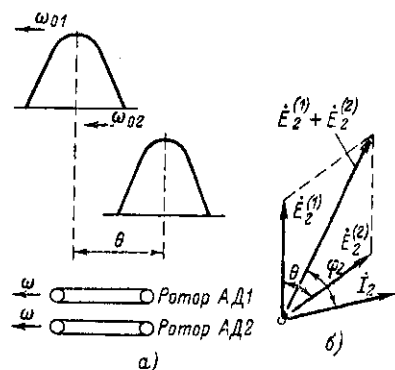


Рис. 5-57. Диаграмма положения катушек роторов (а) и векторная диаграмма (б) двухдвигательного асинхронного электропривода с поворотным статором.

в роторе этого двигателя, повернется в сторону отставания на угол $\theta = p\theta_{\text{пр}}$ относительно вектора э. д. с. АД1. Соответствующая этому случаю векторная диаграмма показана на рис. 5-57, б. Под действием суммы э. д. с. роторов обоих двигателей в их цепи проходит ток

$$i_2 = \frac{\dot{E}_2^{1'} + \dot{E}_2^{2'}}{2R_2 + R_{2\text{п}} + j2x_2s} = \frac{\dot{E}_2^{1'} + \dot{E}_2^{2'}}{2Z_2}, \quad (5-64)$$

где $Z_2 = R_2 + R_{2\text{п}}/2 + jx_2s$.

Для определения моментов, развиваемых двигателями АД1 и АД2, следует определить активные составляющие тока относительно векторов $\dot{E}_2^{1'}$ и $\dot{E}_2^{2'}$. Если принять за основной вектор $\dot{E}_2^{1'} = \dot{E}_2^{1'}s$, то в соответствии с векторной диаграммой на рис. 5-57, б $\dot{E}_2^{2'} = = E_{2\text{к}}se^{-j\theta}$. Отсюда после некоторых преобразований, аналогичных тем, которые проводились при выводе (3-9) и (3-10), получим:

$$I_{2\text{а}}^{1'} = \frac{I_{2\text{а.н.сх}}}{2} \left(1 + \cos \theta - \frac{s}{s_{\text{к.н}}} \sin \theta \right). \quad (5-65)$$

Аналогичным образом можно получить:

$$I_{2\text{а}}^{2'} = \frac{I_{2\text{а.н.сх}}}{2} \left(1 + \cos \theta + \frac{s}{s_{\text{к.н}}} \sin \theta \right), \quad (5-66)$$

где

$$s_{\text{к.н}} = \frac{R_2 + R_{2\text{п}}/2}{x_2} = s_{\text{к.с}} \frac{R_2 + R_{2\text{п}}/2}{R_2}.$$

Отсюда моменты, развиваемые двигателями, равны [см. (3-11)]:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{ад1}} &= \frac{M_{\text{н.сх}}}{2} \left(1 + \cos \theta - \frac{s}{s_{\text{к.н}}} \sin \theta \right); \\ M_{\text{ад2}} &= \frac{M_{\text{н.сх}}}{2} \left(1 + \cos \theta + \frac{s}{s_{\text{к.н}}} \sin \theta \right). \end{aligned} \right\} \quad (5-67)$$

Учитывая, что момент, развиваемый электроприводом, равен сумме моментов обоих двигателей, в соответствии с (5-67) находим:

$$M = M_{\text{ад1}} + M_{\text{ад2}} = M_{\text{н.сх}} (1 + \cos \theta) = \frac{2M_{\text{к}} (1 + \cos \theta)}{s/s_{\text{к.н}} + s_{\text{к.н}}/s}. \quad (5-68)$$

Из полученного выражения видно, что при изменении угла θ рассогласования положения статоров изменяется максимальный момент электропривода

$$M_{\text{макс}} = M_{\text{к.н.сх}} (1 + \cos \theta). \quad (5-69)$$

Отсюда видно, что при повороте двигателя АД2 достигается тот же эффект, что и при изменении напряжения в однодвигательном асинхронном электроприводе.

Механические характеристики для рассматриваемой системы электропривода показаны на рис. 5-58. При согласованном положении роторов, когда $\theta = 0$, система асинхронного электропривода с поворотным статором имеет такую же механическую характеристику, как обычный двухдвигательный электропривод с двумя

одинаковыми двигателями. При $\theta = \pi$ т. е. роторы обоих двигателей направлены навстречу друг другу, вследствие чего ток в цепи роторов отсутствует и двигатели не развивают момента. Соответствующая этому случаю механическая характеристика вырождается в ось ординат. При $\theta = \pi/2$ асинхронный электропривод с поворотным статором эквивалентен одному из двигателей при работе его в нормальной схеме включения и при наличии в фазах обмотки ротора дополнительного сопротивления, равного $R_{2\pi}/2$.

Допустимый момент в рассматриваемой системе регулирования скорости определяется так же, как и для других систем с регулируемым напряжением асинхронного двигателя. Учитывая, что в дан-

ном случае речь идет о двухдвигательном электроприводе, в соответствии с (4-15) можно записать:

$$M_{\text{доп}} = 2M_{\text{н}} s_{\text{н}} n/s,$$

где $M_{\text{н}}$ — номинальный момент одного двигателя;

$$s_{\text{н.н}} = s_{\text{н.е}} \frac{R_2 + R_{2\pi}/2}{R_2}.$$

Из приведенного выражения видно, что введение в цепь роторов асинхронных двигателей добавочного сопротивления $R_{2\pi}$ позволяет увеличить допустимый момент при снижении угловой скорости и тем

Рис. 5-58. Механические характеристики асинхронного двухдвигательного электропривода с поворотным статором.

самым увеличить диапазон регулирования. Это объясняется тем, что при введении $R_{2\pi}$ часть потерь скольжения выделяется вне двигателей АД1 и АД2.

Одним из недостатков рассматриваемой системы является сложность осуществления питания двигателя с поворотным статором. Оно может быть выполнено гибким кабелем или с помощью скользящего токоъемника. В этой связи следует подчеркнуть, что рассогласованию θ соответствует в p раз меньший пространственный угол поворота статора, что несколько облегчает условия работы токоподвода в случае многополюсных двигателей.

Следует также обратить внимание на относительно сложную конструкцию механизма поворота статора АД2. Привод этого механизма должен содержать самотормозящуюся передачу с большим передаточным отношением. Это позволяет отключать ВД (см. рис. 5-56) на периоды, когда $\theta = \text{const}$, и, кроме того, уменьшить мощность ВД. Момент, передаваемый статором АД2 на поворотную платформу, является моментом реакции опоры и, следовательно, равен моменту этого двигателя. Отсюда мощность на валу ВД

$$P_{\text{в.д}} = \frac{M_{\text{ад2}} \omega_{\text{ст2}}}{\eta_{\text{п}}} = \frac{M_{\text{ад2}} \omega_{\text{в.д}}}{i_{\text{п}} \eta_{\text{п}}},$$

где $M_{\text{ад2}}$ — момент, развиваемый АД2;
 $\omega_{\text{ст2}}$, $\omega_{\text{в.д}}$ — угловые скорости статора АД2 и вала ВД;
 $i_{\text{п}}$, $\eta_{\text{п}}$ — передаточное отношение и к. п. д. передачи привода механизма поворота.

Из приведенного соотношения видно, что с целью уменьшения $R_{в.д.}$ необходимо увеличить значение $i_{н.}$ или, что то же самое, снизить величину $\omega_{с.т.2}$. Последнее же ведет к относительно медленному изменению θ , а значит, к снижению быстродействия при регулировании скорости.

Система асинхронного электропривода с поворотным статором применяется для механизмов с вентиляторной нагрузкой.

5-6. РЕГУЛИРОВАНИЕ В СИСТЕМЕ С ИМПУЛЬСНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ НАПЯЖЕНИЯ

Регулирование напряжения на зажимах двигателя можно осуществить также импульсным методом, когда двигатель периодически подключается к источнику питания и отключается от него. При этом в тот период, когда

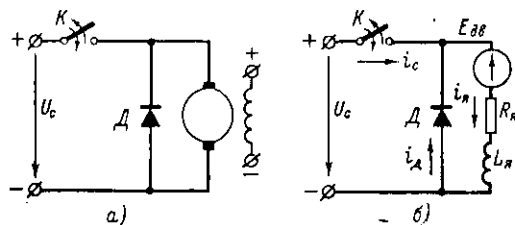


Рис. 5-59. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы системы импульсный регулятор напряжения — двигатель постоянного тока независимого возбуждения.

двигатель подключен к источнику питания, происходит передача энергии от источника к электроприводу, которая главным образом передается через вал двигателя производственному механизму, а часть ее запасается в виде кинетической и электромагнитной энергии; в период же отключения электропривод продолжает работать за счет запасенной энергии.

Принципиальная схема системы импульсный регулятор напряжения — двигатель постоянного тока независимого возбуждения (ИРН—Д) показана на рис. 5-59, а, а эквивалентная ей схема — на рис. 5-59, б. В этой системе якорь двигателя с помощью коммутирующего ключа периодически подключается к источнику постоянного тока, напряжение которого неизменно. В период включенного состояния ключа ток якоря i_n равен току i_c , поступающему от источника питания через ключ K , так как

включенный параллельно якору диод D в этом случае закрыт в результате подачи на его анод отрицательного напряжения источника питания. После размыкания K

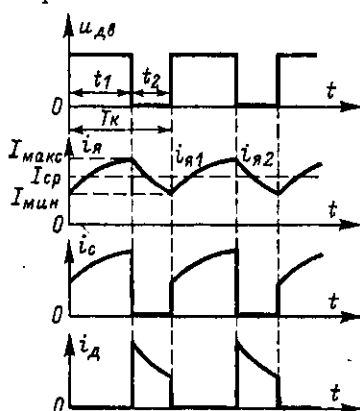


Рис. 5-60. Диаграммы изменения напряжения на якоре двигателя (а) и токов якоря (б), потребляемого из сети (в) и в шунтирующем якоре диоде (г).

под действием э. д. с. самоиндукции в цепи якоря продолжает проходить ток, замыкаясь через диод D , т. е. в этот период $i_n = i_d$.

На рис. 5-60 показаны диаграммы изменения напряжения на зажимах двигателя u_{dv} и токов якоря двигателя $i_n(t)$, потребляемого из сети $i_c(t)$ и в диоде $i_d(t)$. Диаграммы построены при условии, что коммутация ключа осуществляется мгновенно, т. е. цепи источника питания и диода не обладают индуктивностью.

При указанном условии для рассматриваемой системы электропривода могут быть записаны следующие уравнения:

для периода замкнутого состояния ключа K

$$U_c = k\Phi_n\omega_1 + R_n i_{n1} + L_n \frac{di_{n1}}{dt}; \quad (5-70a)$$

$$M_1 = k\Phi_n i_{n1}; \quad (5-71a)$$

$$M_1 - M_c = J \frac{d\omega_1}{dt}; \quad (5-72a)$$

для периода разомкнутого состояния ключа K

$$0 = k\Phi_n\omega_2 + R_n i_{n2} + L_n \frac{di_{n2}}{dt}; \quad (5-70б)$$

$$M_2 = k\Phi_n i_{n2}; \quad (5-71б)$$

$$M_2 - M_c = J \frac{d\omega_2}{dt}; \quad (5-72б)$$

где M_c и J — соответственно момент статической нагрузки на валу двигателя и момент инерции системы электропривода.

При записи этих уравнений принято, что источник питания обладает свойствами источника напряжения, т. е.

его внутреннее сопротивление пренебрежимо мало, а диод D обладает идеальными свойствами: его сопротивление равно нулю в проводящем направлении и бесконечности — в обратном направлении.

Для анализа установившегося режима работы привода (точнее, квазиустановившегося) необходимо проанализировать соотношения между средними значениями тока, момента, скорости, напряжения. При этом имеются в виду средние значения указанных величин за период коммутации K . Из (5-72а) и (5-72б), полагая, что за время T_K момент $M_c = \text{const}$, можно найти:

$$\begin{aligned} M_{cp} &= \frac{1}{T_K} \int_0^{T_K} M dt = \frac{1}{T_K} \left(\int_0^{t_1} M_1 dt + \int_0^{t_2} M_2 dt \right) = \\ &= \frac{1}{T_K} \left[\int_0^{t_1} \left(M_c + J \frac{d\omega_1}{dt} \right) dt + \int_0^{t_2} \left(M_c + J \frac{d\omega_2}{dt} \right) dt \right] = \\ &= \frac{1}{T_K} [M_c (t_1 + t_2) + J(\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2)]. \end{aligned}$$

Для квазиустановившегося режима должно соблюдаться соотношение $\Delta\omega_1 = -\Delta\omega_2$, т. е. мгновенные значения скорости в начале и конце периода должны быть равны друг другу, так как в противном случае имеет место переходный процесс, а не квазиустановившийся режим. Учитывая также, что $t_1 + t_2 = T_K$, из предыдущего выражения можно найти:

$$M_{cp} = M_c.$$

Отсюда в соответствии с (5-71а) и (5-71б)

$$I_{cp} = \frac{M_{cp}}{k\Phi_H} = \frac{M_c}{k\Phi_H} = I_c. \quad (5-73)$$

С другой стороны, из (5-70а) и (5-70б)

$$\begin{aligned} R_H I_{cp} &= \frac{R_H}{T_K} \left(\int_0^{t_1} i_{H1} dt + \int_0^{t_2} i_{H2} dt \right) = \\ &= \frac{R_H}{T_K} \left[\int_0^{t_1} \left(U_c - k\Phi_H \omega_1 - L_H \frac{di_{H1}}{dt} \right) dt + \int_0^{t_2} \left(-k\Phi_H \omega_2 - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - L_H \frac{di_{H2}}{dt} \right) dt \right] = \frac{R_H}{T_K} [U_c t_1 - k\Phi_H \omega_{cp} - L_H (\Delta i_{H1} + \Delta i_{H2})], \end{aligned}$$

$$\text{где } \omega_{cp} = \frac{1}{T_K} \int_0^{T_K} \omega dt = \frac{1}{T_K} \left(\int_0^{t_1} \omega_1 dt + \int_0^{t_2} \omega_2 dt \right).$$

Учитывая, что в квазиустановившемся режиме $\Delta i_{н1} = -\Delta i_{н2}$, и обозначая $t_1/T_K = \gamma$, находим:

$$R_n I_{ср} = \gamma U_c - k \Phi_n \omega_{ср}.$$

Отсюда уравнение скоростной характеристики системы ИРН—Д имеет вид:

$$\omega_{ср} = \frac{\gamma U_c - R_n I_{ср}}{k \Phi_n}. \quad (5-74)$$

Подставляя сюда (5-73), запишем уравнение механической характеристики:

$$\omega_{ср} = \frac{\gamma U_c}{k \Phi_n} - \frac{R_n}{(k \Phi_n)^2} M. \quad (5-75)$$

Полученные уравнения скоростных и механических характеристик идентичны уравнениям таких же характеристик для других систем управляемый преобразователь—двигатель — см. (5-2) и (5-3); (5-2а) и (5-3а); (5-37) и (5-38); (5-53) и (5-54). Механические и скоростные характеристики и в этом случае представляют собой параллельные друг другу прямые, отсекающие на оси ординат отрезки

$$\omega_0 = \frac{\gamma U_c}{k \Phi_n} = \gamma \omega_0. \quad (5-76)$$

При принятых допущениях ($R_c = 0$; $R_d = 0$) жесткость механических характеристик в рассматриваемом случае равна жесткости естественной механической характеристики, определяемой (2-16)

$$\beta_{ирн-д} = \beta_e = -\frac{(k \Phi_n)^2}{R_n}.$$

Из (5-74)—(5-76) следует, что изменение относительной величины замкнутого состояния ключа или скважности $\gamma = t_1/T_K$ позволяет осуществлять регулирование угловой скорости двигателя. Изменение γ может выполняться различными способами. При широтно-импульсном регулировании (ШИР) остается неизменным период коммутации $T_K = \text{const}$ и, значит, частота коммутации $f_K = 1/T_K = \text{const}$, а изменение γ осуществляется путем изменения времени замкнутого состояния ключа; при этом $t_1 = \text{var}$. В случае частотно-импульсного регулирования (ЧИР) остается неизменной длительность включен-

ного состояния ключа ($t_1 = \text{const}$) и изменяется частота коммутации ($f_k = \text{var}$), а значит, и длительность периода коммутации $T_k = 1/f_k = \text{var}$. Возможен также и комбинированный, широтно-частотный способ импульсного регулирования (ШИЧР), когда одновременно изменяются и длительность замкнутого состояния и частота коммутации. Из указанных способов наибольшее распространение получил первый — ШИР, так как при его использовании удается относительно просто осуществить изменение γ от 0 до 1, что, в свою очередь, дает возможность в широких пределах регулировать скорость двигателя. Вторым способом — ЧИР характеризуется, как правило, более простыми схемными решениями, однако в этом случае не представляется возможным осуществить глубокое регулирование скорости, так как при $t_1 = \text{const}$ для $\gamma \rightarrow 0$ необходимо, чтобы $T_k \rightarrow \infty$ или $f_k \rightarrow 0$, т. е. по существу выражается идея импульсного регулирования.

Выражения (5-74) и (5-75) справедливы только в том случае, когда в цепи якоря проходит непрерывный ток. Если же в период отключенного состояния ключа ток i_a успевает снизиться до нуля и в кривой тока содержится пауза, как показано на рис. 5-61, б, то имеет место режим прерывистого тока. В этом случае движение привода во время паузы тока связано с большим расходом запаса кинетической энергии, чем в режиме непрерывного тока, и соотношение между $\omega_{\text{ср}}$ и $I_{\text{ср}}$ изменяется по сравнению с режимом непрерывного тока.

Для анализа характеристик электропривода с импульсным регулированием напряжения в зоне прерывистого тока необходимо найти граничное значение начально-непрерывного тока и соотношение между $I_{\text{ср}}$ и $\omega_{\text{ср}}$ в этой зоне. С этой целью следует определить закон изменения во времени мгновенного значения тока якоря.

Из уравнений (5-70а) — (5-72б) следует, что на каждом из интервалов замкнутого и разомкнутого состояний ключа K поведение электропривода описывается дифференциальным уравнением второго порядка. Однако для практических расчетов, учитывая реальное соотношение параметров электроприводов, с достаточной точностью можно считать, что за период коммутации скорость электропривода остается неизменной, т. е. $\omega_1 = \omega_2 = \omega_{\text{ср}}$ и $d\omega_1/dt = d\omega_2/dt = 0$. В этом случае характер изменения тока якоря за период коммутации определяется только уравнениями (5-70а) и (5-70б), которые при принятом допущении яв-

ляются линейными дифференциальными уравнениями первого порядка. Их решение имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} i_{я1} &= I_1 - (I_1 - I_{нач1}) e^{-t/T_{я}}; \\ i_{я2} &= I_2 - (I_2 - I_{нач2}) e^{-t/T_{я}}, \end{aligned} \right\} \quad (5-77)$$

где

$$I_2 = -\frac{k\Phi_n\omega_{ср}}{R_{я}}; \quad (5-78)$$

$$I_1 = \frac{U_c - k\Phi_n\omega_{ср}}{R_{я1}} = \frac{U_c}{R_{я1}} + I_2 = I_{к.з} + I_2; \quad (5-79)$$

$$T_{я} = \frac{L_{я1}}{R_{я1}};$$

$I_{нач1}$, $I_{нач2}$ — значения тока якоря в начале первого и второго интервалов работы ключа K .

В уравнениях (5-77) принято, что начало отсчета времени совпадает с началом соответствующего интервала. Из диаграммы тока якоря для квазиустановившегося режима, представленной на рис. 5-60, б, следует:

$$I_{нач1} = I_{мин} = i_{я2}(t_2); \quad I_{нач2} = I_{макс} = i_{я1}(t_1).$$

Подстановка соответствующих значений времени в уравнения (5-77) и совместное решение этих уравнений относительно $I_{нач1}$ и $I_{нач2}$ дает:

$$I_{мин} = I_{нач1} = I_1 - (I_1 - I_2) \frac{1 - e^{-t_2/T_{я}}}{1 - e^{-T_K/T_{я}}}; \quad (5-80)$$

$$I_{макс} = I_{нач2} = I_2 - (I_2 - I_1) \frac{1 - e^{-t_1/T_{я}}}{1 - e^{-T_K/T_{я}}}. \quad (5-81)$$

Условия определения начально-непрерывного (графикного) тока в соответствии с графиками на рис. 5-61, а могут быть сформулированы следующим образом:

$$I_{нач1} = i_2(t_2) = 0.$$

Тогда

$$I_{нач2} = i_{я1}(t_1) = I_1(1 - e^{-t_1/T_{я}})$$

и соответственно

$$i_{я2}(t_2) = I_2 - [I_2 - I_1(1 - e^{-t_1/T_{я}})] e^{-t_2/T_{я}} = 0.$$

Отсюда

$$-\frac{I_1}{I_2} = \frac{1 - e^{-t_2/T_{я}}}{(1 - e^{-t_1/T_{я}}) e^{-t_2/T_{я}}}.$$

Учитывая (5-78) и (5-79), после преобразований находим:

$$\frac{k\Phi_{II}\omega_{гp}}{U_c} = \frac{\omega_{гp}}{\omega_0} = \frac{(1 - e^{-t_1/T_n}) e^{-t_2/T_n}}{1 - e^{-T_K/T_n}}.$$

Длительность периода коммутации обычно выбирается таким образом, что $T_K \ll T_n$ и, следовательно, $t_1 \ll T_n$; $t_2 \ll T_n$. Это дает возможность существенно упростить полученное выражение, если заменить экспоненциальную функцию ее разложением в ряд

$$e^{-t/T_n} = 1 - \frac{t}{T_n} + \frac{t^2}{2T_n^2} - \frac{t^3}{2T_n^3} + \dots$$

Тогда после преобразований найдем:

$$\begin{aligned} \omega_{гp} &= \omega_0 \gamma \left(1 - \frac{1-\gamma}{2T_n/T_K - 1} \right) \approx \\ &\approx \omega_0 \gamma \left(1 - \frac{1-\gamma}{2T_n} T_K \right). \end{aligned} \quad (5-82)$$

Подстановка этого значения $\omega_{гp}$ в (5-74) позволяет найти:

$$\begin{aligned} I_{гp} &= I_{к,з} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2T_n/T_K - 1} \approx \\ &\approx I_{к,з} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2T_n} T_K = I_{к,з} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2T_n f_K}, \end{aligned} \quad (5-83)$$

где $I_{к,з} = U_c/R_n$.

Из последнего выражения видно, что граничный ток изменяется при регулировании скорости. Наибольшей величины граничный ток достигает при $\gamma = 1/2$.

$$I_{гp, макс} = I_{к,з} / 8T_n f_K, \quad (5-83a)$$

а при $\gamma = 1$ и $\gamma = 0$ имеем $I_{гp} = 0$, что естественно, так как в первом случае якорь двигателя все время подключен к сети, а во втором имеет место режим динамического торможения при отсутствии дополнительного сопротивления в цепи якоря.

На рис. 5-62 зона прерывистых токов отделена штрихпунктирной линией $\omega_{гp}(I_{гp})$. Для сужения этой зоны

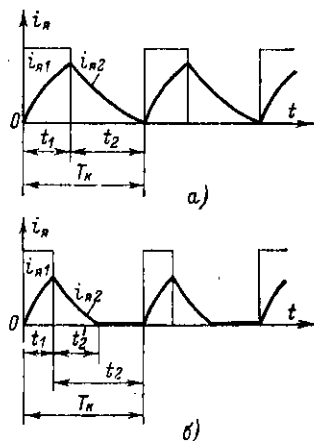


Рис. 5-61. Диаграммы изменения тока якоря при работе системы ИРН—Д в режимах начально-непрерывного (а) и прерывистого (б) тока.

в соответствии с (5-83а) следует увеличить $T_{я}$ путем включения в цепь якоря дополнительной катушки индуктивности или увеличить частоту коммутации ключа f_k , т. е. сократить T_k . Первый путь приводит к ухудшению динамических показателей электропривода, а возможности второго способа ограничены. Действительно, на практике в качестве переключающих устройств применяются транзисторные или тиристорные ключи; частота переключений которых ограничена

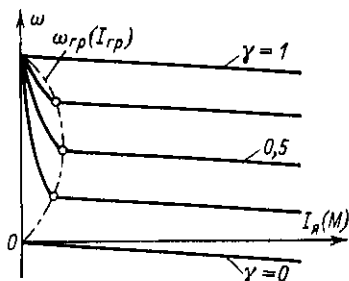


Рис. 5-62. Скоростные (механические) характеристики системы ИРН—Д, выполненной по схеме рис. 5-59.

для первых главным образом тепловыми потерями при работе в режиме переключений, а для вторых — временем восстановления управляющих свойств. На практике для реальных установок обычно значение f_k не превышает 800—1200 Гц.

В режиме прерывистого тока ток спадает до нуля внутри интервала, соответствующего отключенному состоянию ключа, в момент времени $t'_2 < t_2$, как показано на рис. 5-61, б.

В этом случае аналогично режиму начально-непрерывного тока можно записать:

$$i_{я2}(t'_2) = I_2 - [I_2 - I_1(1 - e^{-t_1/T_{я}})] e^{-t'_2/T_{я}} = 0.$$

$$\text{Отсюда } t'_2 = T_{я} \ln \left[1 - \frac{I_1}{I_2} (1 - e^{-t_1/T_{я}}) \right].$$

С другой стороны, среднее значение тока якоря для этого случая

$$I_{ср} = \frac{1}{T_k} \left(\int_0^{t_1} i_{я1} dt + \int_0^{t'_2} i_{я2} dt \right) = \frac{1}{T_k} \int_0^{t_1} I_1 (1 - e^{-t/T_{я}}) dt + \\ + \frac{1}{T_k} \int_0^{t'_2} \{ I_2 - [I_2 - I_1(1 - e^{-t_1/T_{я}})] e^{-t/T_{я}} \} dt.$$

Опуская промежуточные преобразования, находим:

$$I_{ср} = \gamma I_1 + \frac{t'_2}{T_k} I_2 = \gamma I_1 + \frac{T_{я}}{T_k} I_2 \ln \left[1 - \frac{I_1}{I_2} (1 - e^{-t_1/T_{я}}) \right].$$

Используя в этом случае разложение в ряд натурального логарифма по формуле $\ln x = x - 1 - \frac{(x-1)^2}{2} + \dots$, после преобразований получаем:

$$I_{\text{ср}} \approx \frac{\gamma^2 T_{\text{н}}}{2T_{\text{н}}} I_{\text{к.з}} \frac{\omega_0 - \omega_{\text{ср}}}{\omega_{\text{ср}}}.$$

Отсюда уравнение скоростной характеристики в режиме прерывистого тока

$$\omega_{\text{ср}} \approx \frac{\omega_0}{1 + \frac{2T_{\text{н}}}{\gamma^2 T_{\text{к}}} I_{\text{ср}}} \quad (5-84)$$

и соответственно механической характеристики:

$$\omega_{\text{ср}} \approx \frac{\omega_0}{1 + \frac{2T_{\text{н}}}{\gamma^2 T_{\text{к}}} M_{\text{к.з}}} M_{\text{ср}} \quad (5-85)$$

где $M_{\text{к.з}} = k\Phi_{\text{н}} I_{\text{к.з}}$.

Скоростные и механические характеристики системы ИРН—Д показаны на рис. 5-62. В режиме прерывистого тока независимо от значения γ скорость холостого хода равна $\omega_0 = U_{\text{с}}/k\Phi_{\text{н}}$.

Жесткость механических характеристик в этом режиме резко снижается, в связи с чем обычно стремятся к тому, чтобы электропривод не работал в зоне прерывистого тока.

Для реализации рассматриваемого способа регулирования напряжения, как уже указывалось, могут быть использованы либо транзистор, работающий в режиме переключений, либо ключ, выполненный на тиристорах.

На рис. 5-63, а приведена схема, в которой в качестве ключа используется транзистор. Такая схема применяется при токах якоря до 10–15 А. Транзистор, как правило, включается по схеме с общим эмиттером, так как в этом случае имеет место максимальный коэффициент усиления по мощности. Транзистор открывается при подаче на его вход отрицательного управляющего сигнала U_{γ} и закрывается при обратной полярности U_{γ} .

Схема тиристорного ключа на рис. 5-65, б работает так же, как рассмотренная ранее схема на рис. 4-44. Однако в данной схеме нет необходимости в дополнительном источнике питания для заряда коммутирующего конденсатора $C_{\text{к}}$. Для предварительной зарядки конденсатора необходимо сначала открыть тиристор T_2 , благодаря чему конденсатор зарядится от питающей сети через цепь

якоря с плюсом на верхней обкладке. При открывании основного тиристора T_1 подается напряжение на двигатель и одновременно через открытый T_1 происходит перезаряд конденсатора по цепи, включающей колебательный коммутирующий контур с отсекающим диодом D_K . В результате C_K перезаряжается с минусом на верхней обкладке.

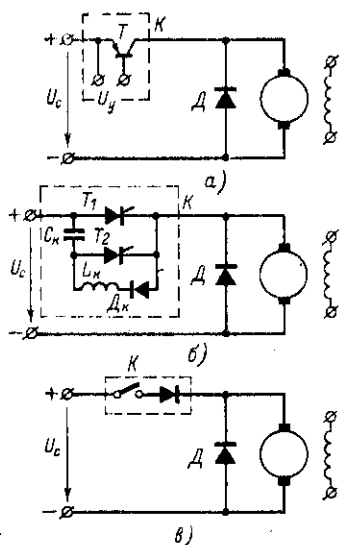


Рис. 5-63. Схемы системы ИРН—Д.

а — с транзисторным ключом;
б — с составным тиристорным ключом;
в — с эквивалентным вентильным ключом.

некоторые недостатки. Одним из существенных недостатков является пульсация тока якоря, приводящая к дополнительному нагреву двигателя. Из (5-80) и (5-81) можно найти двойную амплитуду пульсаций тока якоря

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = (I_1 - I_2) \frac{1 - e^{-t_1/T_\pi} - e^{-t_2/T_\pi} + e^{-T_K/T_\pi}}{1 - e^{-T_K/T_\pi}}.$$

Переходя в этом выражении к разложению в ряд экспоненциальных функций и учитывая (5-78) и (5-79), находим:

$$\Delta I = I_{K,з} \frac{\gamma(1-\gamma)}{T_\pi} T_K = I_{K,з} \frac{\gamma(1-\gamma)}{T_\pi f_K}. \quad (5-86)$$

При последующем открывании T_2 благодаря отрицательному напряжению C_K закроется T_1 . В дальнейшем цикл будет повторяться.

Из анализа приведенных схем можно сделать вывод о том, что рассмотренные ключи обладают свойством односторонней проводимости, и в принципиальных схемах их следует изображать так, как это показано на рис. 5-63, а. Кроме того, процесс коммутации ключа происходит не мгновенно, что сказывается на характеристиках реальных систем ИРН—Д. Последнее особенно важно для составного тиристорного ключа.

Система импульсного регулирования напряжения отличается простотой реализации, надежностью работы. Вместе с тем ей присущи и

Из приведенного выражения видно, что амплитуда пульсаций зависит от γ и не зависит от загрузки двигателя. Она будет наибольшей при $\gamma = 1/2 - \Delta I_{\text{макс}} = = I_{\text{к.з}}/4T_{\text{я}}f_{\text{к}}$ и снижается с ростом $T_{\text{я}}$ и $f_{\text{к}}$. Пульсации тока полностью отсутствуют только в режимах, соответствующих $\gamma = 0$ и $\gamma = 1$, т. е. когда по-прежнему нет импульсного режима.

Для наиболее простой оценки действующего значения тока можно представить его состоящим из постоянной составляющей, равной среднему значению тока, и синусоидальной с частотой $\omega_{\text{к}} = 2\pi f_{\text{к}}$ и амплитудой, равной половине двойной амплитуды, т. е.

$$i_{\text{я}} = I_{\text{ср}} + I_{\text{к.з}} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2T_{\text{я}}f_{\text{к}}} \sin \omega_{\text{к}} t.$$

Тогда действующее значение тока равно:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{к}}} \int_0^{T_{\text{к}}} i_{\text{я}}^2 dt} \approx \sqrt{I_{\text{ср}}^2 + I_{\text{к.з}}^2 \frac{\gamma^2(1-\gamma)^2}{4T_{\text{я}}^2 f_{\text{к}}^2}}.$$

Полученное выражение еще раз подтверждает сделанный ранее вывод о целесообразности увеличения $f_{\text{к}}$, так как в этом случае улучшается использование двигателя и снижаются дополнительные потери мощности за счет уменьшения пульсаций тока якоря.

Другим недостатком рассмотренной схемы рис. 5-59 является невозможность осуществления тормозного режима, если не считать режима динамического торможения при $\gamma = 0$ и сложность реверсирования привода. Данный недостаток относительно просто устраняется путем использования в схеме дополнительных ключей.

На рис. 5-64, а показана схема нереверсивного электропривода с ИРН, в которой возможен режим рекуперативного торможения. Схема содержит два управляемых ключа K_1 и K_2 , которые работают в противофазе, т. е. когда K_1 включен, K_2 отключен, и наоборот, когда K_2 включен, K_1 отключен. Для иллюстрации работы схемы на рис. 5-64, б—г показаны диаграммы изменения тока якоря соответственно при работе в двигательном режиме, когда $I_{\text{ср}} > 0$, в режиме, близком к холостому ходу при $I_{\text{ср}} \approx 0$, и в режиме рекуперативного торможения, когда $I_{\text{ср}} < 0$. Интервалу t_1 соответствует включенное состояние K_1 и отключенное K_2 ; на интервале t_2 включен K_2 , а K_1 отключен.

Работа схемы при двигательном режиме в принципе ничем не отличается от работы схемы на рис. 5-59. На интервале времени t_1 якорь двигателя подключен к сети, в связи с чем его ток растет; на интервале t_2 цепь якоря

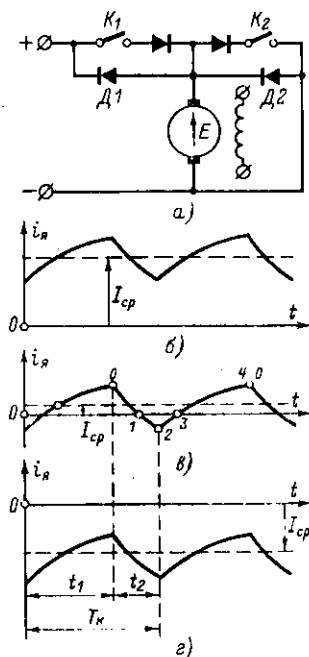


Рис. 5-64. Схема переверсивной системы ПРН—Д, предусматривающая режим рекуперативного торможения (а), и диаграммы изменения тока якоря при работе в режимах двигательном (б), близком к холостому ходу (в) и рекуперативного торможения (з).

своего направления и проходит через диод $D1$, замыкаясь через источник питания с напряжением U_c . На интервале 2—3 ток якоря направлен навстречу напряжению сети, т. е. имеет место рекуперация энергии в сеть. Начиная с точки 3, когда $i_a = 0$, ток вновь изменяет свое направление.

В случае режима рекуперативного торможения, диаграмма тока для которого приведена на рис. 5-64, з, на

замкнута через диод $D2$, и под действием э. д. с. самоиндукции в ней продолжает проходить ток в прежнем направлении в соответствии с диаграммой на рис. 5-64, б. В режиме, близком к холостому ходу, в якоре может иметь место переменный ток, как показано на рис. 5-64, в. Действительно, на интервале t_1 ток в якоре растет под действием U_c . В начале интервала t_2 , в точке 0, якорь оказывается замкнутым через $D2$ и по нему под действием э. д. с. самоиндукции проходит уменьшающийся со временем ток. В точке 1 $i_a = 0$, т. е. полностью израсходован запас электромагнитной энергии. Начиная с этого момента ток в цепи якоря проходит под действием э. д. с. двигателя $E = k\Phi_n\omega_{ср}$, направленной навстречу напряжению сети, в связи с чем изменяет свое направление и ток. При этом цепь якоря замыкается через ключ K_2 . В конце периода коммутации, в точке 2, происходит отключение K_2 и включение K_1 . При этом под действием э. д. с. самоиндукции ток якоря вначале не изменяет

интервале t_2 цепь якоря замыкается через K_2 . В этот период растет абсолютная величина тормозного тока. На интервале t_1 ключ K_2 разомкнут и под действием э. д. с. самоиндукции энергия, запасенная в электромагнитном поле в течение предыдущего интервала времени, передается в сеть. При этом ток якоря, направленный навстречу U_c , проходит через $D1$.

Анализ работы схемы на рис. 5-64, а показывает, что в связи с вентиляльными свойствами ключей возникает необходимость введения в схему шунтирующих диодов $D1$ и $D2$.

Для механических и скоростных характеристик электропривода, выполненного по схеме на рис. 5-64, а, справедливы уравнения (5-75) и (5-74), причем они справедливы для любых значений тока якоря, так как в этом случае не может быть режима прерывистого тока. Соответствующие характеристики показаны на рис. 5-65. На

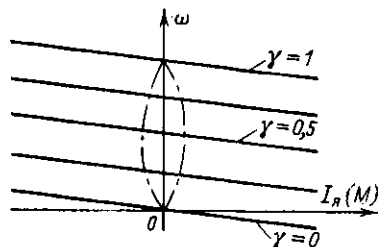


Рис. 5-65. Скоростные (механические) характеристики системы ИРН-Д, выполненной по схеме рис. 5-64.

этом рисунке штрих-пунктирной линией выделена зона переменного тока, показанного на рис. 5-64, в. Очевидно, что правая ветвь границы переменного тока полностью совпадает с граничной кривой начально-непрерывного тока, определяемой (5-82) и (5-83). Уравнение левой ветви границы переменного тока (генераторный режим) может быть получено так же, как и при выводе (5-82) и (5-83), если учесть, что в этом случае $I_{нач2} = 0$; $i_{я1}(t_1) = 0$ — см. рис. 5-64, г, т. е.

$$i_{я1}(t_1) = I_1 - [I_1 - I_2(1 - e^{-t_2/T_H})] e^{-t_1/T_H} = 0.$$

Опуская промежуточные преобразования, запишем:

$$\omega_{гр} = \omega_0 \gamma \left(1 + \frac{1 - \gamma}{2T_H/T_K - 1} \right) \approx \omega_0 \gamma \left(1 + \frac{1 - \gamma}{2T_H} T_H \right). \quad (5-82a)$$

Абсолютная величина граничного тока при этом остается такой же, как и в двигательном режиме, и определяется по (5-83).

На рис. 5-66, а показана схема реверсивного электропривода с ИРН. Четыре ключа K_1, K_2, K_3, K_4 включены

по мостовой схеме, на одну из диагоналей которой подается напряжение источника питания, а к другой диагонали подключен якорь двигателя. В этой схеме возможны два варианта режимов работы ключей. В первом варианте ключи K_1 и K_3 работают одновременно, а ключи K_2 и K_4 — в противофазе с ними, т. е. если на первом интервале t_1 замкнуты K_1 и K_3 и верхний зажим якоря соединен с положительным полюсом, то на втором интервале t_2 при замкнутых K_2 и K_4 к верхнему зажиму якоря будет при-

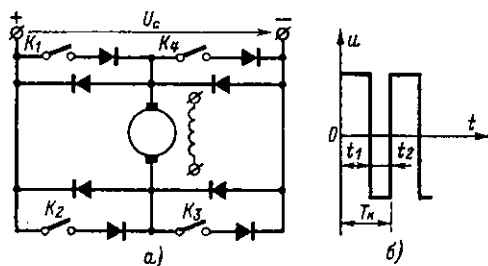


Рис. 5-66. Принципиальная схема реверсивного электропривода с ИРН (а) и диаграмма изменения напряжения на якоре двигателя при одновременной коммутации ключей K_1 , K_3 и K_2 , K_4 .

соединен отрицательный полюс сети. Очевидно, что при указанной работе ключей среднее напряжение на зажимах двигателя равно:

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T_{\text{к}}} \left[\int_0^{t_1} U_{\text{с}} dt - \int_{t_1}^{T_{\text{к}}} (-U_{\text{с}}) dt \right] = \frac{U_{\text{с}} (t_1 - t_2)}{T_{\text{к}}}.$$

Считая по-прежнему $\gamma = t_1/T_{\text{к}}$ и учитывая $t_2 = T_{\text{к}} - t_1$, находим:

$$U_{\text{ср}} = (2\gamma - 1) U_{\text{с}}. \quad (5-87)$$

Отсюда уравнения скоростной и механической характеристик могут быть представлены в виде

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{(2\gamma - 1) U_{\text{с}} - R_{\text{я}} I_{\text{ср}}}{k\Phi_{\text{н}}}; \quad (5-88)$$

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{2\gamma - 1}{k\Phi_{\text{н}}} U_{\text{с}} - \frac{R_{\text{я}}}{(k\Phi_{\text{н}})^2} M_{\text{ср}}. \quad (5-89)$$

С изменением γ можно изменить не только значение, но и знак скорости двигателя. Действительно, при $1 \geq$

$\geq \gamma > 0,5$ скорость идеального холостого хода $\omega'_0 = (2\gamma - 1)\omega_0 > 0$; при $0,5 > \gamma \geq 0$ — $\omega'_0 < 0$. Следует обратить внимание, что в данном случае под γ понимается относительное время замкнутого состояния ключей K_1 и K_3 , т. е. $\gamma_{1,3}$; соответственно для ключей K_2 и K_4 $\gamma_{2,4} = 1 - \gamma_{1,3}$.

На рис. 5-67, а показаны механические характеристики рассматриваемого электропривода. На этом рисунке пунктирными линиями выделена зона переменного тока. Для

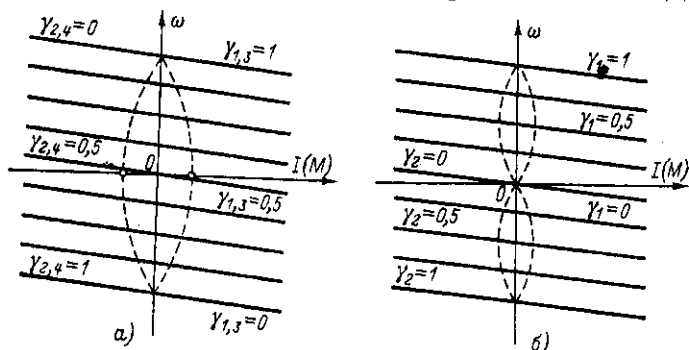


Рис. 5-67. Скоростные (механические) характеристики реверсивного электропривода с ИРЧ.

а — при одновременной коммутации K_1, K_3 и K_2, K_4 ; б — при коммутации в противофазе K_1 и K_4 или K_2 и K_3 .

определения граничного значения знакопостоянного тока можно воспользоваться тем же методом, который был использован при выводе (5-82) и (5-82а). Однако при этом следует учесть, что при рассматриваемом здесь способе коммутации ключей

$$I_2 = -\frac{U_c}{R_n} - \frac{k\Phi_n\omega_{cp}}{R_n}; \quad (5-78a)$$

$$I_1 = \frac{U_c}{R_n} - \frac{k\Phi_n\omega_{cp}}{R_n} = 2I_{к.з} + I_2. \quad (5-79a)$$

Подстановка этих значений токов I_1 и I_2 в уравнение

$$i_2(t_2) = I_2 - [I_2 - I_1(1 - e^{-t_1/T_n})]e^{-t_2/T_n} = 0$$

позволяет найти:

$$\omega_{гр} \approx \omega_0 \left(2\gamma - 1 - \gamma \frac{1-\gamma}{2T_n} T_{к} \right) \quad (5-90)$$

и

$$I_{гр} \approx I_{к.з} \frac{\gamma(1-\gamma)}{T_n f_{к}}. \quad (5-91)$$

Сопоставление (5-91) с (5-83) показывает, что в данном случае при одном и том же значении γ граничный ток оказывается в 2 раза больше, чем в случае подключения якоря двигателя к источнику с постоянной полярностью напряжения. Для рассматриваемой схемы также в 2 раза возрастает и пульсация тока. Действительно, из (5-78а) и (5-79а) следует:

$$\Delta I = (I_1 - I_2) \frac{1 - e^{-t_1/T_n} - e^{-t_2/T_n} + e^{-T_n/T_n}}{1 - e^{-T_n/T_n}} \approx 2I_{к.з} \frac{\gamma(1-\gamma)}{T_n f_k}. \quad (5-92)$$

В связи с этим заметно увеличиваются потери энергии в цепи якоря двигателя. С целью уменьшения потерь в схеме рис. 5-66, а может быть изменена последовательность коммутации ключей. Для одного направления вращения включаются в противофазе ключи K_1 и K_4 при постоянно закрытом K_3 и открытом K_2 . При этом получается схема, аналогичная схеме на рис. 5-64, а, когда якорь подключается к однополярному источнику питания. Для получения обратного направления вращения включаются в противофазе ключи K_2 и K_3 при постоянно закрытом K_4 и открытом K_1 . Соответствующие механические характеристики показаны на рис. 5-67, б. Ширина зоны переменного тока и уровень пульсаций тока для рассматриваемого варианта такие же, как и для схемы неререверсивного электропривода на рис. 5-64, а, но при этом несколько усложняется схема управления ключами.

Г л а в а ш е с т а я

ЧАСТОТНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

6-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Применение частотного регулирования скорости значительно расширяет возможности использования асинхронных электроприводов в различных отраслях промышленности. В первую очередь это относится к установкам, где производится одновременное изменение скорости нескольких асинхронных двигателей, приводящих в движение, например, группы текстильных машин, конвейер-

ров, роллангов и т. п. Используется частотный принцип регулирования скорости асинхронных двигателей и в индивидуальных установках, особенно в тех случаях, когда необходимо получить от механизма высокие угловые скорости, например, для центрифуг, шлифовальных станков и т. д. Питание асинхронных двигателей осуществляется при этом не от общей сети, а от преобразователя частоты ПЧ, показанного на рис. 6-1, энергия к которому подводится от сети постоянной частоты f_{1c} и напряжения U_{1c} . На выходе преобразователя, как правило, меняется не только частота f_1 , но и напряжение U_1 . Для преобразования частоты могут быть использованы электромашинные или полупроводниковые устройства, различающиеся по принципу действия и конструкции.

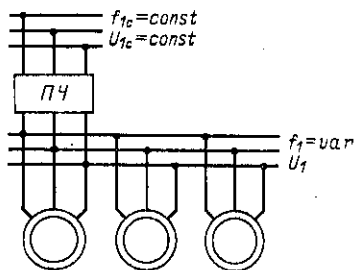


Рис. 6-1. Схема включения асинхронных двигателей, получающих питание от преобразователей частоты.

Возможность изменения скорости асинхронного двигателя при регулировании частоты f_1 следует непосредственно из выражения

$$\omega_0 = 2\pi f_1 / p,$$

из которого видно, что синхронная скорость асинхронного двигателя прямо пропорциональна частоте напряжения статора. При регулировании частоты возникает также необходимость регулирования напряжения источника питания. Действительно, э. д. с. обмотки статора асинхронного двигателя пропорциональна частоте и потоку

$$E_1 = c\Phi f_1. \quad (6-1)$$

С другой стороны, пренебрегая в первом приближении падением напряжения на сопротивлениях обмотки статора, т. е. полагая $\Delta U_1 = I_1 \sqrt{R_1^2 + x_1^2} \approx 0$, можно записать:

$$U_1 \approx E_1$$

или с учетом (6-1)

$$U_1 \approx k\Phi f_1. \quad (6-2)$$

Из приведенного выражения следует, что при неизменном напряжении источника питания U_1 и регулировании его частоты изменяется магнитный поток асинхронного двигателя. В частности, уменьшение частоты f_1 приводит к возрастанию потока и как следствие к насыщению машины и увеличению тока намагничивания, что связано с ухудшением энергетических показателей двигателя, а в ряде случаев и с его недопустимым нагревом. Увеличение частоты f_1 приводит к снижению потока двигателя, что при постоянном моменте нагрузки на валу в соответствии с выражением $M = k\Phi I_2 \cos \varphi_2$ приводит к возрастанию тока ротора, т. е. к перегрузке его обмоток по току при недоиспользованной стали. Кроме того, с этим связано снижение максимального момента и перегрузочной способности двигателя.

Для наилучшего использования асинхронного двигателя при регулировании скорости изменением частоты необходимо регулировать напряжение одновременно в функции частоты и нагрузки.

Регулирование напряжения лишь в функции одной частоты с учетом характеристики механизма может быть реализовано в разомкнутых системах частотного управления.

Регулирование напряжения в функции нагрузки можно осуществить, как правило, лишь в замкнутых системах, в которых при использовании обратных связей напряжение при данной частоте может изменяться в зависимости от нагрузки.

Изменение частоты источника питания позволяет регулировать скорость асинхронного двигателя как выше, так и ниже основной. Обычно при регулировании выше основной скорости частота источника питания превышает номинальную не более чем в 1,5—2 раза. Указанное ограничение обусловлено прежде всего прочностью крепления обмотки ротора. Кроме того, с ростом частоты питания заметно увеличиваются величины мощности потерь, связанные с потерями в стали статора. Регулирование скорости вниз от основной, как правило, осуществляется в диапазоне до 10—15. Нижний предел частоты ограничен сложностью реализации источника питания с низкой частотой, возможностью неравномерности вращения и рядом других факторов. Таким образом, частотное регулирование скорости асинхронного двигателя может осуществляться в диапазоне до 20—30. Использование

двигателей специальной конструкции дает возможность расширить диапазон регулирования за счет увеличения верхнего предела скорости. Нижний предел скорости может быть уменьшен путем введения в схему управления различных обратных связей.

Если при регулировании частоты напряжение изменяется таким образом, что $\Phi = \text{const}$, то допустимый момент на валу асинхронного двигателя при частотном регулировании скорости также будет неизменным ($M_{\text{доп}} = \text{const}$).

6-2. ЗАКОН ИЗМЕНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ЧАСТОТНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

При выборе соотношения между частотой и напряжением, подводимым к статору асинхронного двигателя, чаще всего исходят из условия сохранения перегрузочной способности асинхронного двигателя, т. е. кратности критического момента к моменту статической нагрузки, для любой из регулировочных механических характеристик:

$$\lambda = \frac{M_k}{M_c} = \text{const.}$$

Из (2-54), пренебрегая падением напряжения на обмотке статора и учитывая, что $x_k \equiv f_1$ и $\omega_0 \equiv f_1$, можно найти:

$$M_k = \frac{3}{2} \frac{U_1^2}{\omega_0 x_k} = A \frac{U_1^2}{f_1^2},$$

где A — коэффициент, не зависящий от напряжения и частоты.

Тогда для любой частоты f_{1j} источника питания и соответствующей ей угловой скорости ω_j можно записать:

$$\lambda(f_{1j}) = \frac{M_{kj}}{M_c(\omega_j)} = A \frac{U_{1j}^2}{f_{1j}^2 M_c(\omega_j)} = \text{const},$$

где U_{1j} — фазное напряжение источника питания (соответственно и на обмотке статора асинхронного двигателя) при частоте f_{1j} ;
 $M_c(\omega_j)$ — момент статической нагрузки на валу двигателя при скорости $\omega_j \approx 2\pi f_{1j}/p$.

Из последнего выражения следует, что для любых двух значений регулируемой частоты f_{1j} и f_{1k} должно соблю-

даться соотношению

$$\frac{U_{1j}^2}{f_{1j}^2 M_c(\omega_j)} = \frac{U_{1k}^2}{f_{1k}^2 M_c(\omega_k)}.$$

Отсюда следует основной закон изменения напряжения при частотном регулировании скорости асинхронного двигателя

$$\frac{U_{1j}}{U_{1k}} = \frac{f_{1j}}{f_{1k}} \sqrt{\frac{M_c(\omega_j)}{M_c(\omega_k)}}. \quad (6-3)$$

Припимая один из режимов работы двигателя за номинальный, т. е. полагая, например, что при $f_{1k} = f_{1n}$ к зажимам обмотки статора приложено номинальное напряжение U_{1n} и при этом двигатель развивает номинальный момент, и обозначая $f_{1j} = f_j$, можно основной закон изменения напряжения при частотном регулировании записать в виде

$$\frac{U_{1j}}{U_{1n}} = \frac{f_{1j}}{f_{1n}} \sqrt{\frac{M_c(\omega_j)}{M_n}}, \quad (6-4)$$

или в относительных единицах

$$U_{1*} = f_{1*} \sqrt{M_{c*}}, \quad (6-5)$$

где

$$U_{1*} = U_1 / U_{1n}; \quad f_{1*} = f_1 / f_{1n}; \quad M_{c*} = M_c / M_n;$$

U_1 , M_c — значения напряжения на статоре и статического момента, соответствующие значению регулируемой частоты f_1 .

Из полученных выражений следует, что закон изменения напряжения U_1 определяется не только частотой источника питания f_1 , но и характером изменения момента статической нагрузки на валу двигателя при изменении угловой скорости. Для многих механизмов зависимость момента статической нагрузки от угловой скорости в зоне регулирования последней может быть представлена в виде степенной функции:

$$M_c = M_0 + (M_n - M_0) \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^q,$$

или в относительных единицах.

$$M_{c*} = M_{0*} + (1 - M_{0*}) \omega_*^q,$$

где M_0 — момент статической нагрузки при $\omega = 0$.

Учитывая, что $\omega \equiv f_1$, а значит, $\omega_* = f_{1*}$, последнее выражение можно записать в виде

$$M_{c*} = M_{0*} + (1 - M_{0*}) f_{1*}^q. \quad (6-6)$$

Подстановка (6-6) в (6-5) дает:

$$U_{1*} = f_{1*} \sqrt{M_{0*} + (1 - M_{0*}) f_{1*}^q}. \quad (6-7)$$

Из всего многообразия зависимостей $M_c(\omega)$ в теории электропривода обычно рассматриваются три наиболее часто встречающиеся типа статических нагрузок: 1) момент статической нагрузки не зависит от скорости (рис. 6-2, а).

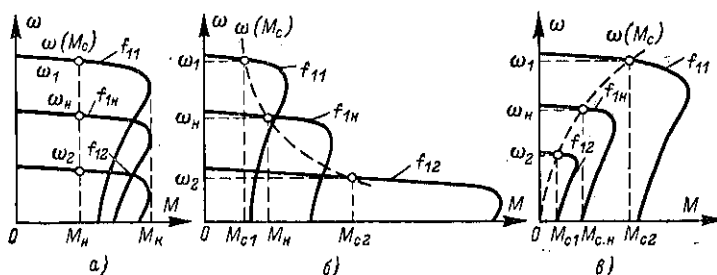


Рис. 6-2. Механические характеристики асинхронного двигателя при частотном регулировании скорости для случая $\lambda = \text{const}$ при $M_c = \text{const}$ (а), $P_c = \text{const}$ (б) и вентиляторной нагрузке (в).

При этом $q = 0$; $M_c = \text{const}$ ($M_{c*} = 1$); 2) при регулировании скорости мощность на валу двигателя остается постоянной (рис. 6-2, б), т. е. здесь $P_c = \text{const}$, $q = -1$; $M_0 = 0$; $M_c = P_c/\omega = M_n \omega_n/\omega$; $M_{c*} = 1/f_{1*}$; 3) идеализированная вентиляторная нагрузка (рис. 6-2, в). В данном случае $M_0 = 0$; $q = 2$; $M_c = M_n (\omega/\omega_n)^2$; $M_{c*} = f_{1*}^2$.

Подставляя в (6-7) соответствующие значения M_{0*} и f_{1*} , можно записать для каждого из указанных типов статической нагрузки основной закон изменения напряжения при частотном регулировании следующим образом.

При постоянном моменте на валу

$$U_{1*} = f_{1*} \quad (6-8)$$

или

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const}, \quad (6-8a)$$

т. е. при постоянстве момента статической нагрузки напряжение источника питания должно изменяться пропорционально его частоте.

При постоянстве мощности

$$U_{1*} = \sqrt{f_{1*}} \quad (6-9)$$

или

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \text{const}, \quad (6-9a)$$

т. е. при постоянстве мощности статической нагрузки напряжение источника питания должно изменяться пропорционально корню квадратному из значения частоты.

При вентиляторной нагрузке

$$U_{1*} = f_{1*}^2 \quad (6-10)$$

или

$$\frac{U_1}{f_1^2} = \text{const}, \quad (6-10a)$$

т. е. при вентиляторной нагрузке напряжение источника питания должно изменяться пропорционально квадрату значения частоты.

Следует подчеркнуть, что вывод основного закона изменения напряжения при частотном регулировании скорости асинхронного двигателя, определяемого формулой (6-3), был упрощен путем пренебрежения рядом факторов. Наиболее существенным из принятых допущений является пренебрежение падением напряжения на активном сопротивлении обмотки статора, т. е. допущение $R_1 = 0$. Поэтому полученные здесь соотношения (6-8) — (6-10) справедливы лишь для двигателей относительно большой мощности при изменении частоты, а значит, и скорости ниже основной в диапазоне до 2—2,5. Для больших значений диапазона регулирования скорости необходимо корректировать полученные выше соотношения, учитывая падение напряжения в цепи обмотки статора.

Анализ работы асинхронного двигателя при неизменной номинальной частоте проводится на основании Г-образной схемы замещения рис. 2-35, б, так как в этом случае $x_\mu = \text{const}$, причем $x_\mu \gg |R_1 + jx_1|$. Тогда $|(jx_\mu) I_\mu| > |(R_1 + jx_1) I_\mu|$, т. е. падение напряжения на обмотке статора, обусловленное током намагничивания, пренебрежимо мало. При частотном же регулировании в случае снижения f_1 будет пропорционально снижаться и x_μ , тогда как значение R_1 от частоты не зависит. При этих условиях со снижением частоты будет увеличи-

ваться относительная величина падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора $R_1 I_\mu$ от тока намагничивания. Действительно, $I_\mu = E_1/x_\mu$, следовательно,

$$R_1 I_\mu / E_1 = \frac{R_1}{x_\mu} = \frac{R_1}{2\pi f_1 I_{\mu 1}}.$$

Для более точного учета падения напряжения на обмотке статора при частотном регулировании обратимся к Т-образной схеме замещения асинхронного двигателя, приведенной на рис. 6-3.

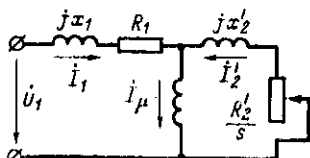


Рис. 6-3. Т-образная схема замещения асинхронного двигателя.

Из анализа Т-образной схемы замещения можно найти значение приведенного тока ротора

$$I_2' = \frac{U_1 x_\mu}{\sqrt{\left(R_1 \frac{R_2'}{s} - x_1 x_2 - x_\mu x_K\right)^2 + \left[R_1 (x_2' + x_1) + \frac{R_2'}{s} (x_1 + x_\mu)\right]^2}}. \quad (6-11)$$

Подставляя полученное значение I_2' в (2-49) и учитывая, что независимо от частоты $x_1/x_\mu \ll 1$ и $x_2'/x_\mu \ll 1$, находим:

$$M = \frac{3U_1^2 R_2'}{\omega_0 s \left[x_K^2 + \left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(\frac{R_1 R_2'}{s x_\mu}\right)^2 \right]}. \quad (6-12)$$

Аналогично тому, как это было сделано в гл. 2, из последнего выражения могут быть найдены значения критических скольжения и момента

$$s_K = R_2' \sqrt{\frac{1 + (R_1/x_\mu)^2}{R_1^2 + x_K^2}}; \quad (6-13)$$

$$M_K = \frac{3}{2} \frac{U_1^2}{\omega_0 \left[R_1 \pm \sqrt{(R_1^2 + x_K^2)(1 + R_1^2/x_\mu^2)} \right]}. \quad (6-14)$$

При номинальной частоте отношение R_1/x_μ не превышает 0,1—0,15, т. е. $(R_1/x_\mu)^2 \ll 1$. С учетом этого соотношения (6-13) и (6-14) обращаются соответственно в (2-53) и (2-54).

При изменении частоты пропорционально ей изменяются и индуктивные сопротивления двигателя. Если воспользоваться параметрами двигателя при номинальной

частоте, то при любой иной частоте соответствующие индуктивные сопротивления равны:

$$x_1 = \frac{x_{1н}}{f_{1н}} f_1 = x_{1н} f_{1*}; \quad x_2' = x_{2н}' f_{1*}; \quad x_{к} = x_{к,н} f_{1*}; \quad x_{\mu} = x_{\mu,н} f_{1*},$$

где $x_{1н}$, $x_{2н}$, $x_{к,н}$, $x_{\mu,н}$ — индуктивные сопротивления двигателя при $f_{1н}$.

Подставляя полученные значения индуктивных сопротивлений в (6-13) и (6-14), учитывая, что $\omega_0 = \omega_{0н} f_{1*}$, и

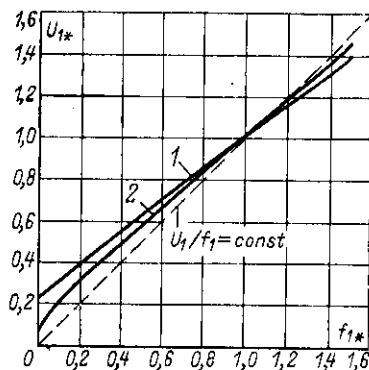


Рис. 6-4. Закон изменения напряжения источника переменной частоты при регулировании скорости асинхронных двигателей в случае $\lambda = \text{const}$ и $M_c = \text{const}$.

1 — для двигателя АОЛ011-4 (50 Вт);
2 — для двигателя АБ2-4 (14 кВт).

вводя обозначения $\rho_{1\mu} = R_1/x_{\mu,н}$ и $\rho_{1к} = R_1/x_{к,н}$, находим:

$$s'_k = \pm \frac{R_2'}{f_{1*} x_{к,н}} \sqrt{\frac{f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2}{f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2}}; \quad (6-13a)$$

$$M'_k = \frac{3}{2} \frac{U_1^2}{\omega_{0н} x_{к,н} [f_{1*} \rho_{1к} \pm \sqrt{(f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2)(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}]}. \quad (6-14a)$$

Тогда из (6-14a) и условия

$$\lambda = \frac{M'_k}{M_c(\omega)} = \frac{M'_{к,н}}{M_{н}} = \text{const}$$

можно получить скорректированный закон изменения напряжения при частотном регулировании в виде

$$U_{1*} = \sqrt{\frac{f_{1*} \rho_{1к} + \sqrt{(f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2)(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}}{\rho_{1к} + \sqrt{(1 + \rho_{1к}^2)(1 + \rho_{1\mu}^2)}}} M_{с*}(f_{1*}), \quad (6-15)$$

где $M'_{к,н}$ — значение критического момента при номинальных частоте и напряжении;

$$U_{1*} = U_1/U_{1н}; \quad M_{с*} = M_c/M_{н}.$$

В (6-15) знак минус перед радикалами числителя и знаменателя опущен, так как в данном случае речь идет о поддержании постоянства перегрузочной способности только в двигательном режиме.

На рис. 6-4 показаны зависимости $U_{1*}(f_{1*})$, построенные по основному (пунктирная линия) и скорректированному (сплошные линии) законам изменения напряжения при частотном регулировании скорости для случая $M_c = \text{const} = M_n$. При скорректированном законе (6-15) построены две зависимости соответственно для асинхронных двигателей единой серии с короткозамкнутым ротором АОЛ011-4 (50 Вт, $\rho_{1к} = 0,513$; $\rho_{1н} = 0,164$) и А62-4 (14 кВт; $\rho_{1к} = 0,275$; $\rho_{1н} = 0,0182$). Из анализа этих зависимостей следует, что скорректированный закон изменения напряжения заметно отличается от основного главным образом в зоне низких частот. При этом указанное отличие тем больше, чем меньше мощность двигателя, точнее, чем больше значения $\rho_{1к}$ и $\rho_{1н}$.

6-3. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ЧАСТОТНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ

Из (6-12) может быть получено выражение для механических характеристик, аналогичное (2-55)

$$M = \frac{2M'_k(1 + a's'_k)}{s/s'_k + s'_k/s + 2a's'_k}, \quad (6-16)$$

в котором M'_k и s'_k определяются по (6-13а) и (6-14а) и

$$a' = \frac{R_1 f_{1*}^2}{R_2 (f_{1*}^2 + \rho_{1н}^2)}. \quad (6-17)$$

Значения M'_k , s'_k и a' полностью определяют форму механической характеристики двигателя.

Как указывалось выше, значение M'_k при изменении частоты определяется также законом изменения напряжения. При изменении последнего в соответствии с (6-15) для любой частоты будет соблюдаться условие $\lambda = \text{const}$. Если же с изменением частоты напряжение регулируется в соответствии с (6-4), то при $f_1 \rightarrow 0$ и $M_k \rightarrow 0$. Это означает, что перегрузочная способность двигателя уменьшается при снижении f_1 . На рис. 6-5 показаны зависимости $M'_k(f_1)$, построенные для двигателей АОЛ011-4 (50 Вт) и А62-4 (14 кВт) при условии $U_1/f_1 = \text{const}$. Там же пунктиром нанесена зависимость $M'_k(f_1)$ для случая, когда

при $M_c = \text{const}$ напряжение источника питания изменяется по скорректированному закону (6-15). Сопоставление приведенных зависимостей показывает, что с уменьшением f_1 до $(0,6 \div 0,5) f_{1н}$ значение критического момента снижается на 15—30% значения M_k при номинальной частоте. При этом со снижением мощности двигателя

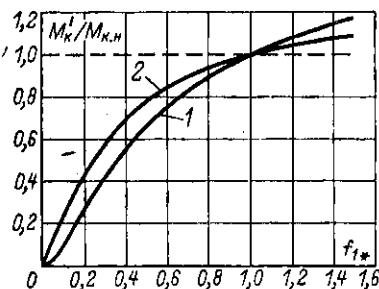


Рис. 6-5. Зависимости изменения критического (максимального) момента при частотном регулировании асинхронных двигателей в случае изменения напряжения по закону $U_1/f_1 = \text{const}$.

1 — для АОЛ011-4 (50 Вт); 2 — для А62-4 (14 кВт).

(точнее, с ростом значения $\rho_{1к}$ и $\rho_{1н}$) указанное отклонение M_k от $M_{к,н}$ становится более заметным. При $f_1 > f_{1н}$ отклонения M_k от $M_{к,н}$ несколько меньше, чем при $f_1 < f_{1н}$. Отсюда может быть сделан вывод, согласно которому закон изменения напряжения $U_1/f_1 = \text{const}$ может использоваться для двигателей средней и большой мощности при изменении частоты в пределах $(0,5 \div 1,5) f_{1н}$. При этом $\lambda = (0,8 \div 1,1) \lambda_{н}$, где $\lambda_{н}$ — перегрузочная способность при $f_{1н}$ и $U_{1н}$.

Для двигателей же малой мощности при тех же условиях этот закон применим в диапазоне частот $(0,7 \div 1,3) f_{1н}$.

Значения s'_k и a' , как это следует из (6-13а) и (6-17), зависят только от f_1 , причем со снижением f_1 значение s'_k растет, а a' уменьшается. Отметим, что рост s'_k при уменьшении f_1 не означает снижения жесткости механических характеристик. Действительно, падение скорости по сравнению с синхронной в критической точке механической характеристики, определяемой координатами M'_k , s'_k , равно:

$$\Delta\omega_k = \omega_0 s_k = \omega_{0н} \frac{R'_2}{x_{к,н}} \sqrt{\frac{f_{1*}^2 + \rho_{1н}^2}{f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2}}.$$

Из приведенного выражения видно, что со снижением частоты $\Delta\omega_k$ также уменьшается и при $f_1 = 0$

$$\Delta\omega_k = \frac{\rho_{1н}}{\rho_{1к}} \sqrt{\frac{1 + \rho_{1к}^2}{1 + \rho_{1н}^2}} \Delta\omega_{к,н},$$

где $\Delta\omega_{к,н}$ — падение скорости в критической точке механической характеристики при $f_{1н}$.

Следует обратить внимание на особенности расчета механических характеристик при $f_1 = 0$, т. е. в режиме динамического торможения. В этом случае стоящее в числителе и знаменателе (6-16) произведение $a's'_K$, как это следует из (6-13а) и (6-17), обращается в нуль. С другой стороны, согласно (6-13а) при $f_1 \rightarrow 0$ скольжение $s'_K \rightarrow \infty$, а $s \rightarrow -\infty$ (по определению, за исключением случая $\omega = 0$). Однако содержащееся в (6-16) отношение этих величин будет вполне определенным. Действительно,

$$\begin{aligned} \lim_{f_{1*} \rightarrow 0} \frac{s}{s'_K} &= \lim_{f_{1*} \rightarrow 0} \frac{\omega_0 n f_{1*} - \omega}{\omega_0 n f_{1*}} \frac{f_{1*} x_{K, n}}{R_2'} \sqrt{\frac{f_{1*}^2 + \rho_{1K}^2}{f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2}} = \\ &= -\frac{\omega x_{K, n} \rho_{1K}}{\omega_0 n R_2' \rho_{1\mu}} = -\frac{\omega}{\Delta \omega_{K, n}} \frac{\rho_{1K}}{\rho_{1\mu}} \sqrt{\frac{1 + \rho_{1\mu}^2}{1 + \rho_{1K}^2}}. \end{aligned}$$

Для оценки жесткости механических характеристик при частотном регулировании асинхронных двигателей можно воспользоваться тем свойством, что рабочий участок характеристики близок к прямой. В этих условиях жесткость рабочего участка механической характеристики может быть определена по точке холостого хода ($s = 0$)

$$\beta_{x, x} = - \frac{2M'_K (1 + a's'_K) s'_K (s'^2_K - s^2)}{\omega_0 (s^2 + s'^2_K + 2a's'^2_K s)^2} \Big|_{s=0} = - \frac{2M'_K (1 + a's'_K)}{\omega_0 s'_K}.$$

Подстановка в полученное выражение значений входящих в него величин по (6-13а), (6-14а) и (6-17) после ряда преобразований дает:

$$\beta_{x, x} = - \frac{3U_1^2}{\omega_0^2 n R_2' (f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}. \quad (6-18)$$

С целью оценки изменения жесткости механических характеристик, связанного с изменением частоты, удобнее отнести $\beta_{x, x}$ к значению жесткости при номинальной частоте. Тогда

$$\frac{\beta_{x, x}}{\beta_{x, x, n}} = U_{1*}^2 (f_{1*}) \frac{1 + \rho_{1\mu}^2}{(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}. \quad (6-18a)$$

Из полученных выражений следует, что значение жесткости рабочего участка механической характеристики при частотном регулировании определяется главным образом законом изменения напряжения $U_1 (f_1)$ источника пита-

ния. В частности, из (6-18а) следует, что при изменении напряжения в соответствии с (6-8), (6-9) и (6-10) в случае снижения f_1 будет уменьшаться жесткость рабочих участков механических характеристик. Если же при $M_c = \text{const}$ или $P_c = \text{const}$ напряжение изменяется по (6-15), то со снижением f_1 модуль $\beta_{x,x}$ может стать в несколько раз больше, чем модуль $\beta_{x,x,u}$, а с ростом частоты выше номинальной модуль жесткости рабочих участков механических

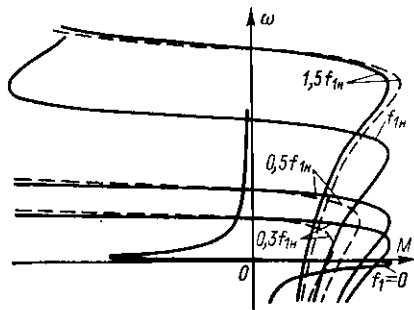


Рис. 6-6. Механические характеристики асинхронного двигателя А62-4 (14 кВт) при частотном регулировании скорости и изменении напряжения питания, построенные по основному (пунктирные линии) и скорректированному (сплошные линии) законам.

характеристик снижает на относительно небольшую величину.

На рис. 6-6 показаны механические характеристики асинхронного двигателя А62-4 мощностью $P_n = 14$ кВт при различных значениях частоты источника питания: $f_{1*} = 1,5; 1; 0,5; 0,3; 0$. Характеристики рассчитывались для случая $M_c = \text{const}$ ($M_{c*} = 1$) при изменении напряжения по (6-8) и по (6-15) и изображены соответственно пунктирными и сплошными линиями. Анализ этих

характеристик показывает, что при изменении напряжения по закону $U_1/f_1 = \text{const}$ с уменьшением частоты λ заметно снижается. Так, для рассматриваемого двигателя при $f_{1*} = 0,3$ получаем $\lambda = 0,58 \lambda_n$. При изменении же U_1 по (6-15) независимо от частоты в двигательном режиме $\lambda = \lambda_n$. Кроме того, в этом случае со снижением f_1 растет $\beta_{x,x}$. В частности, для рассматриваемого двигателя при $f_1 = 0$ имеем $\beta_{x,x0}/\beta_{x,x,u} = 11,5$.

Следует отметить, что регулирование напряжения в соответствии с условием $\lambda = \text{const}$ при снижении f_1 может привести к значительному росту критического момента в режиме рекуперативного торможения. Действительно, из (6-14а) следует:

$$\frac{M'_{к.г}}{M_{к.д}} = \frac{f_{1*} \rho_{1к} + V' (f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2) (f_{1*}^2 + \rho_{1н}^2)}{f_{1*} \rho_{1к} - V' (f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2) (f_{1*}^2 + \rho_{1н}^2)}.$$

Максимум этого отношения имеет место при

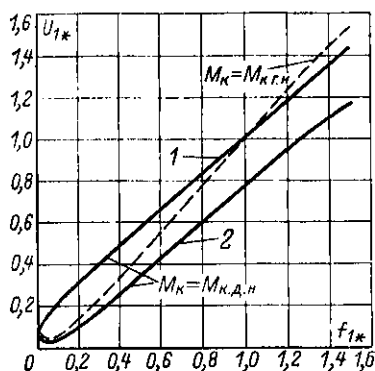
$$f_{1*} = \sqrt{\rho_{1\kappa} \rho_{1\mu}}.$$

Соответственно

$$M'_{\kappa, \text{г. макс}} = \left(2 \frac{\rho_{1\kappa}}{\rho_{1\mu}} + 1\right) M'_{\kappa, \text{д}} = \left(2 \frac{x_{\mu}}{x_{\kappa}} + 1\right) M'_{\kappa, \text{д}}.$$

Для большинства асинхронных машин $x_{\mu} \gg x_{\kappa}$, поэтому $M'_{\kappa, \text{г. макс}} \gg M'_{\kappa, \text{д}}$. В связи с этим в процессе снижения частоты с целью ограничения тормозных моментов может возникнуть задача уменьшения напряжения по сравнению со значениями, получаемыми по (6-15). В частности, если при снижении частоты необходимо, чтобы

Рис. 6-7. Законы изменения напряжения источника переменной частоты при регулировании скорости асинхронного двигателя и поддержания постоянного критического момента в двигательном и тормозном режимах для двигателя А62-4 (14 кВт).



критический момент в генераторном режиме не превышал значение, соответствующее режиму при номинальных напряжении и частоте $M_{\kappa, \text{г}} = M_{\kappa, \text{г.н}} = \text{const}$, то, как следует из (6-14а), напряжение надо изменять по закону

$$U_{1*} = \sqrt{\frac{f_{1*} \rho_{1\kappa} - \sqrt{(f_{1*}^2 + \rho_{1\kappa}^2)(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}}{\rho_{1\kappa} - \sqrt{(1 + \rho_{1\kappa}^2)(1 + \rho_{1\mu}^2)}}}. \quad (6-19)$$

Построенная по (6-19) зависимость изображена пунктирной линией на рис. 6-7.

Для того чтобы критический момент в генераторном режиме был бы равен критическому моменту в двигательном режиме при $f_{1\text{н}}$ и $U_{1\text{н}}$, т. е. для выполнения условия $M_{\kappa, \text{г}} = M_{\kappa, \text{д.н}} = \text{const}$, напряжение следует изменять по закону

$$U_{1*} = \sqrt{\frac{f_{1*} \rho_{1\kappa} - \sqrt{(f_{1*}^2 + \rho_{1\kappa}^2)(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}}{\rho_{1\kappa} + \sqrt{(1 + \rho_{1\kappa}^2)(1 + \rho_{1\mu}^2)}}}, \quad (6-19а)$$

т. е. в этом случае при одних и тех же значениях частоты напряжение при работе машины в генераторном режиме должно быть меньше, чем напряжение по (6-15) при работе в двигательном режиме. Этому положению соответствуют приведенные на рис. 6-7 кривые 1 и 2, которые построены по формулам соответственно (6-15) и (6-19а).

6-4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В системах автоматизированного электропривода находят применение различные типы преобразователей частоты, которые могут быть разделены на две группы: электромашинные преобразователи и вентильные преобразователи.

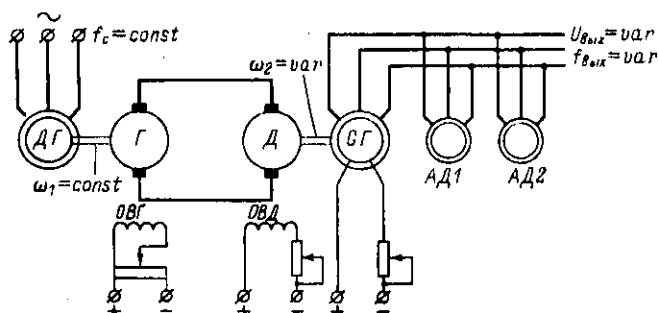


Рис. 6-8. Принципиальная схема асинхронного электропривода с электромашинным преобразователем частоты, выполненным на базе синхронного генератора.

При использовании первых источником напряжения переменной частоты служат электрические машины переменного тока. На рис. 6-8 регулируемые асинхронные двигатели АД1 и АД2 присоединены к электромашинному преобразователю частоты с синхронным генератором. Частота $f_{\text{вых}}$ выходного напряжения синхронного генератора СГ связана с его угловой скоростью ω_2 соотношением

$$f_{\text{вых}} = \omega_2 p / 2\pi,$$

где p — число пар полюсов СГ.

Для изменения $f_{\text{вых}}$ необходимо регулировать скорость ω_2 . Синхронный генератор приводится от двигателя постоянного тока Д, управляемого по системе генератор — двигатель с помощью агрегата постоянной скорости, включающего в себя генератор постоянного тока Г и его приводной двигатель ДГ. В качестве последнего может быть использован синхронный или асинхронный двигатель.

Регулирование скорости СГ, а тем самым и выходной частоты производится теми же способами, что и в обычной системе Г — Д, т. е. изменением тока возбуждения генератора Г и дополнительно тока возбуждения двигателя Д. Величина выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ регулируется изменением тока возбуждения СГ.

Если мощность, потребляемая от сети переменного тока регулируемой частоты, равна P_H , то, учитывая, что эта мощность проходит через все машины преобразователя, найдем суммарную установленную мощность машин преобразователя без учета потерь в них

$$\Sigma P_{уст} = P_{дг} + P_{г} + P_{д} + P_{с.г} \approx 4P_H.$$

При выборе машин конкретного преобразователя необходимо учитывать потери энергии в них. Поэтому в действительности полная установленная мощность преобразователя более чем в 4 раза превосходит мощность нагрузки.

Достоинства рассмотренного преобразователя состоят в возможности раздельного регулирования выходного напряжения и выходной частоты и в возможности применения стандартных электрических машин для преобразования.

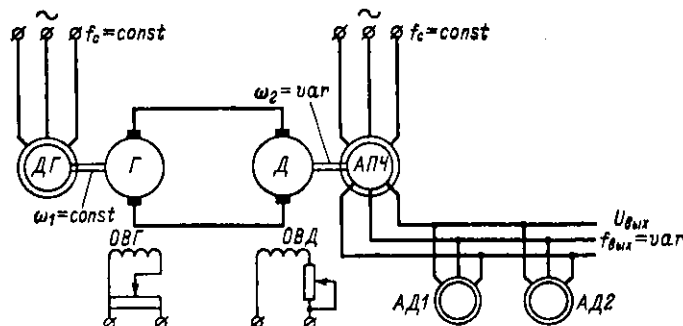


Рис. 6-9. Принципиальная схема асинхронного электропривода с асинхронным преобразователем частоты.

Однако преобразователь имеет и ряд существенных недостатков. Комплектуется он из большого числа машин, что определяет значительные габариты, массу и стоимость системы. Коэффициент полезного действия системы относительно низок, так как общий к. п. д. определяется произведением к. п. д. четырех отдельных машин преобразователя. Регулирование частоты характеризуется значительной инерционностью, поскольку для изменения частоты необходимо соответственно изменять скорость синхронного генератора.

Преобразователь частоты с синхронным генератором применяется в тех случаях, когда необходимо одновременно регулировать угловые скорости нескольких двигателей. Рассмотренный преобразователь частоты обычно применяется для регулирования частоты вниз от номинальной при диапазоне регулирования скорости, не превышающем 10 : 1.

На рис. 6-9 представлена схема электромашиного преобразователя с асинхронным преобразователем частоты АПЧ, который представляет собой обычную асинхронную машину с фазным ротором. Ротор АПЧ соединен с ротором двигателя постоянного тока Д. Скорость АПЧ регулируется по системе Г — Д, как и в схеме рис. 6-8. Первичная цепь АПЧ присоединена к промышленной

сети постоянной частоты f_c , а вторичная цепь служит источником регулируемой частоты $f_{\text{вых}}$

$$f_{\text{вых}} = f_c \frac{\omega_0 \pm |\omega_2|}{\omega_0},$$

где ω_0 — синхронная угловая скорость АПЧ;

ω_2 — угловая скорость ротора АПЧ.

В формуле для $f_{\text{вых}}$ знак плюс относится к случаю, когда ротор АПЧ вращается навстречу вращению магнитного поля, а знак минус соответствует вращению ротора по полю. При вращении против поля $f_{\text{вых}} > f_c$, а при вращении по полю $f_{\text{вых}} < f_c$. Если ротор АПЧ неподвижен, то $f_{\text{вых}} = f_c$.

Электрическая энергия, передаваемая от преобразователя к нагрузке, в данном случае к асинхронным двигателям АД1 и АД2, при вращении против поля определяется суммой преобразованной механической энергии, поступающей от вала Д, и преобразованной электрической энергии, потребляемой АПЧ от сети постоянной частоты. При вращении по полю электрическая энергия, потребляемая АПЧ от сети постоянной частоты, после преобразования частично передается нагрузке, а частично на вал двигателя Д, который в этом случае работает в генераторном режиме. Эта энергия после ряда преобразований передается в сеть промышленной частоты f_c с помощью машины ДГ.

Если пренебречь потерями в машинах преобразователя, то можно считать, что электромагнитная мощность машины равна алгебраической сумме мощности на валу и мощности, потребляемой от сети. При этом предположении мощность двигателя Д равна:

$$P_d = P_{\text{апч}} \frac{\omega_2}{\omega_0}, \quad (6-20)$$

а мощность P_c , передаваемая нагрузке,

$$P_c = P_{\text{апч}} - P_d = P_{\text{апч}} \frac{\omega_2}{\omega_0} = P_{\text{апч}} \frac{\omega_0 - \omega_2}{\omega_0}. \quad (6-21)$$

Из очевидного выражения

$$\frac{\omega_0 - \omega_2}{\omega_0} = \frac{f_{\text{вых}}}{f_c}$$

следует:

$$\frac{\omega_2}{\omega_0} = \frac{f_c - f_{\text{вых}}}{f_c}.$$

С учетом последних соотношений из (6-20) и (6-21) можно выразить мощности АПЧ и Д через мощность нагрузки P_c :

$$P_{\text{апч}} = P_c \frac{f_c}{f_{\text{вых}}}; \quad (6-22)$$

$$P_d = P_c \frac{f_c - f_{\text{вых}}}{f_{\text{вых}}}. \quad (6-23)$$

Когда ротор АПЧ вращается против поля, то $\omega_2 < 0$, откуда $f_{\text{вых}} > f_c$. При этом условии из выражения (6-23) следует, что мощность P_d отрицательна. Это означает, что в этом режиме мощность передается от Д к АПЧ. Теперь можно найти суммарную мощность

машин преобразователя, учитывая, что $P_d \approx P_r \approx P_{дг}$. Эта мощность равна:

$$P_{\Sigma} = |P_{апч}| + 3|P_d| = P_c \left(\frac{f_c}{f_{вых}} + 3 \left| \frac{f_c}{f_{вых}} - 1 \right| \right). \quad (6-24)$$

Если асинхронный двигатель, включенный на выходе преобразователя, регулируется по закону $M_c = \text{const}$, то, полагая, что $P_{с.ном} = M_c \omega_0$, получаем:

$$P_c = P_{с.ном} \frac{f_{вых}}{f_c}.$$

Подставляя это выражение в (6-24), находим:

$$P_{\Sigma} = P_{с.ном} \frac{f_{вых}}{f_c} \left(\frac{f_c}{f_{вых}} + 3 \left| \frac{f_c}{f_{вых}} - 1 \right| \right). \quad (6-25)$$

Равенство (6-24) определяет суммарную мощность машин преобразователя с АПЧ при регулировании выходных асинхронных двигателей по закону $P_c = \text{const}$, а равенство (6-25) — при регулировании по закону $M_c = \text{const}$.

На рис. 6-10 приведены построенные по выражениям (6-24) и (6-25) зависимости суммарной мощности машин преобразователя от его выходной частоты. Из рассмотрения этих зависимостей следует, что при $P_c = \text{const}$ наименьшая суммарная мощность получается при вращении АПЧ против поля, а при $M_c = \text{const}$ получение на выходе $f_{вых}/f_c = 2 + 2,5$ приводит к значительному увеличению P_{Σ} .

Практически электромашинные преобразователи частоты с АПЧ чаще всего применяют для получения повышенных частот, превышающих частоту промышленной сети. Суммарная мощность машин при этом с учетом потерь в 4—5 раз превышает мощность нагрузки.

Система с АПЧ обладает теми же недостатками, что и рассмотренная выше система с синхронным генератором. Однако в системе с АПЧ существует жесткая связь между выходным напряжением и частотой, поскольку э. д. с. ротора асинхронного двигателя пропорциональна скольжению, а значит, и выходной частоте. Для этой системы возможность раздельного регулирования напряжения и частоты на выходе преобразователя затруднена. Иногда между сетью промышленной частоты и АПЧ включают автотрансформатор, который дает возможность регулировать напряжение.

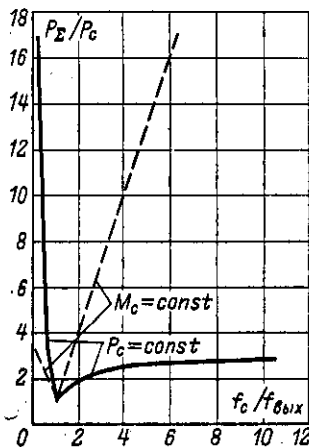


Рис. 6-10. Зависимости от частоты суммарной установленной мощности электрических машин преобразовательной установки, содержащей асинхронный преобразователь частоты.

Электромашинные преобразователи частоты обладают существенными недостатками, основными из которых являются большие габариты преобразователя и значительная его инерционность, связанная с необходимостью изменения скорости преобразовательного агрегата при изменении выходной частоты. Эти недостатки ограничивают область применения электромашинных преобразователей и приводят к необходимости использования вентильных (статических) преобразователей частоты, в частности тиристорных, позволяющих повысить к. п. д. электроприводов и их быстродействие, а также уменьшить габариты.

Вентильные преобразователи частоты, предназначенные для регулирования скорости асинхронных, в первую очередь короткозамкнутых двигателей, должны обеспечивать требуемую частоту при отсутствии других генераторов в выходной цепи преобразователя и допускать раздельное регулирование частоты и напряжения

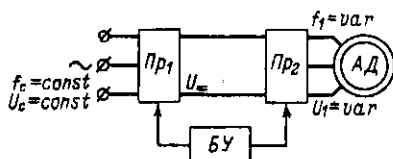


Рис. 6-11. Структурная схема асинхронного регулируемого электропривода с вентильным преобразователем частоты, имеющим промежуточное звено постоянного тока.

с целью достижения оптимального режима частотного управления.

Среди статических вентильных преобразователей частоты выделяются две разновидности: преобразователи с непосредственной связью, в которых в одном устройстве совмещены функции выпрямления и инвертирования, и преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока. Область применения первых

ограничена зоной низких частот — примерно от 10 Гц и ниже при частоте питающей сети 50 Гц. Более универсальны преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока, которые позволяют регулировать частоту на выходе в очень широких пределах от нескольких тысяч герц до десятых и сотых долей герца независимо от значения частоты питающей сети.

На рис. 6-11 приведена блок-схема преобразователя с промежуточным звеном постоянного тока. Преобразователь состоит из трех основных узлов: $Пр_1$, осуществляющего преобразование энергии от питающей сети переменного тока с напряжением U_c и частотой f_c в энергию постоянного тока при регулируемом напряжении $U = u a r$; $Пр_2$, представляющего собой автономный инвертор с регулируемой частотой $f_1 = u a r$ на выходе, и блока управления $БУ$. Блок управления имеет два канала для раздельного регулирования напряжения и частоты. Регулирование напряжения осуществляется с помощью $Пр_1$ как в выпрямительном, так и в инверторном режиме. В первом случае $АД$ работает в двигательном режиме, во втором — в режиме рекуперативного торможения.

В системах автоматизированного электропривода в зависимости от мощности преобразователя и глубины регулирования напряжения используются различные виды выпрямителей: однофазные, трехфазные, мостовые и с нулевой точкой, симметричные, несимметричные и т. п.

Выпрямленное, в общем случае регулируемое по величине, напряжение инвертируется, т. е. преобразуется в трехфазное перемен-

ное напряжение регулируемой частоты посредством автономного инвертора Pr_2 . Выходное напряжение таких инверторов в большинстве случаев несинусоидальное. Для управления асинхронным двигателем желательно использовать автономный инвертор напряжения, у которого амплитуда выходного напряжения практически не зависит от тока нагрузки. Принцип его действия можно рассмотреть на примере однофазного мостового инвертора, схема которого представлена на рис. 6-12. В этой схеме тиристоры $T_1 - T_4$ служат ключами, посредством которых сопротивление нагрузки с разной полярностью подключается к источнику постоянного напряжения E_0 . Тиристоры включаются схемой управления попарно (T_1, T_4 и T_2, T_3) с требуемой частотой. При этом на нагрузке появляется переменное напряжение прямоугольной формы с амплитудой, равной E_0 .

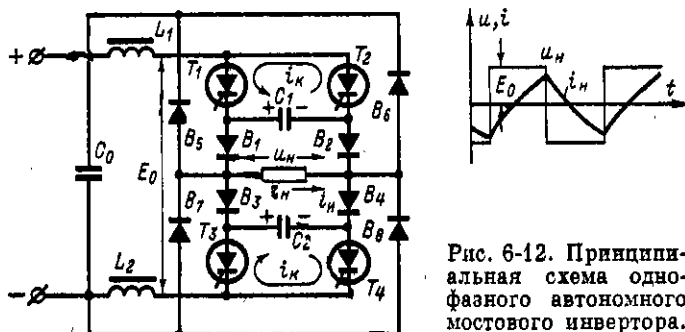


Рис. 6-12. Принципиальная схема однофазного автономного мостового инвертора.

Закрывание тиристоров осуществляется посредством коммутирующих конденсаторов C_1, C_2 . Так, когда включены тиристоры T_1 и T_4 , то конденсаторы C_1, C_2 заряжаются до напряжения источника с полярностью, указанной на рисунке. При включении тиристоров T_2 и T_3 конденсаторы C_1, C_2 разряжаются соответственно через тиристоры T_1, T_2 и T_3, T_4 . Когда ток в тиристорах T_1 и T_4 спадает до нуля, последние закрываются.

Диоды $B_1 - B_4$ отделяют коммутирующие конденсаторы от нагрузки, что позволяет уменьшить их емкость и устранить их влияние на напряжение нагрузки. Диоды $B_5 - B_6$ образуют так называемый «обратный» мост или «мост реактивного тока». Их назначение состоит в пропускании реактивного отстающего тока нагрузки в те моменты времени, когда знаки тока и напряжения не совпадают. При этом за счет самоиндукции или э. д. с. обмотки статора соответствующий диод «обратного» моста открывается и спадающим током нагрузки производится подзаряд конденсатора C_0 . Например, если были открыты тиристоры T_1 и T_4 и ток в нагрузке протекал в направлении, показанном стрелкой на рисунке, то под действием э. д. с. самоиндукции после закрывания T_1, T_4 и открывания T_2, T_3 ток нагрузки, сохраняя свое направление, будет протекать по цепи $B_5 \rightarrow C_0 \rightarrow B_7$ до момента его перехода через нуль.

Дроссели L_1 и L_2 служат для ограничения тока разряда конденсаторов C_1 и C_2 по цепи через обратный мост, минуя закрываемый тиристор. Например, при выключении тиристоров T_1 и T_4 изложенным выше способом конденсатор C_1 дополнительно разряжается по

цепи $B_1 \rightarrow B_3 \rightarrow L_1 \rightarrow T_2$, а конденсатор C_2 по цепи $T_3 \rightarrow L_2 \rightarrow B_8 \rightarrow B_4$. Если исключить из схемы дроссели L_1 и L_2 , то коммутация тиристоров в этом инверторе станет невозможной.

На рис. 6-13 приведена схема трехфазного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока, содержащего трехфазный мостовой управляемый выпрямитель $1B$, дроссель фильтра L_Φ , конденсатор реактивной энергии C_0 и автономный трехфазный мостовой инвертор с ограниченными комммутирующими емкостями, принцип действия которого такой же, как и у рассмотренного однофазного (рис. 6-12).

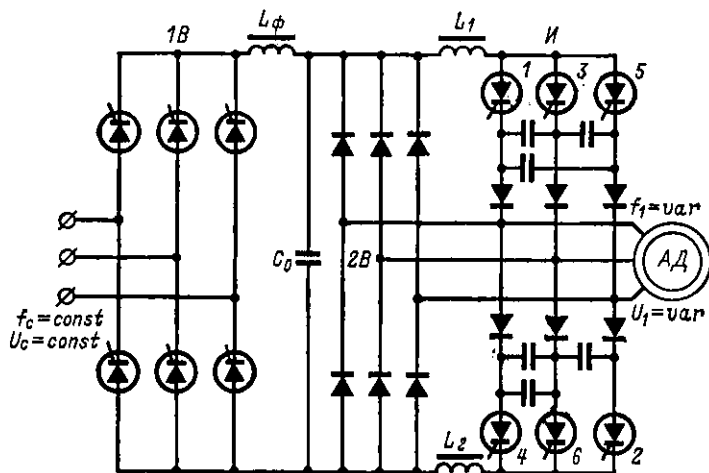


Рис. 6-13. Принципиальная схема асинхронного регулируемого электропривода с трехфазным тиристорным преобразователем частоты.

Особенность данного трехфазного инвертора состоит в том, что одновременно открыты лишь два тиристора (1, 6 — 1, 2 — 2, 3...). Порядок включения тиристоров соответствует их номерам. При питании двигателя от преобразователя целесообразно обмотку его статора включать в треугольник, что позволяет повысить надежность инвертора за счет снижения требуемого выходного напряжения.

Следует отметить, что двигатель, питающийся от преобразователя по схеме на рис. 6-13, не может работать в генераторном режиме параллельно с сетью, так как выпрямитель $1B$ обладает односторонней проводимостью энергии. Для создания возможности генераторного режима необходимо включить встречно-параллельно выпрямителю $1B$ зависимый, ведомый сетью инвертор.

Выпрямитель $1B$ преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока выполняется на мощность

$$P_{1B} = P_H / \eta_H,$$

где P_H , η_H — номинальные значения мощности и к. п. д. асинхронного двигателя.

Инвертор выбирается на мощность

$$P_{\text{и}} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta_{\text{н}} \cos \varphi_{\text{н}}}.$$

Суммарная установленная мощность преобразователя составит примерно $P_{\Sigma} \approx 2,5 P_{\text{н}}$.

Недостаток преобразователя с промежуточным звеном постоянного тока состоит в двукратном преобразовании энергии, что увеличивает установленную мощность и снижает к. п. д.

6.5. ОСОБЕННОСТИ ЧАСТОТНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Регулирование скорости асинхронных двигателей путем изменения напряжения и частоты на его зажимах является одним из наиболее интересных и перспективных способов регулирования этого двигателя.

Этот способ регулирования позволяет получить жесткие механические характеристики. Потери мощности при частотном управлении невелики. Это следует из выражения

$$\Delta P_{2\text{эл}} = M \omega_0 s$$

с учетом того, что двигатель при изменении частоты работает на линейных участках механических характеристик, т. е. при малых скольжениях s . При наличии соответствующего преобразователя частоты можно получить любую плавность регулирования. Важно отметить, что указанные положительные свойства можно реализовать с бесконтактным асинхронным короткозамкнутым двигателем, который является наиболее простым, надежным и дешевым электрическим двигателем.

Основным недостатком электроприводов с частотным управлением является необходимость использования преобразователей частоты, которые в настоящее время характеризуются относительной сложностью по схемному исполнению и высокой стоимостью. Этот недостаток ограничивает применение частотноуправляемых электроприводов. Тем не менее преимущества этих приводов столь значительны, что на протяжении многих лет и в настоящее время ведутся интенсивные работы по созданию преобразователей частоты для регулирования скорости асинхронных двигателей.

В случае создания приемлемых по сложности и стоимости преобразователей частоты частотноуправляемый привод с асинхронным короткозамкнутым двигателем получит широкое распространение в технике.

Глава седьмая

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ В КАСКАДНЫХ СХЕМАХ ВКЛЮЧЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

7-1. ОБЩАЯ ТЕОРИЯ РАБОТЫ КАСКАДОВ

При подключении асинхронного двигателя с фазным ротором к сети с постоянной частотой и глубоким регулировании его угловой скорости потери скольжения $\Delta P_s = M\omega_s$ могут составить ощутимую величину. Бесполезное рассеивание их в регулировочных сопротивлениях снижает энергетические показатели электропривода. Кроме того, при большой мощности двигателя переключающие и регулирующие аппараты в роторной цепи могут оказаться совершенно неприемлемыми по мощностям и габаритам. Непосредственная реализация энергии скольжения асинхронного двигателя затруднена, так как частота в роторной цепи отлична от частоты питающей сети.

В связи с указанными обстоятельствами представляется целесообразным использовать энергию скольжения. Оказывается, что в ряде случаев это может быть осуществлено. Исторически сложилось так, что первые схемы, позволяющие использовать энергию скольжения, создавались путем специального соединения асинхронного двигателя с другими электрическими машинами. Поэтому эти схемы получили название каскадных. В настоящее время существуют схемы, использующие энергию скольжения асинхронного двигателя без добавочных вращающихся электрических машин с помощью вентильных (статических) преобразователей. Эти схемы также называются каскадными.

В общем случае каскадными называют такие схемы включения асинхронного двигателя, которые позволяют использовать энергию скольжения путем отдачи ее в сеть или превращения ее в механическую энергию, передаваемую на вал главного двигателя.

В процессе развития каскадных установок асинхронного двигателя наметились две принципиально различные группы схем. В первой из них, как показано на рис. 7-1, а, на вход преобразователя *Пр* поступает энергия скольжения частоты $f_2 = f_1 s$ с колец АД, а выход преобразователя, характеризующийся напряжением и частотой сети f_1 , соединен с питающей сетью.

В каскадах этой группы энергия скольжения за вычетом потерь энергии непосредственно в обмотке ротора АД

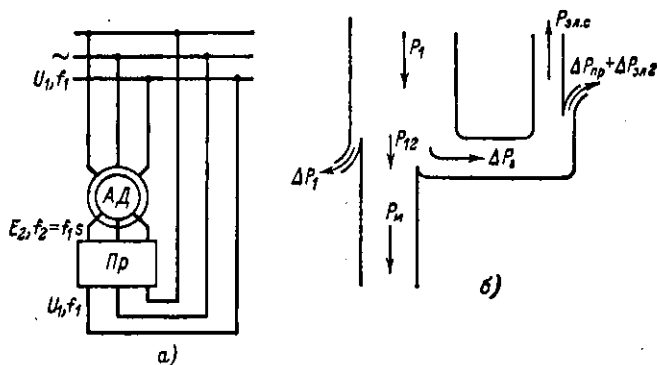


Рис. 7-1. Принципиальная схема (а) и энергетическая диаграмма (б) электрического каскада.

и элементах преобразователя *Пр* возвращается в питающую сеть, что иллюстрируется энергетической диаграммой на рис. 7-1, б. Между элементами преобразователя и асинхронным двигателем в схеме рис. 7-1, а имеется только электрическое соединение. Поэтому такие каскадные установки называются электрическими.

На рис. 7-2, а изображена принципиальная схема другого типа каскадных установок. Энергия скольжения в каскадах этой группы поступает на вход преобразователя. Преобразователь на выходе создает напряжение $U_{в.д.}$, которое подается на зажимы вспомогательного двигателя ВД. Последний преобразует электрическую энергию, поступающую от *Пр*, в механическую, которая возвращается на вал АД, поскольку валы АД и ВД механически соединены между собой. Если пренебречь потерями в машинах каскада, то становится очевидным, что на вал каскадной установки от АД поступает механическая мощность $P_{м.ад} = M\omega$, а от ВД $P_{эм.в.д} = \Delta P_s =$

$= M\omega_s$. Суммарная механическая мощность на валу каскада $P_v = P_{м.а.д} + P_{эм.в.д} \approx M\omega + M\omega_0 s = M\omega_0 = P_{12}$, т. е. в этом случае механическая мощность на валу каскада примерно равна электромагнитной мощности, передаваемой со статора на ротор асинхронного двигателя.

Из схемы рис. 7-2, а видно, что элементы преобразователя соединены с АД как электрическим (вход Пр — кольца АД), так и механическим путем (вал ротора ВД — вал ротора АД). Поэтому такие каскады называются электромеханическими. Приведенная на рис. 7-2, б

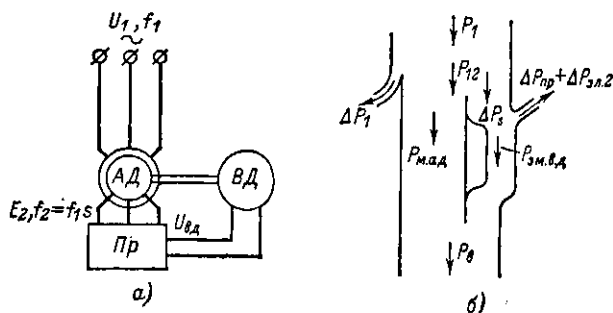


Рис. 7-2. Принципиальная схема (а) и энергетическая диаграмма (б) электромеханического каскада.

энергетическая диаграмма характеризует последовательность преобразования энергии электромеханического каскада.

Естественно, в качестве АД может быть использован только асинхронный двигатель с фазным ротором, который называется главным приводным двигателем. Момент на валу электрического каскада равен моменту только АД, а момент на валу электромеханического каскада равен сумме моментов АД и ВД.

В качестве преобразователя Пр в каскадных установках могут использоваться: одноякорный преобразователь, синхронная машина, коллекторная машина переменного тока или вентильный (статический) преобразователь.

При рассмотрении каскадных установок представляют интерес следующие общие вопросы: регулирование скорости и механические характеристики электропривода, а также определение габаритной мощности элементов преобразователя.

На рис. 7-3 представлены три схемы включения асинхронного двигателя: в первой из них в цепь роторных обмоток включены добавочные активные сопротивления $R_{2п}$, во второй — э. д. с. переменного тока $E_{\sim}$ и в третьей — э. д. с. постоянного тока E_{-} , подсоединенная к зажимам трехфазного моста, выпрямляющего э. д. с. ротора. Изменение $R_{2п}$, $E_{\sim}$, E_{-} позволяет изменять токи в обмотках, а тем самым момент и скорость АД. Очевидно, можно подобрать такие значения $R_{2п}$, $E_{\sim}$, E_{-} , чтобы токи в обмотках, а значит,

моменты АД при какой-то угловой скорости во всех схемах на рис. 7-3 были одинаковыми. Однако регулирование скорости по схемам на рис. 7-3, б и в более экономично, чем по схеме на рис. 7-3, а. Действительно, в схеме на рис. 7-3, а энергия скольжения расходуется на нагрев сопротивлений $R_{2п}$ и тем самым тратится бесполезно. В схемах на рис. 7-3, б и в энергия скольжения потребляется источниками э. д. с. $E_{\sim}$ или E_{-} и может использоваться для совершения полезной работы. Практически в качестве источников э. д. с. $E_{\sim}$ или E_{-} могут использоваться электрические машины переменного или постоянного тока, которые, потребляя электрическую энергию из роторной цепи АД, преобразуют ее в механическую, а последняя может быть снова преобразована в электрическую энергию постоянной частоты и отдаваться в сеть переменного тока (рис. 7-1, а) либо отдаваться на вал главного двигателя (рис. 7-2, а).

Из приведенных рассуждений следует два простых, но важных вывода: во-первых, каскадные схемы позволяют использовать энергию скольжения, а во-вторых, изменением добавочной э. д. с., вводимой в цепь ротора АД, можно регулировать угловую скорость двигателя.

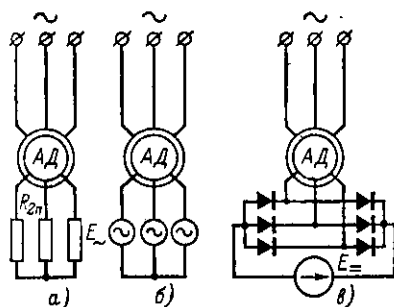


Рис. 7-3. К пояснению способов регулирования угловой скорости асинхронного двигателя введением в роторную цепь дополнительных элементов.

а — активных сопротивлений; б — переменной э. д. с. частоты скольжения $E_{\sim}$; в — постоянной э. д. с. E_{-} .

Рассмотрим процесс регулирования угловой скорости асинхронного двигателя введением источника э. д. с. в его роторную цепь. Положим, что АД работает в двигательном режиме, потребляя электрическую энергию из питающей сети переменного тока и отдавая энергию скольжения в роторную цепь. Пусть к валу электродвигателя приложен статический момент M_c , не зависящий от скорости. Если добавочная э. д. с. в роторной цепи $E_{доб} = 0$, то ток ротора определяется только э. д. с. роторной обмотки и ее параметрами. При введении в цепь ротора $E_{доб}$ часть энергии скольжения потребляется источником э. д. с., а количество электрической энергии, выделяемой непосредственно в обмотке ротора, уменьшается. Это приводит к уменьшению тока ротора согласно выражению

$$I_2 = \frac{E_2 - E_{доб}}{Z_2}. \quad (7-1)$$

Уменьшение тока ротора определяет уменьшение электромагнитного момента двигателя, который становится меньше статического момента нагрузки, и двигатель начинает замедляться. Но при уменьшении скорости увеличивается скольжение, а значит, и э. д. с. ротора, так как $E_2 = E_{2s}$. Увеличение E_2 приводит к увеличению тока I_2 и момента АД. Когда момент каскадной установки вновь становится равным статическому M_c , двигатель перестает замедляться и вновь работает в установившемся режиме, но уже при более низкой, чем ранее, скорости.

Из сказанного становится очевидным, что при увеличении добавочной э. д. с. ротора угловая скорость двигателя уменьшается, а при уменьшении $E_{доб}$ — увеличивается. При $E_{доб} = 0$ АД работает на механической характеристике, близкой к естественной.

Рассмотрим вопрос о механических характеристиках асинхронного двигателя в каскадной схеме включения. Допустим, что регулирование скорости АД производится посредством введенного в роторную цепь преобразователя активной энергии ПАЭ по схеме рис. 7-4, а. Для этого преобразователя векторы $\vec{U}_{вх}$ и $\vec{I}_2$ совпадают по направлению. Поэтому в схему может быть введено некоторое эквивалентное сопротивление преобразователя, равное

$$R_{эка} = U_{вх}/I_2. \quad (7-2)$$

С учетом сказанного приведенное значение тока ротора может быть определено по формуле

$$I_2' = \frac{U_{\phi}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2' + R_{\text{БКВ}}}{s}\right)^2 + x_K^2}}, \quad (7-3)$$

где U_{ϕ} — действующее значение фазного напряжения сети.

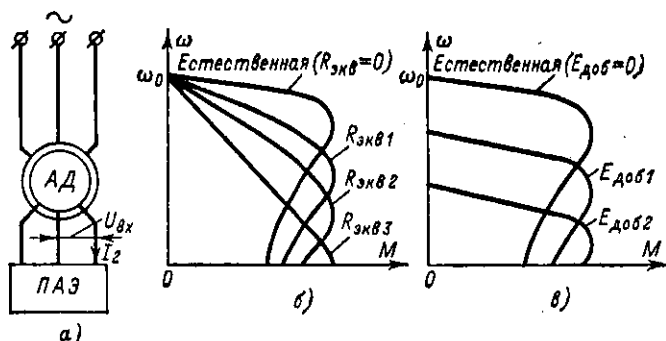


Рис. 7-4. Схема регулирования скорости асинхронного двигателя с помощью преобразователя активной энергии роторной цепи (а) и механические характеристики двигателя при $R_{\text{БКВ}} = \text{const}$ (б) и $R_{\text{БКВ}} = \text{var}$ (в). $R_{\text{БКВ}1} < R_{\text{БКВ}2} < R_{\text{БКВ}3}$; $E_{\text{Доб}1} < E_{\text{Доб}2}$.

В соответствии с (2-49) электромагнитный момент асинхронной машины может быть определен по потерям мощности $\Delta P_{\text{эл}}$ в роторной цепи и скольжению

$$M = \frac{\Delta P_{\text{эл}}}{\omega_0 s}.$$

Так как

$$\Delta P_{\text{эл}2} = 3I_2'^2 (R_2' + R_{\text{БКВ}}),$$

то

$$M = \frac{3U_{\phi}^2 \left(\frac{R_2' + R_{\text{БКВ}}}{s} \right)}{\left[\left(R_1 + \frac{R_2' + R_{\text{БКВ}}}{s} \right)^2 + x_K^2 \right] \omega_0}. \quad (7-4)$$

Обозначим

$$\frac{s}{R_2' + R_{\text{БКВ}}} = y.$$

Тогда

$$M = \frac{3U_{\Phi}^2 \frac{1}{y}}{\left[\left(R_1 + \frac{1}{y} \right)^2 + x_K^2 \right] \omega_0}. \quad (7-4a)$$

Из последнего выражения видно, что момент $АД$ при включении в его роторную цепь преобразователя активной энергии не зависит отдельно ни от активного сопротивления ротора, ни от скольжения, а определяется переменной y , равной их отношению. Заметим, что если сопротивление цепи ротора постоянно, то зависимость $M(y)$ эквивалентна зависимости $M(s)$, поскольку в этом случае y и s прямо пропорциональны друг другу.

При определенном значении y_K момент достигает максимального значения M_K (критический момент). Значение M_K одинаково для всех регулировочных характеристик. Действительно, выражение (7-4a) и значение $M_K(y_K)$ не зависят от параметров преобразователя, включенного в роторную цепь $АД$. Важно только, чтобы это был преобразователь активной энергии. Значение y_K может быть определено из последнего выражения. Для этого достаточно найти производную функции $M(y)$ и приравнять ее нулю

$$y_K = \pm \frac{1}{\sqrt{R_1^2 + x_K^2}}. \quad (7-5)$$

Для заданного $R'_{\text{эКВ}}$ при известном значении y_K можно найти критическое скольжение

$$s_K = y_K (R_2 + R'_{\text{эКВ}}), \quad (7-6)$$

при котором момент двигателя достигает своего максимального значения.

Таким образом, при регулировании скорости асинхронного двигателя с помощью преобразователя активной энергии, включенного в роторную цепь, критический момент двигателя остается постоянным на регулировочных характеристиках. Заметим при этом, что если при изменении скорости двигателя $R'_{\text{эКВ}} = \text{var}$, то это не скажется на справедливости вывода о постоянстве критического момента, потому что в нем не использовалось условие $R'_{\text{эКВ}} = \text{const}$.

Если $R'_{\text{эКВ}} = \text{const}$, что имеет место при обычном релактатном регулировании $АД$, то при уменьшении нагрузки

двигателя в пределах одной регулировочной характеристики падение напряжения $I_2 R_{\text{экв}}$ также уменьшается и при идеальном холостом ходе равно нулю. Поскольку при этом $E_{\text{доб}} = I_2 R_{\text{экв}} = 0$, то при идеальном холостом ходе и $E_2 = 0$, так как

$$i_2 = \frac{\dot{E}_2 - \dot{E}_{\text{доб}}}{Z_2} = 0.$$

А это имеет место лишь при синхронной скорости. Значит, для ряда значений $R_{\text{экв}} = \text{const}$ все регулировочные характеристики проходят через общую точку — точку синхронной скорости. Эти характеристики приведены на рис. 7-4, б и представляют собой известные реостатные характеристики АД.

Для схем включения АД по рис. 7-3, б, в в пределах одной регулировочной характеристики $E_{\text{доб}} = \text{const}$, поэтому в соответствии с (7-2) $R_{\text{экв}} = E_{\text{доб}}/I_2 = \text{var}$. Тогда при идеальном холостом ходе, т. е. при $I_2 = 0$, на основании (7-1) можно записать:

$$\dot{E}_2 - \dot{E}_{\text{доб}} = E_{2\text{к}} s_0 - E_{\text{доб}} = 0.$$

Отсюда скольжение, соответствующее идеальному холостому ходу при включении в цепь ротора добавочной в. д. с.,

$$s_0 = E_{\text{доб}}/E_{2\text{к}}. \quad (7-7)$$

Из последнего соотношения видно, что скорость идеального холостого хода, равная $\omega_{\text{х.х}} = \omega_0 (1 - s_0)$, при увеличении $E_{\text{доб}}$ уменьшается. Если учесть, что при включении в ротор АД преобразователя активной энергии $M_{\text{к}} = \text{const}$, то становится очевидным примерный вид механических характеристик в этом случае, приведенный на рис. 7-4, в.

Из вышесказанного следует, что механические характеристики, приведенные на рис. 7-4, в, характеризуют электрический каскад в том случае, когда в цепи ротора включен преобразователь активной энергии (рис. 7-4, а). Механические характеристики одного главного асинхронного двигателя в схеме электромеханического каскада при включении в ротор АД преобразователя активной энергии в общем аналогичны характеристикам, приведенным на рис. 7-4, в. Однако момент всего электромеханического каскада равен (см. рис. 7-2, а):

$$M_{\text{каска}} = M_{\text{ад}} + M_{\text{вд}}. \quad (7-8)$$

Если $E_{доб} = 0$, то момент вспомогательного двигателя равен нулю. Соответствующая этому случаю верхняя характеристика из приведенных на рис. 7-5 практически совпадает с естественной характеристикой АД. При увеличении значения $E_{доб}$ энергия, подводимая к ВД, увеличивается. Значит, увеличивается и мощность на валу ВД, поскольку согласно схеме рис. 7-2, а электрическая энергия, подводимая к ВД, превращается им в механическую и возвращается на вал каскада.

Выше было показано, что критический момент асинхронного двигателя не зависит от величины $E_{доб}$. Учиты-

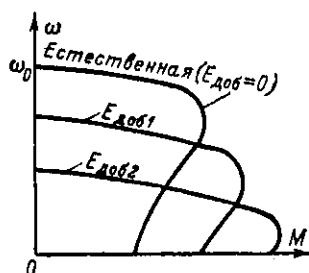


Рис. 7-5. Механические характеристики электромеханического каскада при включении в цепь ротора асинхронного двигателя преобразователя активной энергии. $E_{доб1} < E_{доб2}$.

вая, что увеличение $E_{доб}$ приводит к уменьшению скорости идеального холостого хода асинхронного двигателя и к увеличению мощности, развиваемой ВД, становится очевидным, что критический момент всего каскада при этом возрастает. На рис. 7-5 приведены механические характеристики электромеханического каскада, соответствующие включению в роторную цепь АД преобразователя активной энергии.

Следует подчеркнуть, что вывод о постоянстве значения критического момента АД в каскадных схемах получен при

том условии, что в его роторную цепь включен преобразователь только активной энергии. Если это условие преобразования энергии не выполнено, т. е. если векторы $\vec{U}_{вх}$ и $\vec{I}_2$ (рис. 7-4, а) не совпадают по направлению, то вывод о постоянстве критического момента перестает быть справедливым.

Отметим еще один простой, но важный факт. Для асинхронного двигателя понятия синхронной скорости и скорости идеального холостого хода в общем случае не тождественны. Синхронная угловая скорость ротора равна угловой скорости магнитного поля машины. Скорость идеального холостого хода соответствует работе асинхронного двигателя без нагрузки. При этой скорости момент машины и ток в ее роторных обмотках равны нулю. В каскадных схемах включения асинхронного двигателя,

когда в его роторную цепь вводится дополнительная э. д. с., ток в роторе равен нулю в том случае, если дополнительная э. д. с. в каждый момент времени равна по величине и противоположна по знаку э. д. с. роторной обмотки. Изменение добавочной э. д. с. влечет за собой изменение скорости идеального холостого хода, поскольку э. д. с. ротора является функцией скольжения $E_2 = E_{2\text{нс}}$. В частном случае, когда $E_{\text{доб}} = 0$, идеальный холостой ход имеет место при синхронной скорости, в связи с тем, что при $s = 0$ э. д. с. и ток в роторных обмотках равны нулю.

При рассмотрении каскадных установок важными вопросами являются определение габаритной мощности элементов преобразователя и оценка допустимой нагрузки на регулировочных характеристиках каскада.

Рассмотрим вначале электрический каскад. Момент на валу каскада в этом случае определяется только моментом главного асинхронного двигателя. Если не учитывать ухудшения условий охлаждения при уменьшении скорости двигателя, то, очевидно, что последний будет по нагреву использоваться полностью, если токи в его обмотках будут равны номинальным значениям. Этому соответствует постоянство момента на валу двигателя на разных скоростях. Так как критический момент на регулировочных характеристиках постоянен, то перегрузочная способность двигателя при регулировании также будет постоянной. Поэтому электрические каскады часто называют каскадами постоянного момента.

Номинальная мощность преобразователя $P_{\text{пр}}$ электрического каскада должна быть достаточна для передачи энергии скольжения, которая максимальна при наибольшем скольжении. Поэтому

$$P_{\text{пр.н}} = P_{12\text{н}} s_{\text{макс}}, \quad (7-9)$$

где $s_{\text{макс}}$ — максимальное скольжение, соответствующее наименьшей скорости в диапазоне регулирования электрического каскада;

$P_{12\text{н}}$ — передаваемая со статора на ротор электромагнитная мощность асинхронного двигателя при работе в номинальном режиме.

Номинальное напряжение преобразователя определяется э. д. с. ротора при максимальном скольжении, т. е. $E_{2\text{н}} s_{\text{макс}}$, а номинальный ток преобразователя соответствует номинальному току ротора главного асинхрон-

ного двигателя. Мощность преобразователя электро-механического каскада также определяется выражением (7-9).

Механические характеристики каскада, приведенные на рис. 7-5, свойственны электроприводам, регулируемым по закону постоянной мощности. При $E_{доб} = 0$ момент вспомогательного двигателя также равен нулю и механическая мощность каскада при максимальной скорости равна механической мощности АД, т. е.

$$P_{м, \omega_{\max}} = M_{ад, н} \omega_{\max}.$$

При минимальной скорости в заданном диапазоне регулирования механическая мощность каскада определяется суммой мощностей асинхронного и вспомогательного двигателей

$$P_{м, \omega_{\min}} = M_{ад, н} \omega_{\min} + M_{вд, н} \omega_{\min}.$$

Выше было показано, что мощность на валу электро-механического каскада без учета потерь в преобразователе и роторной цепи АД равна электромагнитной мощности последнего. Если пренебречь потерями в статоре АД, то мощность на валу каскада равна мощности, потребляемой асинхронным двигателем от питающей сети, т. е. $P_1 = 3U_c I_{ад, н} \cos \varphi = P_m$. Асинхронный двигатель по нагреву используется полностью, если токи в его обмотках равны номинальным значениям. Пренебрегая изменением $\cos \varphi$ при регулировании скорости АД, получаем:

$$P_m = P_1 = 3U_c I_{ад, н} \cos \varphi = \text{const},$$

т. е. условием полного использования элементов электро-механического каскада является постоянство мощности на его валу при любой угловой скорости АД. Следовательно, $P_{м, \omega_{\max}} = P_{м, \omega_{\min}}$, откуда получаем:

$$M_{вд, н} = M_{ад, н} \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\min}} = M_{ад, н} (D - 1), \quad (7-10)$$

где $D = \omega_{\max} / \omega_{\min}$ — диапазон регулирования скорости каскадной установки.

Из последнего выражения видно, что при увеличении диапазона регулирования скорости номинальный момент вспомогательного двигателя может существенно превышать номинальный момент главного асинхронного двигателя. Поскольку габариты электрической машины определяются величиной ее номинального момента, то ясно, что при $D > 2$ габариты вспомогательного двигателя

превышают габариты асинхронного двигателя. Практически электромеханический каскад применяется при диапазоне регулирования $D \leq 2$. В случае $D = 2$ габариты $ВД$ примерно равны габаритам $АД$.

Номинальные значения мощности преобразователя и вспомогательного двигателя электромеханического каскада равны:

$$P_{пр.н} = P_{вд.н} = P_{12н} s_{макс}.$$

Номинальные значения напряжений преобразователя и вспомогательного двигателя определяются, как и в электрическом каскаде, величиной $E_{2н} s_{макс}$, а номинальное значение его тока должно быть равно номинальному току ротора главного асинхронного двигателя.

Номинальная скорость вспомогательного двигателя электромеханического каскада определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} \omega_{вд.н} &= \frac{P_{вд.н}}{M_{вд.н}} = \frac{P_{12н} s_{макс}}{M_{ад.н} \frac{\omega_{макс} - \omega_{мин}}{\omega_{мин}}} = \\ &= \frac{M_{ад.н} (\omega_0 - \omega_{мин})}{M_{ад.н} \frac{\omega_{макс} - \omega_{мин}}{\omega_{мин}}} \approx \omega_{мин}, \end{aligned}$$

т. е. она примерно равна нижней скорости каскада в заданной зоне регулирования, поскольку $\omega_{макс} \approx \omega_0$.

Одним из показателей регулирования скорости электроприводов является направление возможного регулирования скорости вращения двигателя по отношению к естественной характеристике. Электромеханические каскады позволяют регулировать скорость асинхронной машины в двигательном режиме только вниз от естественной характеристики, т. е. здесь возможно только однозонное регулирование. Электрические каскады в принципе допускают двухзонное регулирование скорости асинхронной машины в двигательном режиме ее работы. В этом случае преобразователь в схеме рис. 7-1, а является преобразователем частоты. При работе выше естественной характеристики преобразователь потребляет энергию постоянной частоты от питающей сети, преобразует ее в энергию переменного тока частоты скольжения, которая поступает в роторную цепь асинхронного двигателя. Применение каскадов с двухзонным регулированием скорости в случае $D = \text{const}$ позволяет уменьшить мощность элементов преобразова-

теля, что особенно существенно при больших мощностях электрических машин.

Действительно, пусть требуемый диапазон регулирования скорости равен двум. Если применить однозонное регулирование скорости, то согласно (7-9) номинальная мощность преобразователя

$$P_{\text{пр.н1}} = P_{12\text{н}} s_{\text{макс}} \approx 0,5 P_{12\text{н}}.$$

Если использовать двухзонное регулирование, то верхнюю скорость следует взять равной $4\omega_0/3$, а нижнюю $2\omega_0/3$. В этом случае диапазон регулирования также равен двум, но $|s_{\text{макс}}| = 1/3$.

Тогда

$$P_{\text{пр.н2}} = P_{12\text{н}} |s_{\text{макс}}| \approx 0,33 P_{12\text{н}}.$$

Применение двухзонного регулирования скорости для данного конкретного примера позволяет на 33% снизить мощность преобразователя.

Однако следует отметить, что каскады с двухзонным регулированием скорости более сложны и дороги, чем однозонные при одинаковом максимальном скольжении. Окончательный выбор той или иной схемы каскадной установки для конкретного электропривода определяется при технико-экономическом сравнении вариантов.

7-2. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ КАСКАДЫ

Одним из возможных вариантов исполнения каскадных установок являются электромашинные каскады. В этих установках в роторную цепь главного асинхронного двигателя вводится переменная э. д. с. частоты скольжения по схеме, приведенной на рис. 7-3, б. Источником э. д. с. скольжения обычно является машина переменного тока, которая в общем случае может быть соединена с другими электрическими машинами. Однако все эти схемы сводятся к эквивалентной схеме на рис. 7-3, б.

В общем случае в роторную цепь АД вводится добавочная э. д. с. $\vec{E}_{\text{доб}}$, сдвинутая на определенный угол α относительно э. д. с. ротора $\vec{E}_2$, как показано на рис. 7-6, а. Ток роторной цепи главного асинхронного двигателя определяется результирующей э. д. с. $\vec{E}_{\text{рез}}$, равной векторной сумме $\vec{E}_2$ и $\vec{E}_{\text{доб}}$, и параметрами роторной

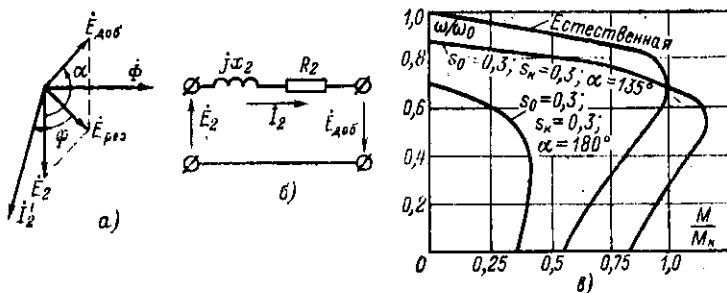


Рис. 7-6. Векторная диаграмма (а), схема замещения (б) и механические характеристики (в) асинхронного двигателя, работающего в каскадной схеме рис. 7-3, б.

обмотки. Изменение величин $\dot{E}_{доб}$ и угла α приводит к изменению тока и скорости ротора.

Для упрощения анализа пренебрежем влиянием падения напряжения на обмотках статора. Тогда схема замещения будет иметь вид, представленный на рис. 7-6, б. Согласно этой схеме ток в цепи ротора

$$I_2 = \frac{\dot{E}_2 + \dot{E}_{доб}}{R_2 + jsx_2}.$$

Принимая вектор $\dot{E}_2$ за основной и учитывая, что $E_2 = E_{2к}s$, можно записать:

$$I_2 = \frac{E_{2к}s + E_{доб}e^{j\alpha}}{R_2 + jsx_2}. \quad (7-11)$$

Активная составляющая этого тока

$$I_{2a} = \operatorname{Re} \frac{E_{2к}s + E_{доб}e^{j\alpha}}{R_2 + jsx_2} = \frac{R_2 (E_{2к}s + E_{доб} \cos \alpha) + sx_2 E_{доб} \sin \alpha}{R_2^2 + (sx_2)^2}.$$

Учитывая, что при принятых допущениях $R_2/x_2 = s_k$, а также согласно (7-7) $E_{доб}/E_{2к} = s_0$ выражение для активной составляющей тока ротора после преобразований можно привести к виду

$$I_{2a} = \frac{E_{2к}sR_2}{R_2^2 + (sx_2)^2} \left(1 + \frac{s_0}{s} \cos \alpha + \frac{s_0}{s_k} \sin \alpha \right)$$

или

$$I_{2a} = I_{2а.н.сх} \left(1 + \frac{s_0}{s} \cos \alpha + \frac{s_0}{s_k} \sin \alpha \right).$$

Сопоставление полученного выражения с (3-10) дает основание найти выражение для момента АД аналогично тому, как это сделано при выводе (3-11), а именно:

$$M = M_{н.сх} \left(1 + \frac{s_0}{s} \cos \alpha + \frac{s_0}{s_K} \sin \alpha \right), \quad (7-12)$$

где

$$M_{н.сх} = \frac{2M_K}{s/s_K + s_K/s}.$$

Регулирование скорости в рассматриваемых каскадных установках в общем случае осуществляется изменением величины и фазы вектора добавочной э. д. с. ротора. Допустим, что в пределах одной механической характеристики $\alpha = \text{const}$. Выражение момента согласно (7-12) состоит из трех составляющих, из которых первая соответствует моменту двигателя в естественной схеме включения, вторая определяется скольжением и углом α , а третья зависит только от угла α .

На рис. 7-6, в представлены естественная характеристика двигателя и две искусственные характеристики, соответствующие $s_K = 0,3$; $s_0 = 0,3$ и двум значениям угла α , равным 135° и 180° . Из этих характеристик видно, что величины критического момента, критического скольжения и скорость идеального холостого хода искусственных характеристик при данных значениях параметров обмоток двигателя определяются углом α .

Ранее было показано, что при включении в роторную цепь асинхронного двигателя преобразователя активной мощности величина критического момента на регулировочных характеристиках остается постоянной. При постоянном значении угла α в пределах одной механической характеристики преобразователь энергии в роторной цепи двигателя не является преобразователем активной энергии, так как при изменении скольжения фаза тока ротора изменяется. Поэтому понятно, что регулировочные характеристики в этом случае ($\alpha = \text{const}$) имеют разные значения критических моментов, что соответствует характеристикам, приведенным на рис. 7-6, в.

Из изложенного ясно, что для получения одинаковых критических моментов на регулировочных характеристиках, т. е. для получения постоянной перегрузочной способности двигателя, необходимо при изменении скольжения менять значение угла α . Представляет интерес определить такой закон изменения угла α в функции скольже-

ния и параметров асинхронного двигателя, который соответствует наличию преобразователя активной мощности в его роторной цепи.

Как было отмечено выше, входное сопротивление преобразователя активной мощности является чисто активным. В этом случае векторы добавочной э. д. с. и тока

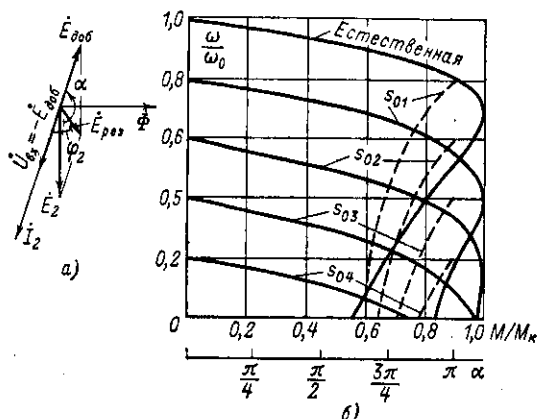


Рис. 7-7. Векторная диаграмма (а), механические характеристики и зависимости $\omega(\alpha)$ (б) асинхронного двигателя в каскадной схеме рис. 7-4.
 $s_{01} = 0,2$; $s_{02} = 0,4$; $s_{03} = 0,6$; $s_{04} = 0,8$.

ротора совпадают по направлению. Векторная диаграмма, соответствующая этому случаю, приведена на рис. 7-7, а.

Аргумент вектора тока I_2 может быть определен из (7-11)

$$\arg I_2 = \arctg \frac{\operatorname{Im} I_2}{\operatorname{Re} I_2} = \arctg \frac{\frac{s_0}{s} \sin \alpha - \frac{s_0}{s_K} \cos \alpha - \frac{s}{s_K}}{1 + \frac{s_0}{s} \cos \alpha + \frac{s_0}{s_K} \sin \alpha}.$$

Аргумент вектора добавочной э. д. с. равен α .

Приравнявая между собой аргументы векторов добавочной э. д. с. и тока ротора, получаем:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\frac{s_0}{s} \sin \alpha - \frac{s_0}{s_K} \cos \alpha - \frac{s}{s_K}}{1 + \frac{s_0}{s} \cos \alpha + \frac{s_0}{s_K} \sin \alpha}.$$

Преобразуя это уравнение, находим:

$$\frac{s_K}{s} \sin \alpha + \cos \alpha + \frac{s_0}{s} = 0. \quad (7-13)$$

Уравнение (7-13) имеет два решения, из которых нужно выбрать одно, определяющее режим идеального холостого хода АД при $s = s_0$. При идеальном холостом ходе, когда $I_2 = 0$, выполняется равенство

$$\dot{E}_2 + \dot{E}_{\text{доб}} = 0 \quad \text{или} \quad E_{2K} s + |E_{\text{доб}}| e^{j\alpha} = 0,$$

откуда видно, что угол α должен равняться π . Из приведенных соображений следует, что искомое решение должно удовлетворять условию: $\alpha = \pi$ при $s = s_0$. Учитывая это условие, из (7-13) получаем:

$$\left. \begin{aligned} \cos \alpha &= \frac{-s s_0 - s_K \sqrt{s^2 + s_K^2 - s_0^2}}{s^2 + s_K^2}; \\ \sin \alpha &= \frac{-s_K s_0 + s \sqrt{s^2 + s_K^2 - s_0^2}}{s^2 + s_K^2}. \end{aligned} \right\} \quad (7-14)$$

Итак, если при изменении скольжения угол α регулируется по закону (7-14), то преобразователь энергии в роторной цепи асинхронного двигателя представляет собой преобразователь активной энергии.

На рис. 7-7, б сплошными линиями показаны механические характеристики, рассчитанные с помощью выражений (7-12) и (7-14) при $s_K = 0,3$ для нескольких значений s_0 . Как и следовало ожидать, критические моменты на регулировочных характеристиках одинаковы, однако критические скольжения изменяются в зависимости от величины s_0 .

Там же пунктирными линиями изображены зависимости $\omega(\alpha)$, построенные по выражениям (7-14). Эти кривые показывают, что для получения преобразователя активной энергии угол сдвига между векторами добавочной э. д. с. и напряжения сети следует изменять от $\alpha = \pi$ при скорости идеального холостого хода и далее уменьшать при уменьшении угловой скорости.

Приведенные рассуждения применимы для всех схем электромашинных каскадов, которые могут быть приведены к эквивалентной схеме, представленной на рис. 7-3, б. Рассмотрим некоторые конкретные каскадные схемы, получившие применение на практике.

На рис. 7-8, *а* и *б* приведены схемы электрического и электромеханического машинных каскадов с одноякорным преобразователем *ОП*. Энергия скольжения передается от ротора асинхронного двигателя *АД* на кольца *ОП* и преобразуется последним в энергию постоянного тока. Далее постоянный ток от щеток коллектора *ОП* поступает к машине постоянного тока *МП*, которая преобразует электрическую энергию в механическую. В электрическом каскаде согласно схеме рис. 7-8, *а* эта механическая энергия используется для привода синхронного генератора

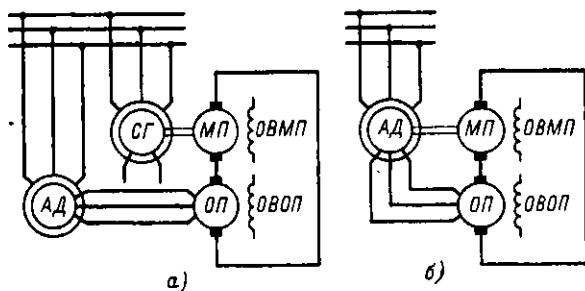


Рис. 7-8. Схемы электромашинных каскадов с одноякорным преобразователем.

а — электрический каскад; *б* — электромеханический.

СГ, а в электромеханическом каскаде по схеме на рис. 7-8, *б* она возвращается на вал *АД*, поскольку машины *АД* и *МП* жестко соединены общим валом.

Регулирование скорости главного асинхронного двигателя в схемах рассматриваемых каскадов производится изменением величины э. д. с. на кольцах одноякорного преобразователя, которая прямо пропорциональна э. д. с. на его щетках, а величина последней с учетом падения напряжения в якорной цепи *ОП* — *МП* равна э. д. с. машины постоянного тока *МП*. Следовательно, добавочная э. д. с. частоты скольжения (т. е. э. д. с. на кольцах *ОП*) определяется значением э. д. с. *МП*, которая в свою очередь зависит от тока возбуждения *МП*. Если ток возбуждения *МП* равен нулю, то ее э. д. с. также равна нулю; поэтому э. д. с. на кольцах *ОП* также равна нулю, а равенство нулю добавочной э. д. с. в цепи ротора *АД* приводит к тому, что последний работает на механической характеристике, близкой к естественной. При увеличении

тока возбуждения *МП* добавочная э. д. с. возрастает, что приводит к уменьшению скорости *АД*. Когда ток возбуждения *МП* равен номинальному значению, *АД* работает на механической характеристике, соответствующей низшей скорости в зоне регулирования каскада.

Изменение величины тока возбуждения одноякорного преобразователя приводит к изменению фазы э. д. с. на кольцах *ОП*, как для обычной синхронной машины, поскольку *ОП* со стороны колец представляет собой синхронную машину. Таким образом, изменение тока возбуждения *МП* позволяет регулировать скорость *АД*, а изменением тока возбуждения *ОП* возможно регулировать коэффициент мощности каскадной установки.

Механические характеристики электрического и электромеханического каскадов с одноякорным преобразователем аналогичны приведенным на рис. 7-4, *в* и 7-5, если при регулировании скорости так подбирать токи в обмотках возбуждения *ОП* и *МП*, чтобы одноякорный преобразователь представлял собой преобразователь активной энергии. Верхние характеристики из приведенных на рис. 7-4, *в* и 7-5 соответствуют току возбуждения машины постоянного тока, равному нулю, а нижние характеристики соответствуют номинальному току возбуждения *МП*.

Пуск электрического каскада производится в следующей последовательности. Вначале производится реостатный пуск *АД* (пусковые реостаты на рис. 7-8, *а* не показаны), затем его ротор подключается к кольцам *ОП*, и происходит прямой пуск последнего с помощью его демпферной обмотки, выполненной в виде беличьей клетки. Далее осуществляется асинхронный пуск машины *СГ*. Изменением токов возбуждения *ОП* и *МП* согласовывают полярность и значения напряжений на их якорях, после чего якорная цепь *ОП* — *МП* замыкается. Регулированием тока возбуждения *МП* можно изменить далее скорость *АД*.

В схеме электромеханического каскада рис 7-8, *б* также предусмотрен реостатный пуск *АД* при разомкнутой якорной цепи *ОП* — *МП* и отключенном от ротора *АД* преобразователе *ОП*. Далее ротор *АД* отключается от пусковых реостатов и подключается к кольцам *ОП*. Последний пускается с помощью своей демпферной клетки. После согласования напряжений на якорях *ОП* и *МП* замыкается их якорная цепь.

Диапазон регулирования скорости каскадов с одноякорным преобразователем практически не превышает 2 : 1. Недостатком каскадных схем с одноякорным преобразователем является ненадежная работа одноякорного преобразователя при высокой скорости АД, близкой к его синхронной скорости. В этом случае напряжение на кольцах АД, подаваемое на ОП, становится небольшим, и ОП подобно синхронному двигателю может выпасть из синхронизма. Поэтому практически верхний предел скорости привода не превышает 0,9—0,92 синхронной скорости АД.

Каскады с одноякорным преобразователем в СССР не получили широкого распространения в связи с тем, что одноякорные преобразователи на большую мощность у нас в стране не выпускаются.

Для привода крупных вентиляторных установок получил распространение электрический асинхронно-синхронный каскад, схема которого приведена на рис. 7-9. Асинхронно-синхронный каскад состоит из главного асинхронного двигателя АД и двух машинных агрегатов: агрегата переменной скорости СМ1 — МП1 и агрегата постоянной скорости МП2 — СМ2. Энергия скольжения с колец АД направляется в сеть через СМ1, МП1, МП2, СМ2. Регулирование скорости главного асинхронного двигателя производится изменением частоты f_2 , которая меняется в соответствии со скоростью синхронной машины СМ1. Скорость СМ1 регулируется путем изменения потоков машин МП1 и МП2.

Механические характеристики асинхронно-синхронного каскада аналогичны характеристикам электрического каскада с одноякорным преобразователем и подобны приведенным на рис. 7-4, в.

Пуск асинхронно-синхронного каскада возможен со стороны агрегата постоянной скорости. После включения СМ2 возбуждают МП1, а затем, увеличивая поток МП2, приводят во вращение машины агрегата переменной

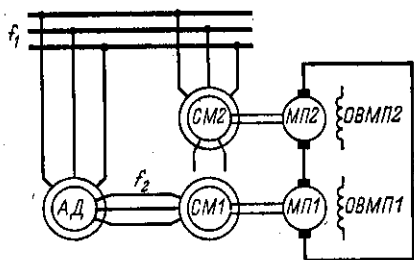


Рис. 7-9. Схема асинхронно-синхронного каскада.

скорости. Отрегулировав скорость *СМ1* таким образом, чтобы на зажимах статора асинхронного двигателя, ротор которого неподвижен, частота и напряжение были близки к соответствующим параметрам сети, можно осуществить включение *АД* в сеть без значительных толчков тока.

Диапазон регулирования асинхронно-синхронного каскада достигает величины $(8 + 10) : 1$. Применение этого каскада, несмотря на сложность, позволяет получить высокие энергетические показатели от системы электропривода. Это определяется прежде всего рекуперацией значительной части энергии скольжения в сеть и, кроме того, выработкой машинами *СМ1* и *СМ2* реактивной мощности, что позволяет использовать установку как компенсирующую. Как и в каскадах с одноякорным преобразователем, при небольших скольжениях *АД* э. д. с. его ротора мала, поэтому синхронная машина *СМ1* может выпасть из синхронизма, что ограничивает из-за условия устойчивой работы каскада верхнюю скорость *АД* значением $0,9 - 0,95$ синхронной скорости.

7.3. ВЕНТИЛЬНО-МАШИННЫЕ КАСКАДЫ

В настоящее время в связи с широким внедрением в промышленность силовой электроники вращающиеся электромашинные преобразователи энергии повсеместно заменяются на статические полупроводниковые преобразователи. На рис. 7-10, *а* и *б* приведены схемы соответственно электрического и электромеханического вентильно-машинных каскадов. Схемы этих каскадов отличаются от рассмотренных выше машинных каскадов только тем, что вращающийся преобразователь (одноякорный преобразователь в схеме на рис. 7-8 или агрегат переменной скорости в схеме на рис. 7-9) заменен на статический преобразователь, представляющий собой трехфазный мостовой выпрямитель.

В каскадных схемах на рис. 7-10, *а* и *б* энергия скольжения переменного тока частоты скольжения с помощью мостового выпрямителя преобразуется в энергию постоянного тока, которая поступает на машину постоянного тока, где преобразуется в механическую энергию. В электрическом каскаде по схеме рис. 7-10, *а* последняя преобразуется синхронным генератором *СГ* в энергию переменного тока постоянной частоты и отдается в питающую сеть. В электромеханическом каскаде по схеме рис. 7-10, *б*

механическая энергия возвращается на вал главного асинхронного двигателя $АД$, поскольку $АД$ и $МП$ соединены общим валом. В цепь выпрямленного роторного тока включен реактор P для сглаживания пульсаций тока высших гармонических составляющих.

Рассматриваемые каскадные установки содержат вентильный преобразователь (вентильный мост B) и машинный преобразователь (машина $МП$) и потому часто называются вентильно-машинными. Они могут быть представлены рассмотренной ранее эквивалентной схемой, изображенной на рис. 7-3, в. Добавочная э. д. с., вносимая в цепь

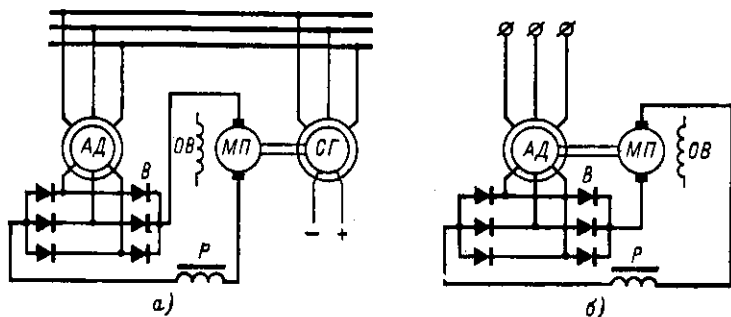


Рис. 7-10. Схемы вентильно-машинных электрического (а) и электромеханического (б) каскадов.

выпрямленного роторного тока, представляет собой э. д. с. машины постоянного тока $МП$ и определяется выражением $E_{МП} = k\Phi\omega$, где Φ и ω — поток и угловая скорость $МП$. Выпрямленный ток цепи ротора, пропорциональный фазному току $АД$, определяется выражением

$$I_d = \frac{k_{сх}E_2 - E_{МП}}{R_{\Sigma}}, \quad (7-15)$$

где E_2 — действующее значение линейной э. д. с. ротора $АД$;

$k_{сх}$ — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления; для трехфазной мостовой схемы $k_{сх} = 1,35$;

R_{Σ} — суммарное активное сопротивление роторной цепи, приведенное к цепи выпрямленного тока.

Машина постоянного тока представляет собой преобразователь активной энергии. Поэтому при разных величинах тока возбуждения $МП$ регулировочные механические

характеристики электрического и электромеханического вентильно-машинных каскадов будут аналогичны приведенным на рис. 7-4, в и 7-5.

Рассмотрим процесс регулирования скорости электрического вентильно-машинного каскада. Допустим, что АД работает в установившемся режиме при $M_c = \text{const}$ и ток возбуждения МП равен $I_{в1}$. Увеличим значение тока возбуждения до величины $I_{в2}$; э. д. с. МП при этом увеличится, а ток I_d в соответствии с выражением (7-15) уменьшится, что приведет к уменьшению электромагнитного момента АД. Поскольку момент двигателя стано-

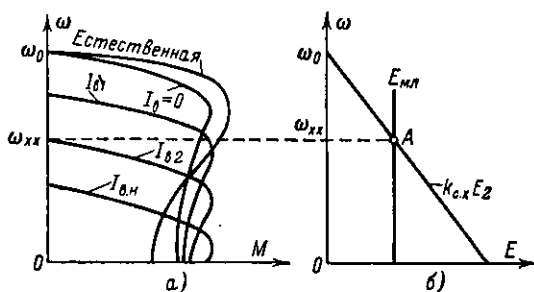


Рис. 7-11. Механические характеристики (а) электрического вентильно-машинного каскада и зависимости (б) от скорости э. д. с. машины постоянного тока $E_{м.п.}$ и э. д. с. асинхронного двигателя, приведенной к цепи выпрямленного тока. $k_{сх} E_2$; $I_{в1} < I_{в2} < I_{в.н.}$.

вится меньше статического момента, скорость двигателя начнет уменьшаться. Однако уменьшению скорости АД соответствует увеличение его скольжения, что приводит к возрастанию э. д. с. ротора, так как $E_2 = E_{2нс}$. При этом ток I_d возрастет, соответственно возрастет и момент АД. Когда значение последнего достигает величины M_c , АД вновь начинает работать в установившемся режиме, но при более низком, чем ранее, значении скорости.

Механические характеристики электрического каскада приведены на рис. 7-11, а. При токе возбуждения МП, равном нулю, механическая характеристика каскада близка к естественной характеристике АД. Некоторая разница в этих характеристиках объясняется явлением коммутации вентилей роторной цепи АД, которое приводит к уменьшению критического момента на искусственных

характеристиках по сравнению с естественной на 5—15%, и влиянием сопротивления якоря *МП*, наличие которого несколько уменьшает жесткость механической характеристики *АД*.

При увеличении тока возбуждения *МП* механические характеристики располагаются ниже естественной, причем номинальному току возбуждения $I_{в.н}$ соответствует самая низкая характеристика из приведенных на рис. 7-11, *а*.

На рис. 7-11, *б* приведен график зависимости э. д. с. машины постоянного тока $E_{мп}$ от скорости асинхронного двигателя *АД*, которая не зависит от скорости двигателя *МП*, а определяется его потоком возбуждения и угловой скоростью, равной синхронной скорости *СГ*. На том же рисунке приведен график зависимости выпрямленной э. д. с. асинхронного двигателя, которая равна $k_{сх}E_2 = k_{сх}E_{2кс}$. При синхронной скорости *АД* э. д. с. ротора равна нулю. Выпрямленный ток цепи ротора в соответствии с выражением (7-15) определяется формулой

$$I_d = \frac{k_{сх}E_{2кс} - E_{мп}}{R_{\Sigma}}.$$

В точке *А* при скорости $\omega_{хх}$, соответствующей скольжению $s_0 = E_{мп}/k_{сх}E_{2кс}$, ток I_d равен нулю. Этот режим соответствует скорости идеального холостого хода каскада для какого-то тока возбуждения $I_{в2}$ (см. рис. 7-11, *а* и *б*). Выше скорости $\omega_{хх}$ асинхронная машина не будет развивать момента в двигательном режиме, поскольку выпрямительный мост обладает односторонней проводимостью, а э. д. с. $E_{м.п} > k_{сх}E_2$ и направлена в непроводящем направлении по отношению к вентилям.

Пуск электрического вентиляльно-машинного каскада производится в следующей последовательности. Вначале пускается агрегат *СГ-МП* со стороны переменного тока. Синхронный генератор, имеющий пусковую клетку, при этом работает двигателем. Затем производится реостатный пуск *АД* (пусковые реостаты в схеме на рис. 7-10, *а* не показаны), в конце которого *АД* работает на своей естественной характеристике. При токе возбуждения *МП*, равном нулю, якорная цепь *МП* подключается к выпрямительному мосту, после чего пусковой реостат отключается от ротора *АД*. Далее изменением тока возбуждения *МП* добиваются нужной скорости *АД*. Практически диапазон

регулирования скорости электрического вентильно-машинного каскада не превосходит $(2 \div 3):1$.

Рассмотрим процесс регулирования скорости электро-механического вентильно-машинного каскада. Допустим, что каскад работает в установившемся режиме при $M_c = \text{const}$ и ток возбуждения $МП$ равен $I_{в2}$; уменьшим его величину до $I_{в1}$. Электродвижущая сила машины $МП$ уменьшится, а ток I_d в соответствии с выражением (7-15) увеличится, что приведет к увеличению моментов как $АД$, так и $МП$. Скорость $АД$ и $МП$, которые связаны

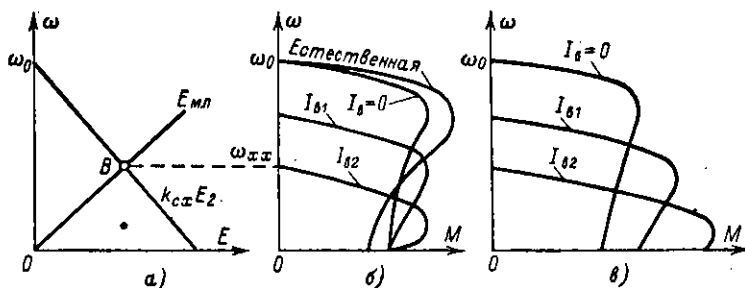


Рис. 7-12. Зависимости от скорости э. д. с. машины постоянного тока и приведенной к цепи выпрямленного тока э. д. с. асинхронного двигателя (а), механические характеристики асинхронного двигателя (б), электро-механические характеристики асинхронного вентильно-машинного каскада (в).
 $I_{в1} < I_{в2}$.

общим валом, будет возрастать. При этом э. д. с. $АД$ уменьшится, так как его скольжение уменьшается, а э. д. с. $МП$ увеличивается, следствием чего согласно (7-15) явится уменьшение тока I_d и уменьшение общего момента каскада. Когда последний становится равным статическому моменту, возрастание скорости прекращается и каскад вновь работает в установившемся режиме, но при более высокой, чем ранее, скорости.

На рис. 7-12, б приведены механические характеристики только одного асинхронного двигателя, включенного в схему электро-механического вентильно-машинного каскада. Поскольку машина $МП$ представляет собой преобразователь активной мощности, критический момент на всех регулировочных характеристиках одинаков. Интересно отметить, что пусковой момент $АД$ для всех регулировочных характеристик также одинаков и не зависит от тока возбуждения $МП$. Это объясняется тем, что при $\omega =$

$= 0$ э. д. с. $E_{мп}$ также равна нулю и ток I_d , а значит, и момент АД не зависят от тока возбуждения машины МП.

Механические характеристики каскадной установки, представленные на рис. 7-12, в, характеризуются возрастанием величины критического момента при возрастании тока возбуждения МП, поскольку критический момент АД постоянен на регулировочных характеристиках, а момент МП при увеличении тока возбуждения МП также возрастает.

На рис. 7-12, а представлены графики зависимости от скорости э. д. с. МП и приведенной к цепи выпрямленного тока э. д. с. АД. $E_{мп}$ прямо пропорциональна скорости АД, так как валы АД и МП механически соединены между собой. В точке В эти э. д. с. равны между собой, поэтому ток I_d , а значит, и момент каскада равны нулю, что соответствует режиму холостого хода каскада. Скольжение, соответствующее скорости холостого хода, можно определить из выражения $k_{сх}E_{2к}S_0 = k\Phi_{мп}\omega_{х.х1}$. Но $\omega_{х.х1} = (1 - S_0)\omega_0$, откуда

$$S_0 = \frac{k\Phi_{мп}\omega_0}{k_{сх}E_{2к} + k\Phi_{мп}\omega_0} = \frac{1}{1 + \frac{k_{сх}E_{2к}}{k\Phi_{мп}\omega_0}}. \quad (7-16)$$

При скорости, большей $\omega_{х.х}$ при данном токе возбуждения МП, из-за односторонней проводимости выпрямителя в двигательном режиме ток I_d и момент каскада равны нулю.

Диапазон регулирования скорости электромеханического вентильно-машинного каскада не превосходит 2:1.

Для осуществления пуска электромеханического вентильно-машинного каскада вначале производят реостатный пуск АД (пусковые реостаты в схеме на рис. 7-10, б не показаны). При высокой скорости, когда АД работает на естественной характеристике, к выпрямителю подключается якорь машины МП. Затем отключаются пусковые реостаты и возбуждается машина МП.

Основной недостаток вентильно-машинных каскадов состоит в необходимости применения коллекторной вращающейся машины постоянного тока МП. Для устранения этого недостатка возможно применение статического преобразователя постоянного тока в переменный. В этом случае каскад может быть только электрическим, так как отсутствуют дополнительные электрические машины.

На рис. 7-13 приведена схема вентильного каскада. Для преобразования постоянного тока в переменный в нем использован инвертор *И*, состоящий из управляемых вентилей и трансформатора.

Добавочной э. д. с., вносимой в цепь выпрямленного тока ротора *АД*, в данном случае является э. д. с. инвертора, величина которой регулируется изменением угла опережения открывания вентилей β . Механические характеристики каскада аналогичны приведенным на рис. 7-4, в.

Рассмотренные схемы каскадов не охватывают всего многообразия существующих в настоящее время каскадных установок. Для более полного ознакомления с данным вопросом следует обратиться к специальной литературе.

Следует подчеркнуть перспективность каскадных схем включения асинхронных двигателей. Они могут использоваться для двигателей большой мощности, где необходима реализация мощности скольжения, которая может составлять несколько тысяч киловатт. Для уникальных

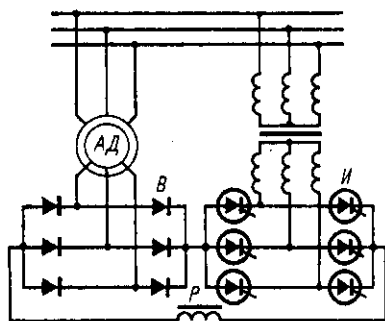


Рис. 7-13. Схема вентильного каскада.

регулируемых электроприводов мощность двигателя может достигать величины двадцати — тридцати тысяч киловатт. В этих случаях применение каскадных установок может явиться единственно возможным техническим решением.

В то же время применение современных средств преобразовательной техники позволяет создавать каскадные асинхронные электроприводы с хорошими регулировочными свойствами, удовлетворяющими требованиям многих производственных механизмов, что выдвигает задачу применения каскадных установок для двигателей небольшой мощности, порядка десятков киловатт. В каждом отдельном случае это должно быть подтверждено технико-экономическими соображениями.

Каскадные схемы имеют также и недостатки. Сами схемы не просты и требуют дополнительного оборудования. Кроме того, при использовании каскадных установок сложным является осуществление электрического тормо-

жения привода. Практически для торможения асинхронного двигателя в каскадной схеме включения используется динамическое торможение.

7-4. РАСЧЕТ МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕНТИЛЬНО-МАШИННЫХ КАСКАДОВ

Мощность скольжения асинхронного двигателя равна сумме активных мощностей, выделяемых в элементах роторной цепи, если пренебречь потерями на перемагничивание стали ротора и от высших гармоник роторного тока:

$$M\omega_0 s = \Delta P_s = \Delta P_{ал2ад} + \Delta P_{эл.мп} + P_{эм.мп}, \quad (7-17)$$

где $\Delta P_{ал2ад}$ — электрические потери мощности в обмотке ротора АД;

$\Delta P_{эл.мп}$ — электрические потери мощности в обмотке якоря МП;

$P_{эм.мп}$ — электромагнитная мощность МП.

При составлении баланса мощностей в (7-17) не учитываются потери мощности в вентилях выпрямительного моста и в реакторе P , поскольку они малы по сравнению с другими составляющими потерь.

Уравнение электрического равновесия для цепи выпрямленного тока ротора АД можно записать в виде

$$k_{сх} E_{2кs} = \Delta U_{Rad} + \Delta U_{ув} + \Delta U_{Rмп} + E_{мп}, \quad (7-18)$$

где $E_{2кs}$ — э. д. с. ротора АД при скольжении s ;
 $k_{сх}$ — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления; для трехфазной мостовой схемы он равен 1,35, если $E_{2к}$ — линейное значение э. д. с. ротора;

ΔU_{Rad} — падение напряжения в активных сопротивлениях АД, приведенное к цепи выпрямленного тока ротора;

$\Delta U_{ув}$ — падение напряжения, обусловленное коммутацией вентилей выпрямительного моста;

$\Delta U_{Rмп}$ — падение напряжения в цепи якоря МП;

$E_{мп}$ — э. д. с. машины МП.

Умножив выражение (7-18) на величину выпрямленного тока ротора, получим:

$$(k_{сх} E_{2кs} - \Delta U_{ув}) I_d = U_{Rad} I_d + \Delta U_{Rмп} I_d + E_{мп} I_d. \quad (7-19)$$

Учитывая очевидные равенства

$$\Delta P_{ал2ад} = \Delta U_{Rad} I_d;$$

$$\Delta P_{эл.мп} = \Delta U_{Rмп} I_d;$$

$$P_{эм.мп} = E_{мп} I_d,$$

из выражений (7-17) и (7-19) находим:

$$\Delta P_s = (k_{сх} E_{2кs} - \Delta U_{ув}) I_d.$$

Отсюда следует выражение для момента асинхронного двигателя в схемах вентильно-машинного каскада

$$M = \frac{k_{сх} E_{2кs} - \Delta U_{ув}}{\omega_0 s} I_d.$$

Обозначим:

$$k_{сх} E_{2кs} - \Delta U_{\gamma в} = U_d,$$

где U_d — напряжение на выходе выпрямительного моста.
Тогда

$$M = \frac{U_d}{\omega_0 s} I_d = \frac{E_d}{\omega_0 s} \frac{U_d}{E_d} I_d.$$

Но $E_d = 1,35 E_{2кs}$. Отсюда окончательно находим:

$$M = \frac{1,35 E_{2к}}{\omega_0} \frac{U_d}{E_d} I_d. \quad (7-20)$$

Для нахождения зависимости момента асинхронного двигателя от выпрямленного тока по (7-20) достаточно иметь зависимость отношения U_d/E_d от I_d , представляющую собой внешнюю характеристику выпрямительного моста. Вывод выражений для определения внешней характеристики выпрямителя изложен в специальных трудах.

При мостовой схеме выпрямителя расчет внешней характеристики производится по выражениям, приведенным в табл. 7-1.

Т а б л и ц а 7-1

Параметр	I режим	II режим	III режим
Пределы изменения тока	$0 \leq I_d \leq \frac{\sqrt{6}}{4} \times \times I_{2p} = 0,613 I_{2p}$	$0,613 I_{2p} \leq I_d \leq \leq \frac{\sqrt{18}}{4} I_{2p} = 1,06 I_{2p}$	$1,06 I_{2p} \leq I_d \leq \leq \sqrt{2} I_{2p}$
$\frac{U_d}{E_d}$	$1 - \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{I_d}{I_{2p}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{1 - \frac{2}{3} \left(\frac{I_d}{I_{2p}} \right)^2}$	$\sqrt{3} - \frac{\sqrt{6}}{2} \frac{I_d}{I_{2p}}$

В табл. 7-1 принято:

$$I_{2p} = \frac{E_{2к.ф}}{x_d};$$

$E_{2к.ф} = E_{2к}/\sqrt{3}$ — фазное значение э. д. с. ротора АД;

$x_d = (x_1 + x_2')/k_s^2$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания АД, приведенное к обмотке ротора;

I_d — выпрямленный ток ротора.

Следует отметить, что приведенные в табл. 7-1 зависимости U_d/E_d (I_d) выводятся при постоянной частоте, тогда как частота тока ротора зависит от скольжения $f_2 = f_1 s$, где f_1 — частота питающей сети. Однако так как $x_{дв} = x_{дс}$, а $E_2 = E_{2кs}$, то отношение $x_{дв}/E_2$ не зависит от скольжения, а величина x_d , входящая в выражения табл. 7-1, соответствует частоте сети f_1 .

В табл. 7-2 приведены уравнения напряжения роторной цепи, приведенного к цепи выпрямленного тока, скольжения идеального холостого хода АД и выражения моментов для электрического и электромеханического вентильно-машинных каскадов.

Таблица 7-2

Зависимость	Вентильно-машинный каскад	
	электрический	электромеханический
Скольжение идеального холостого хода s_0	$\frac{E_{мп}}{k_{сх} E_{2к}} = \frac{k \Phi_{н} \omega_{с.г} \frac{\Phi}{\Phi_{н}}}{1,35 E_{2к}}$	$\frac{1}{1 + \frac{k_{сх} E_{2к}}{E_{мп}}} = \frac{1}{1 + \frac{1,35 E_{2к}}{k \Phi_{н} \omega_0 \frac{\Phi}{\Phi_{н}}}}$
Уравнение напряжения $1,35 E_{2к} \frac{U_d}{E_d} s$	$k \Phi_{н} \omega_{с.г} \frac{\Phi}{\Phi_{н}} + I_d (R_{я} + 2R_d)$	$k \Phi_{н} \frac{\Phi}{\Phi_{н}} \omega + I_d (R_{я} + 2R_d)$
Выражение момента АД	$\frac{1,35 E_{2к}}{\omega_0} \frac{U_d}{E_d} I_d$	$\frac{1,35 E_{2к}}{\omega_0} \frac{U_d}{E_d} I_d$
Выражение момента каскада	$M_{ад}$	$M_{ад} + M_{мп}$ $M_{мп} = k \Phi I_d$

В табл. 7-2 обозначено:

- Φ — заданное значение потока МП, для которого строится механическая характеристика каскада;
- $\Phi_{н}$ — номинальное значение потока МП;
- $\omega_{с.г}$ — синхронная угловая скорость СГ (см. рис. 7-10, а);
- ω_0 — синхронная угловая скорость АД;
- $R_{я}$ — сопротивление обмотки якоря МП;
- R_d — активное сопротивление обмотки АД, приведенное к цепи ротора, которое можно определить по формуле

$$R_d = \frac{R_1 + R_2'}{k_0^2};$$

k — постоянная машины МП.

Вышеприведенные выражения позволяют рассчитать механические характеристики вентильно-машинных каскадов.

Вначале, пользуясь формулами, приведенными в табл. 7-1, строят внешнюю характеристику выпрямителя $U_d/E_d (I_d)$. Далее

по формуле (7-20) строится зависимость $M_{ад}$ от тока I_d . Эта зависимость имеет максимум, который соответствует критическому моменту, развиваемому асинхронным двигателем в схемах вентильно-машинных каскадов. Указанные зависимости имеют вид, соответствующий графикам на рис. 7-14. Отметим, что на вид кривой $U_d/E_d(I_d)$ влияют особенности коммутации вентилей моста при разных режимах работы выпрямителя, для каждого из которых отношение U_d/E_d вычисляется по отдельным формулам.

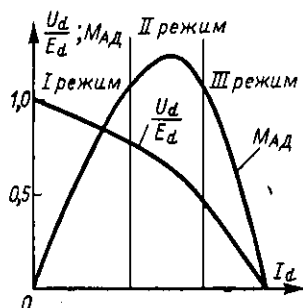


Рис. 7-14. Внешняя характеристика выпрямителя $U_d/E_d(I_d)$ и зависимость момента асинхронного двигателя от выпрямленного тока цепи ротора вентильно-машинного каскада.

определяется соответствующая величина $M_{ад}$. При определении общего момента электромеханического каскада следует к моменту АД прибавить момент МП: $M_{мп} = kFI_d$.

Глава восьмая

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ БЕЗ УЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНЕРЦИИ ДВИГАТЕЛЯ

8-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Переходным процессом или переходным режимом электропривода называют режим его работы при переходе от одного установившегося состояния к другому, когда изменяются скорость, момент и ток двигателя. Для анализа работы электропривода необходимо определение зависимостей указанных величин от времени, поскольку это позволяет: определить время и характер протекания переходных процессов в отношении соответствия их технологическому режиму работы механизма; оценить допустимость возникающих в динамических режимах величин момента, ускорения, тока, которые определяют механи-

ческие и электрические перегрузки в электроприводе; произвести правильный выбор мощности двигателя и аппаратуры управления.

Без переходных процессов не совершается работа ни одного электропривода. Даже в простейших нерегулируемых приводах, например вентилятора, насоса, транспортера, требуется предварительно осуществить пуск двигателя. При этом мгновенное подключение напряжения к обмоткам двигателя вызывает тем не менее плавное изменение во времени скорости, момента и тока, характеризующих переходный процесс пуска двигателя. Большому классу электроприводов присущи переходные процессы электрического торможения. Они могут быть вызваны, например, изменением полярности напряжения на якоре двигателя постоянного тока или изменением чередования фаз напряжения статора асинхронного двигателя при торможении противоклучением, а также уменьшением напряжения якоря или частоты статора при рекуперативном торможении.

Переходные процессы возникают при регулировании скорости, когда двигатель переводится с одного уровня скорости на другой, например, изменением напряжения якоря или ослаблением магнитного потока двигателя с независимым возбуждением.

Некоторые механизмы, такие как кривошипно-шатунные, в процессе работы характеризуются пульсирующим изменением нагрузки на валу двигателя. Такие механизмы не имеют установившихся режимов, а их рабочие режимы представляют собой периодические переходные процессы.

Переходные процессы пуска и торможения могут быть не редкими явлениями, а основными рабочими режимами, например, в электроприводах реверсивных прокатных станов, рольгангов, механизмов поворота экскаватора и порталных кранов. Эти процессы, а также процессы снижения или повышения скорости возникают регулярно вследствие воздействия оператора или автоматически в соответствии с технологическим режимом работы механизма. Однако переходные процессы могут возникать и нерегулярно при случайных изменениях нагрузки на валу, колебаниях напряжения или частоты питающей сети и т. д.

Итак, внешней причиной или, как говорят, возмущающим воздействием, вызывающим переходный процесс в электроприводе, могут быть различные факторы, а именно:

изменения питающего напряжения, его частоты, нагрузки на валу, момента инерции, сопротивлений в цепях двигателя и т. д. Возмущающее воздействие является только внешним толчком, побуждающим электропривод к переходному процессу. Реакция привода на возмущающее воздействие составляет суть переходных процессов. Внутренней причиной, обуславливающей переходные процессы, являются инерционности электропривода — механическая и электромагнитная. Изменение запаса кинетической энергии в механических звеньях привода и электромагнитной энергии в элементах его электрических цепей происходит постепенно, что и объясняет возникновение переходных процессов даже при скачкообразном возмущающем воздействии. Если инерционности в электроприводе отсутствовали бы, то переходных процессов как таковых не было бы. Скачкообразное возмущающее воздействие вызывало бы при этом мгновенное изменение скорости, момента, тока и других величин.

При определенных условиях, когда изменение кинетической энергии в одних элементах привода вызывает изменение электромагнитной энергии в других, и наоборот, может наступить периодическое преобразование одного вида энергии в другой. В этом случае переходный процесс будет иметь колебательный характер. Такой процесс может возникнуть, например, в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением при достаточно большой индуктивности якорной цепи. Изменение тока, а значит, и электромагнитной энергии цепи якоря в этом случае вызывает изменение скорости, а следовательно, и кинетической энергии ротора двигателя. В синхронном двигателе изменение кинетической энергии приводит к изменению угла рассогласования между магнитными полюсами статора и ротора, что изменяет электромагнитную энергию поля двигателя. В этих примерах кинетическая и электромагнитная энергия оказываются взаимосвязанными, что может привести к колебательному характеру переходного процесса. Хотя в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением при скомпенсированной реакции якоря и малой индуктивности якорной цепи изменение магнитного потока возбуждения изменяет скорость двигателя и кинетическую энергию, последняя не влияет со своей стороны на электромагнитную энергию возбуждения. В этом примере переходный процесс не может иметь колебательный характер.

Переходный процесс в электроприводе в общем случае представляет собой сложное явление. Характер его протекания зависит в первую очередь от инерционностей привода и их количественного соотношения. Всякому двигателю присущи как механическая, так и электромагнитная инерционность, так как его вращающиеся части (где накапливается кинетическая энергия) всегда обладают некоторым моментом инерции, а его обмотки (где накапливается электромагнитная энергия) обладают некоторой индуктивностью. Однако если механическая инерционность практически всегда ощутима и сказывается на переходных процессах, то электромагнитная инерционность может быть и несущественной и практически не влиять на характер протекания процесса. В связи с этим дальнейшее изложение переходных процессов разделяется на две части — без учета и с учетом электромагнитной инерционности. В последующих параграфах учитывается то обстоятельство, что характер переходного процесса зависит также от вида механических характеристик и формы изменения возмущающего воздействия.

8-2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С НЕИЗМЕННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ И ДИНАМИЧЕСКИМ МОМЕНТОМ, ЛИНЕЙНО ЗАВИСЯЩИМ ОТ СКОРОСТИ

Рассмотрение переходных процессов при наличии только одной механической инерционности и при условии линейно меняющегося в зависимости от скорости динамического момента относится к простейшему случаю. Однако данные условия часто выполняются. Это справедливо для двигателей и механизмов с линейными механическими характеристиками, приведенными на рис. 8-1, а. Рассматриваемый случай распространяется и на двигатели с нелинейными механическими характеристиками, когда в определенном интервале скоростей эти характеристики близки к линейным, как показано на рис. 8-1, б. Наконец, близкие по форме нелинейные механические характеристики двигателя и механизма могут обусловить динамический момент с законом его изменения от скорости, близким к линейному (рис. 8-1, в).

При линейной зависимости от скорости момента двигателя и момента сопротивления в пределах рассматриваемого интервала изменения скорости (рис. 8-1, а и б)

переходный процесс описывается системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M - M_c &= J \frac{d\omega}{dt}; \\ M &= M_{к,з} - \beta\omega; \\ M_c &= M_{c0} + \beta_c\omega, \end{aligned} \right\}$$

где β и β_c — модули жесткости механических характеристик двигателя и механизма;
 $M_{к,з}$ и M_{c0} — моменты двигателя и механизма при скорости, равной нулю.

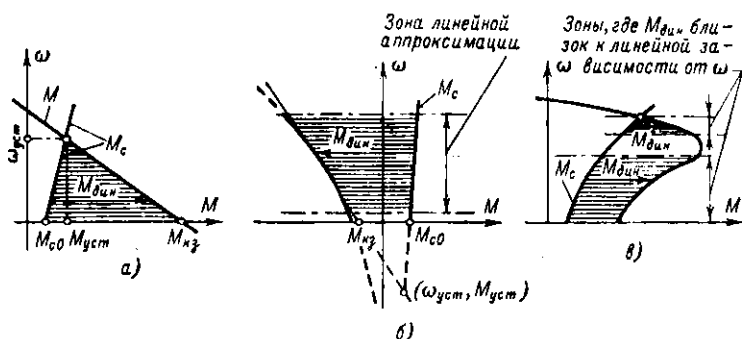


Рис. 8-1. Механические характеристики электропривода, при которых динамический момент имеет линейную или близкую к линейной зависимость от скорости.

а — линейные для двигателя и механизма; б — нелинейная для двигателя;
 в — нелинейные для двигателя и механизма.

Решая систему уравнений относительно угловой скорости, получаем дифференциальное уравнение

$$J \frac{d\omega}{dt} + (\beta + \beta_c) \omega = M_{к,з} - M_{c0}. \quad (8-1)$$

Разделив уравнение (8-1) почленно на $\beta + \beta_c$, приведем его к так называемому каноническому виду линейного дифференциального уравнения первого порядка:

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{уст}, \quad (8-2)$$

где

$$T_m = J/(\beta + \beta_c) \quad (8-3)$$

— механическая постоянная времени электропривода, с;

$$\omega_{уст} = (M_{к.э} - M_{с0}) / (\beta + \beta_c) \quad (8-4)$$

— установившееся значение скорости, рад/с.

Постоянная времени T_m является важным параметром электропривода, характеризующим темп изменения момента и угловой скорости двигателя в переходных процессах. Механическую постоянную времени можно трактовать как время разгона двигателя из неподвижного состояния до установившегося значения скорости, если начальная величина динамического момента сохранялась бы в процессе разгона неизменной.

Решение неоднородного уравнения (8-2) имеет вид:

$$\omega = \omega_{уст} + C e^{-\frac{t}{T_m}}.$$

Постоянная интегрирования C находится из начальных условий: $\omega = \omega_{нач}$ при $t = 0$; тогда

$$C = \omega_{нач} - \omega_{уст}$$

и решение уравнения (8-2) выражается так:

$$\omega = \omega_{уст} + (\omega_{нач} - \omega_{уст}) e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (8-5)$$

Так как скорость и момент двигателя в рассматриваемом случае связаны между собой линейно, то зависимость момента от времени в переходных процессах оказывается аналогичной (8-5) и представляется в виде

$$M = M_{уст} + (M_{нач} - M_{уст}) e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (8-6)$$

Полученные выражения для момента и скорости при принятых допущениях имеют универсальный характер. Они остаются справедливыми для различных переходных процессов (пуск, торможение, сброс и наброс нагрузки и т. д.) при условии линейно изменяющихся от скорости моментов M и M_c . В каждом конкретном случае в выражения (8-5) и (8-6) должны быть подставлены соответствующие значения $\omega_{нач}$, $\omega_{уст}$, $M_{нач}$, $M_{уст}$ и T_m . Если в частном случае $M_c = \text{const}$, то $\beta_c = 0$ и

$$T_m = \frac{J}{\beta} = J \frac{\Delta \omega}{\Delta M}; \quad (8-3a)$$

$$\omega_{уст} = \omega_0 - \frac{M_c}{\beta}, \quad (8-4a)$$

где $\Delta\omega$ и ΔM — приращения скорости и момента на прямолинейном участке механической характеристики двигателя;

ω_0 — точка пересечения механической характеристики двигателя с осью ординат.

В соответствии с (8-5) и (8-6) момент и скорость двигателя изменяются по экспоненциальному закону, обладающему характерными особенностями. Производные момента и скорости ($\dot{M}$ и $\dot{\omega}$) монотонно убывают, уменьшаясь в $e = 2,718$ раза через каждые $t = T_M$:

$$\frac{\dot{M}(t+T_M)}{\dot{M}(t)} = \frac{\dot{\omega}(t+T_M)}{\dot{\omega}(t)} = e^{-\frac{t+T_M}{T_M} + \frac{t}{T_M}} = \frac{1}{e}.$$

Производные указанных величин в начальный момент времени имеют максимальные значения

$$\dot{M}(0) = \frac{M_{уст} - M_{нач}}{T_M};$$

$$\varepsilon_0 = \dot{\omega}(0) = (\omega_{уст} - \omega_{нач})/T_M$$

— ускорение электропривода в начальный момент времени.

Так как $\varepsilon_0 T_M = \omega_{уст} - \omega_{нач}$, то касательная, проведенная к кривой $\omega(t)$ в начальный момент времени,

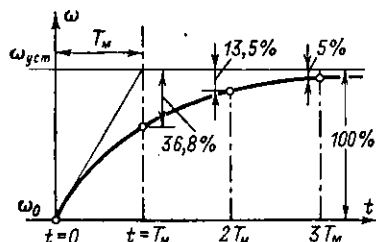


Рис. 8-2. Экспоненциальное изменение скорости от времени.

отсекает на прямой $\omega = \omega_{уст} = \text{const}$ интервал времени, равный T_M , как показано на рис 8-2. При экспоненциальном законе изменения во времени скорости и момента их величины достигают своих установившихся значений теоретически через бесконечно большое время.

Практически за условный

конец переходного процесса можно принять момент времени, когда скорость или момент изменились на 95%. При этом условное время переходного процесса $t_{п.п} \approx 3T_M$ (рис. 8-2). С учетом сделанных замечаний относительно свойств экспоненты переходный процесс может быть быстро и достаточно точно изображен графически по трем-четырем точкам и касательной (рис. 8-2).

Выражения (8-5) и (8-6) справедливы для непрерывных функций моментов двигателя и механизма от скорости. Если эти функции разрывны, как, например, в случае реактивного момента сопротивления, то переходные процессы на каждом участке, где указанные функции непрерывны, рассчитываются отдельно. После скачкообразного изменения момента в выражения (8-5) и (8-6) подставляются новые соответствующие значения $\omega_{нач}$, $\omega_{уст}$, $M_{нач}$, $M_{уст}$ и T_m .

а) Пуск

Рассмотрим переходный процесс пуска двигателя с линейными механическими характеристиками при постоянном моменте сопротивления. Кроме двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, к данному случаю могут быть отнесены с известным приближением двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением и асинхронный двигатель с контактными кольцами, нелинейные механические характеристики которых можно заменить отрезками прямых.

Рассматриваемые двигатели обычно не допускают прямого пуска, так как возникающие при этом броски тока превышают допустимые значения по условиям коммутации на коллекторе для машин постоянного тока или должны быть ограничены по условиям нагрева и возникновения больших электродинамических условий в лобовых частях обмоток для асинхронных двигателей. Поэтому пуск осуществляют подключением двигателя к сети при

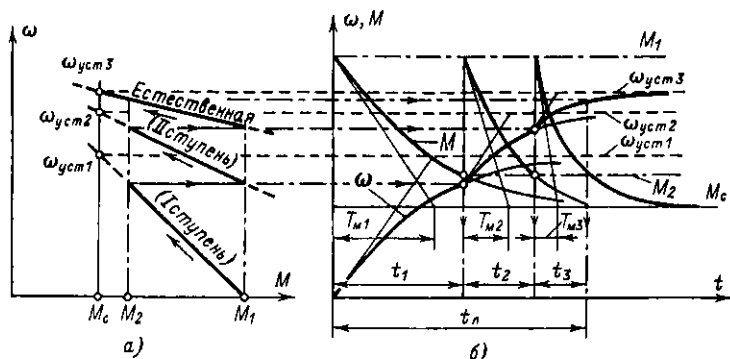


Рис. 8-3. Пусковая диаграмма (а) и графики изменения скорости и момента двигателя при пуске (б).

введенном в цепь якоря или ротора дополнительном резисторе. По мере разгона дополнительные резисторы постепенно выводятся (шунтируются) коммутационной аппаратурой. Таким образом, пуск осуществляется в несколько ступеней; при этом двигатель переводится с одной реостатной характеристики на другую. В конце пуска двигатель приобретает рабочую скорость, соответствующую его естественной характеристике и моменту сопротивления на его валу. На рис. 8-3, а приведена так называемая пусковая диаграмма. На этой диаграмме изображены участки характеристик, используемые в процессе пуска двигателя. Каждой характеристике соответствует определенное сопротивление якорной или роторной цепи. Горизонтальными отрезками прямых показывают замыкание соответствующей ступени пускового сопротивления, т. е. переключение двигателя с одной характеристики на другую. Пусковая диаграмма характеризуется пределами изменения момента двигателя при пуске величинами M_1 и M_2 , а также числом пусковых ступеней. Чем больше ступеней, тем меньше пределы изменения момента при пуске, тем более плавно происходит процесс разгона двигателя. Чем больше максимальный пусковой момент M_1 , тем выше значение ускорения двигателя, тем быстрее происходит пуск. Максимально возможное значение для M_1 определяется из предельно допустимого тока по коммутации на коллекторе для машин постоянного тока или исходя из величины критического момента для асинхронных двигателей с фазным ротором. Для машин постоянного тока нормального исполнения $M_{\text{доп}} \approx 2,5 M_n$, для асинхронных двигателей с контактными кольцами $M_{\text{доп}} \approx \approx 0,85 M_n$. Величина момента переключения M_2 должна превышать максимально возможное значение момента сопротивления настолько, чтобы не затягивать процесс пуска из-за малых ускорений перед переключением ступеней.

В соответствии с (8-5) и (8-6) можно записать для любой i пусковой ступени изменение во времени скорости и момента двигателя следующим образом:

$$\omega_i = \omega_{\text{уст}i} + (\omega_{\text{нач}i} - \omega_{\text{уст}i}) e^{-\frac{t}{T_{\text{м}i}}}; \quad (8-7)$$

$$M_i = M_c + (M_1 - M_c) e^{-\frac{t}{T_{\text{м}i}}}, \quad (8-8)$$

где $T_{mi} = J/\beta_i$ — механическая постоянная времени привода, соответствующая i -й пусковой характеристике;

β_i — модуль жесткости i -й пусковой механической характеристики двигателя.

Из выражения (8-8) для M_i определяется время работы двигателя на i -й пусковой ступени при изменении момента от M_1 до M_2 :

$$t_i = T_{mi} \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c}. \quad (8-9)$$

Из выражения (8-9) следует, что время разгона двигателя в пределах одной пусковой ступени пропорционально

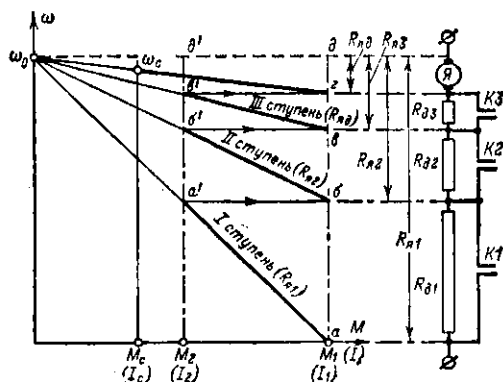


Рис. 8-4. Пусковая диаграмма двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

механической постоянной времени, соответствующей данной ступени.

На рис. 8-3, б показаны зависимости от времени скорости и момента двигателя в процессе его пуска в три ступени. Примем за конец пуска значение скорости, соответствующей моменту M_2 на естественной характеристике (рис. 8-3, а). Эта скорость незначительно отличается от установившегося значения. Тогда полное время пуска определится как сумма интервалов времени работы двигателя на всех пусковых ступенях:

$$t_{\Sigma} \approx \sum_{i=1}^m T_{mi} \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c}. \quad (8-10)$$

Для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением пусковая диаграмма и соответствующие ей ступени пусковых сопротивлений рассчитываются как аналитически, так и графически, если известны значение M_1 и число пусковых ступеней m . На рис. 8-4 изображена диаграмма пуска двигателя в три ступени. Полное сопротивление якорной цепи определится для скорости, равной нулю, через ток якоря I_1 , соответствующий известному моменту M_1 :

$$R_{я1} = U/I_1.$$

Остальные сопротивления можно определить, приравняв перепады скорости при переключении ступеней на соседних характеристиках. Так, для первого переключения перепады скорости между точками δ и δ' и a' (рис. 8-4) равны:

$$\Delta\omega_1 = \frac{M_2 R_{я1}}{(k\Phi)^2} = \Delta\omega_2 = \frac{M_1 R_{я2}}{(k\Phi)^2}.$$

Отсюда

$R_{я2} = R_{я1} M_2/M_1$ — полное сопротивление якорной цепи при работе на II ступени;

$R_{я1} = R_{я1} - R_{я2} = R_{я1}(1 - M_2/M_1)$ — сопротивление I ступени пускового реостата.

Для второго переключения

$$R_{я3} = R_{я2} \frac{M_2}{M_1} = R_{я1} \left(\frac{M_2}{M_1} \right)^2;$$

$$R_{я2} = R_{я2} - R_{я3} = R_{я1} \frac{M_2}{M_1} \left(1 - \frac{M_2}{M_1} \right).$$

Аналогично для любого i -го переключения

$$R_{яi+1} = R_{яi} \frac{M_2}{M_1} = R_{я1} \left(\frac{M_2}{M_1} \right)^i \quad (8-11)$$

— полное сопротивление якорной цепи при работе на $(i + 1)$ -й ступени;

$$R_{яi} = R_{яi} - R_{яi+1} = R_{я1} \left(\frac{M_2}{M_1} \right)^{i-1} \left(1 - \frac{M_2}{M_1} \right) \quad (8-12)$$

— сопротивление i -й ступени пускового реостата.

Для последнего переключения

$$R_{яm+1} = R_{я1} = R_{я1} \frac{M_2}{M_1} = R_{я1} \left(\frac{M_2}{M_1} \right)^m. \quad (8-13)$$

Отсюда

$$M_2 = M_1 \sqrt[m]{\frac{R_{я1}}{R_{яm+1}}}. \quad (8-14)$$

При заданных величинах M_1 и m однозначно определяется момент переключения M_2 , который должен быть больше максимально возможного момента сопротивления. Если это условие не соблюдается, то число ступеней пуска m должно быть увеличено. Задача может решаться и наоборот. При выбранных значениях M_1 и M_2 из соотношения (8-14) определяется число ступеней:

$$m = \frac{\lg \frac{M_2}{M_1}}{\lg \frac{R_{я}}{R_{я1}}} \quad (8-15)$$

Полученное по (8-15) значение m округляется до ближайшего большего целого числа, после чего уточняется значение M_2 из (8-14). Величины ступеней сопротивлений пускового реостата аналитически рассчитываются в соответствии с (8-12). Так как перепад скорости при постоянном моменте пропорционален сопротивлению якорной цепи, то пусковые сопротивления могут быть определены и графо-аналитическим путем (рис. 8-4) с использованием соотношений:

$$R_{д1} = \frac{ab}{a\delta} R_{я1}; \quad R_{д2} = \frac{b\delta}{a\delta} R_{я1}; \quad R_{д3} = \frac{e\delta}{a\delta} R_{я1}; \quad R_{я} = \frac{e\delta}{a\delta} R_{я1}.$$

Для двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением из-за нелинейности его характеристик не представляется возможным аналитически рассчитать пусковую диаграмму, т. е. при заданных M_1 и m определить по формулам величину M_2 и значения пусковых сопротивлений. Пусковая диаграмма в этом случае строится графическим методом. Предварительно строится естественная скоростная характеристика (ω''/ω' на рис. 8-5). Выбираются значения максимального пускового тока I_1 и тока переключения I_2 . На естественной характеристике отмечаются точки a и a' , соответствующие выбранным значениям тока. В осях ω, R строится отрезок прямой ab в соответствии с уравнением характеристики:

$$\omega = \frac{U}{k\Phi_1} - \frac{I_1}{k\Phi_1} R_{я\Sigma}.$$

При $I_1 = \text{const}$ точкам ab на построенной прямой соответствуют аналогичные точки, принадлежащие скоростным характеристикам в осях ω, I . Точке a соответствует полное сопротивление якорной цепи $R_{я1} = U/I_1$,

а точке ϵ — сопротивление только якоря двигателя $R_{\text{я}}$. Через точку ϵ' проводится прямая $\epsilon'\epsilon'a'$, которая соответствует $I_2 = \text{const}$:

$$\omega = \frac{U}{k\Phi_2} - \frac{I_2}{k\Phi_2} R_{\text{я}} \Sigma.$$

Вертикальные отрезки aa' , bb' и $\epsilon\epsilon'$ между прямыми соответствуют перемещению рабочей точки двигателя по одной из реостатных характеристик. Горизонтальные участки $a'b$, $b'\epsilon$ между прямыми соответствуют на пусковой

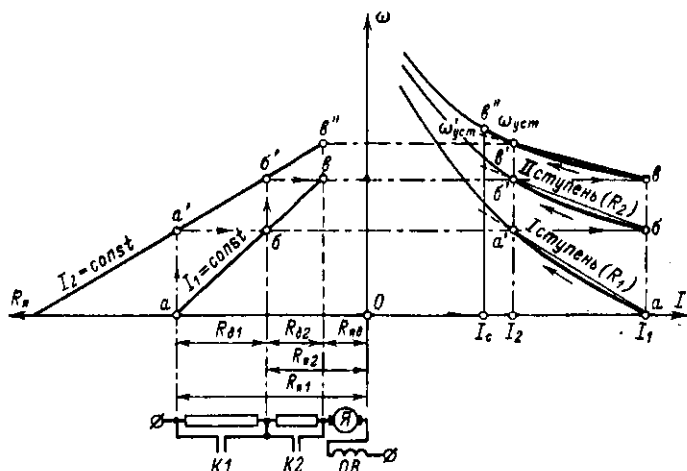


Рис. 8-5. Пусковая диаграмма и ее графический расчет для двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением.

диаграмме переключению ступеней сопротивления. Прямая $\epsilon'a'$ проводится с таким расчетом чтобы между отрезками $a'b'$ и $a\epsilon$ вписалось целое число ступеней. Если это не удастся, то несколько изменяют величину I_2 . При этом через новое положение точки ϵ' проводят вновь прямую $\epsilon'a'$ и между отрезками $a'b'$ и $a\epsilon$ вписывают ступени $aa' - a'b - bb' - b'\epsilon$. Построение проводится до тех пор, пока на отрезке $a\epsilon$ не уложится целое число ступеней. При выполнении данного условия отрезки $a'b$ и $b'\epsilon$ определяют величины ступеней дополнительных сопротивлений $R_{\delta 1}$ и $R_{\delta 2}$. На пусковой диаграмме определяются точки a , a' , b , b' , через которые проводятся прямые до пересечения с линией тока I_c , соответствующего заданному моменту сопротивления.

Переходный процесс пуска может быть приближенно рассчитан по аналитическим зависимостям (8-7) и (8-8). При этом необходимые для расчета значения M_1 и M_2 определяются через известные из пусковой диаграммы (рис. 8-5) токи I_1 и I_2 с помощью кривой намагничивания или зависимости M от I_π двигателя (рис. 2-14). Точность рассчитанного аналитически процесса определяется расхождением между действительными характеристиками двигателя и аппроксимирующими их отрезками прямых в интервале изменения момента от M_1 до M_2 . При этом

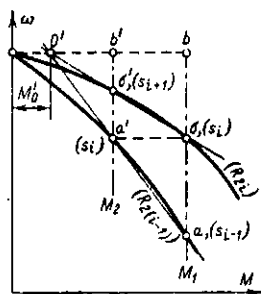


Рис. 8-6. Реостатные характеристики асинхронного двигателя с контактными кольцами.

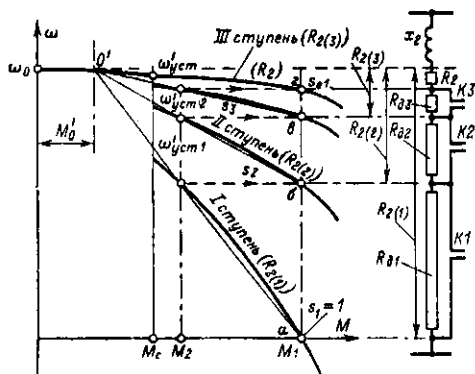


Рис. 8-7. Пусковая диаграмма асинхронного двигателя с контактными кольцами.

установившаяся скорость $\omega'_{уст}$ несколько меньше действительной $\omega_{уст}$, как это следует из пусковой диаграммы на рис. 8-5.

Для асинхронного двигателя с контактными кольцами, имеющего нелинейные механические характеристики, пусковую диаграмму можно, тем не менее, рассчитать аналитически. В асинхронном двигателе скольжение s пропорционально сопротивлению фазы роторной цепи R_2 . При этом для любых двух реостатных характеристик, показанных на рис. 8-6, справедливо следующее соотношение:

$$\frac{s_{i+1}}{s_i} = \frac{s_i}{s_{i-1}} = \frac{R_{2i}}{R_{2, i-1}} = \text{const.} \quad (8-16)$$

Прямые, проведенные через точки bb' и aa' , пересекаются с горизонтальной прямой $s = 0$ в одной точке O' .

Действительно в соответствии с (8-16)

$$\frac{s_i}{s_{i+1}} = \frac{s_{i-1}}{s_i}.$$

Отсюда

$$\frac{s_i}{s_i - s_{i+1}} = \frac{s_{i-1}}{s_{i-1} - s_i} \quad \text{и} \quad s_i \frac{M_1 - M_2}{s_i - s_{i+1}} = s_{i-1} \frac{M_1 - M_2}{s_{i-1} - s_i} = O'e,$$

т. е. для разных углов $eO'b$ и $eO'a$ расстояние от точки e до точки пересечения сторон $O'b$ и $O'a$ этих углов с прямой $s = 0$ (отрезок $O'e$) одинаково. Абсцисса точки O' ($M_{O'}$) соответственно равна:

$$M_{O'} = M_1 - O'e = M_1 - \frac{s_{i-1}}{s_{i-1} - s_i} (M_1 - M_2).$$

Если $s_{i-1} = 1$, а $s_i = s_2$ (рис. 8-7), то

$$M_{O'} = M_1 - \frac{M_1 - M_2}{1 - s_2}. \quad (8-17)$$

В пусковой диаграмме на рис. 8-7 скольжения $s_2, s_3, s_4, \dots$, при которых переключаются ступени сопротивлений согласно (8-16), находятся в соотношении

$$\frac{s_2}{s_1} = \frac{s_3}{s_2} = \frac{s_4}{s_3} = \dots = \frac{s_{m+1}}{s_m},$$

где $s_1 = 1$ — начальное скольжение при пуске.

Из предыдущего выражения следует, что для любого i -го переключения ступеней

$$s_{i+1} = s_2^i. \quad (8-18)$$

Последнему m -му переключению ступеней соответствует скольжение s_{e1} , относящееся к естественной характеристике двигателя при $M = M_1$.

Согласно (8-18)

$$\left. \begin{aligned} s_{m+1} &= s_{e1} = s_2^m; \\ s_2 &= \sqrt[m]{s_{e1}}. \end{aligned} \right\} \quad (8-19)$$

Пусть заданы максимальный пусковой момент M_1 и число ступеней пуска m . Тогда можно найти сопротивление цепи ротора, соответствующее нижней реостатной характеристике, и далее с помощью выражений (8-17) — (8-19) определить все величины, необходимые для построения пусковой диаграммы.

При использовании (8-19) можно определить значение s_2 и далее с помощью известной формулы для механической

реостатной характеристики (2-55) найти величину M_2 . По найденным s_2 и M_2 находятся скольжения при переключении ступеней из (8-18) и значение M_0 из (8-17). Момент переключения M_2 должен превышать наибольшее возможное значение момента сопротивления. Если это условие не выполняется, то решается обратная задача, т. е. находится число ступеней пуска, соответствующее выбранному значению $M_2 > M_c$. Для этого, зная величину M_2 , определяют s_2 и согласно (8-19) значение m по формуле:

$$m = \lg s_{e1} / \lg s_2. \quad (8-20)$$

Найденное в соответствии с (8-20) значение m округляют до ближайшего целого числа.

Зная скольжения, соответствующие моментам M_1 и M_2 , можно рассчитать пусковые сопротивления.

Сопротивление фазы ротора:

$$R_{2(1)} = \frac{R_2}{s_{e1}}$$

— для I ступени (R_2 — сопротивление обмотки фазы ротора);

$$R_{2(2)} = R_{2(1)} s_2$$

— для II ступени;

$$R_{2(3)} = R_{2(2)} \frac{s_2}{s_2} = R_{2(2)} \frac{s_2}{1} = R_{2(1)} s_2^2$$

— для III ступени;

$$R_{2(i)} = R_{2(1)} s_2^{i-1} \quad (8-21)$$

— для любой i -й ступени.

Сопротивление i -й ступени пускового реостата

$$R_{2i} = R_{2(i)} - R_{2(i+1)} = R_{2(1)} s_2^i (1 - s_2). \quad (8-22)$$

Переходный процесс пуска может быть приближенно рассчитан по аналитическим зависимостям скорости и момента от времени (8-7) и (8-8), если пусковые характеристики в пределах изменения момента от M_2 до M_1 заменены линейными отрезками. Точность рассчитанного процесса будет определяться расхождением между действительными характеристиками двигателей и аппроксимирующими их отрезками прямых в интервале изменения момента от M_2 до M_1 .

В более приближенных расчетах пуска асинхронного двигателя его характеристики принимают за линейные

в пределах от $M = 0$ до $M = M_1$. В этом случае пусковая диаграмма, сопротивления в роторной цепи, а также переходные процессы пуска рассчитываются так же, как и для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

б) Торможение противовключением

Для быстрой остановки двигателей часто применяют электрическое торможение. При осуществлении торможения противовключением двигателей постоянного тока изменяют полярность напряжения на якоре, а у асинхронных двигателей изменяют чередование фаз на статоре. Одновременно с этим в цепь якоря двигателя постоянного тока или в цепь ротора асинхронного двигателя с контактными кольцами вводится дополнительное сопротивление для ограничения тормозных токов. В отличие от пуска торможение может быть осуществлено в одну ступень, что и применяется в подавляющем большинстве случаев с целью уменьшения числа коммутирующих аппаратов. Так же как и при расчете процесса пуска, нелинейные механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением и асинхронного двигателя с контактными кольцами заменяются отрезками прямых в пределах изменения момента от $-M_1$ до $-M_2$ в процессе торможения, как показано на рис. 8-8, а. Уравнение такого отрезка имеет вид:

$$\omega = -\omega_{\text{нач}} \frac{M + M_2}{M_1 - M_2}. \quad (8-23)$$

Максимальный тормозной момент $M_{\text{нач}} = -M_1$, имеющий место в начале торможения, определяется для машин нормального исполнения, как и для пуска, из следующих условий: $M_1 \approx 2,5M_n$ для двигателей постоянного тока и $M_1 \approx 0,85M_n$ для асинхронных двигателей с контактными кольцами. Зная величину допустимого тока $I_{\text{доп}}$, можно определить дополнительное сопротивление в якорной цепи двигателей постоянного тока:

$$R_d = \frac{U + E_{\text{нач}}}{I_{\text{доп}}} - R_a, \quad (8-24)$$

где $E_{\text{нач}}$ — начальное значение э. д. с. двигателя при торможении.

Так как $E = k\Phi\omega$, то для двигателя с независимым возбуждением в момент переключения его в схему торможения э. д. с. не изменяется, поскольку $\Phi = \text{const}$, а ω

не может мгновенно изменяться из-за механической инерционности якоря. Тогда величина $E_{\text{нач}}$ может быть опреде-

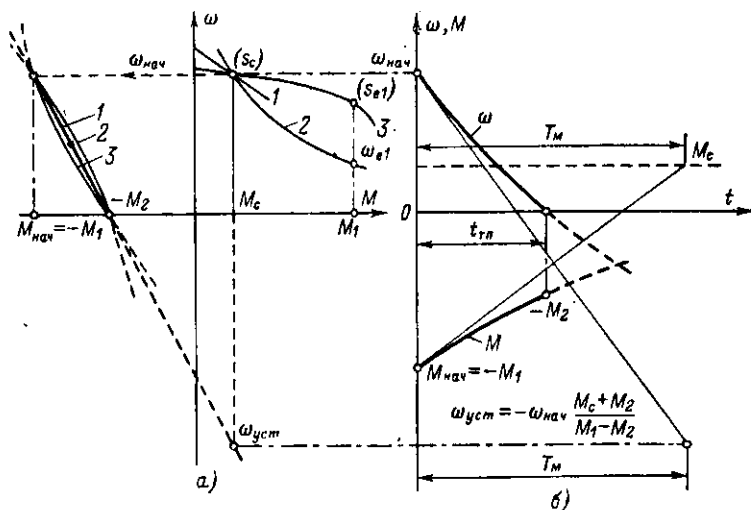


Рис. 8-8. Механические характеристики (а) и графики изменения скорости и момента двигателя (б) при торможении противовключением.

1 — характеристики двигателей с независимым возбуждением; 2 — характеристики двигателей с последовательным возбуждением; 3 — характеристики асинхронного двигателя.

лена из предшествующего торможению установившегося режима работы

$$E_{\text{нач}} = U - I_c R_{\text{я}\Sigma}. \quad (8-25)$$

Для двигателя с последовательным возбуждением в момент его переключения в схему торможения вместе с изменением тока якоря изменяется и магнитный поток. Тогда

$$E_{\text{нач}} = k \Phi (I_{\text{доп}}) \omega_{\text{нач}}.$$

Величину $k \Phi (I_{\text{доп}})$ можно найти из уравнения электрического равновесия для якорной цепи, записанного для режима, соответствующего естественной характеристике двигателя при $I = I_{\text{доп}}$:

$$k \Phi (I_{\text{доп}}) = \frac{U - I_{\text{доп}} R_{\text{я}}}{\omega_{\text{е1}}},$$

где $\omega_{\text{е1}}$ — скорость, определяемая по естественной характеристике при $I = I_{\text{доп}}$ (рис. 8-8, а).

Следовательно,

$$E_{\text{нач}} = (U - I_{\text{доп}} R_{\text{я}}) \frac{\omega_{\text{нач}}}{\omega_{\text{с1}}}. \quad (8-26)$$

Момент M_2 при $\omega = 0$, определяющий вторую точку тормозной характеристики, находится для двигателя с последовательным возбуждением с помощью соответствующего величине M_2 значения тока

$$I_2 = U / (R_{\text{я}} + R_{\text{д}}).$$

Из кривой $E/\omega = M/I = k\Phi$ (рис. 2-14) по известному значению I_2 определяется величина

$$M_2 = I_2 \frac{M_2}{I_2}.$$

Для асинхронного двигателя с контактными кольцами дополнительное сопротивление в роторной цепи определяется из условия пропорциональности скольжения сопротивлению при $M_1 = \text{const}$:

$$\frac{s_{\text{нач}}}{s_{\text{с1}}} = \frac{R_2 + R_{\text{д}}}{R_2},$$

где $s_{\text{нач}} = 2 - s_{\text{с}}$ — начальное значение скольжения при торможении;

$s_{\text{с}}$ — скольжение для установившегося режима, предшествующего торможению;

$s_{\text{с1}}$ — скольжение, определяемое по естественной характеристике при $M = M_1$ (рис. 8-8, а).

Тогда

$$R_{\text{д}} = \left(\frac{2 - s_{\text{с}}}{s_{\text{с1}}} - 1 \right) R_2. \quad (8-27)$$

Момент M_2 при $\omega = 0$ ($s = 1$) для асинхронного двигателя определяется по формуле

$$M_2 = \frac{2M_{\text{к}}}{s_{\text{к.п}} + \frac{1}{s_{\text{к.п}}}},$$

где

$$s_{\text{к.п}} = s_{\text{к.е}} \frac{R_2 + R_{\text{д}}}{R_2}.$$

Здесь $s_{\text{к.е}}$ — критическое скольжение на естественной характеристике.

Изменение во времени скорости и момента в процессе торможения определяется в соответствии с (8-5) и (8-6).

Так как согласно (8-23)

$$\omega_{уст} = -\omega_{нач} \frac{M_c + M_2}{M_1 - M_2},$$

то

$$\omega = \omega_{нач} \frac{M_1 + M_c}{M_1 - M_2} e^{-t/T_m} - \omega_{нач} \frac{M_c + M_2}{M_1 - M_2}; \quad (8-28)$$

$$M = -(M_1 + M_c) e^{-t/T_m} + M_c, \quad (8-29)$$

где $T_m = J \frac{\Delta\omega}{\Delta M} = J \frac{\omega_{нач}}{M_1 - M_2}$ — механическая постоянная времени электропривода при торможении противовключением.

Время торможения можно определить из (8-9)

$$t_{т.п} = T_m \ln \frac{M_1 + M_c}{M_2 + M_c}. \quad (8-30)$$

На рис. 8-8, б показаны графики скорости и момента в процессе торможения. Ускорение ротора двигателя уменьшается со снижением скорости. Однако оно не обращается в нуль в конце процесса торможения, т. е. при $\omega = 0$. Поэтому, чтобы двигатель не начал разгоняться в обратную сторону, его следует отключить от сети при угловой скорости, близкой к нулю.

в) Динамическое торможение

Торможение противовключением позволяет быстро остановить двигатель, но оно связано со значительными затратами энергии, потребляемой из сети. Более экономичным является динамическое торможение двигателей как постоянного, так и переменного тока.

В процессе торможения скорость двигателя снижается в соответствии с его механической характеристикой, показанной на рис. 8-9, а. Начальный тормозной момент $M_{нач} = -M_1$ может быть принят равным приведенным выше величинам.

Дополнительное сопротивление в якорной цепи двигателей постоянного тока определяется выражением

$$R_d = \frac{E_{нач}}{I_{доп}} - R_{я}, \quad (8-31)$$

где $E_{нач}$ — начальное значение э. д. с. двигателя при торможении;

$I_{доп}$ — допустимый по условиям коммутации ток якоря.

Для двигателя с независимым возбуждением $E_{\text{нач}}$ определяется из предшествующего торможению установив-

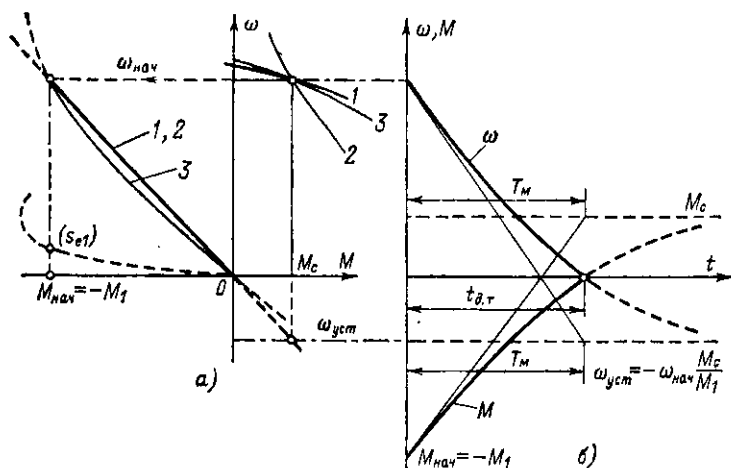


Рис. 8-9. Механические характеристики (а) и графики изменения скорости и момента двигателя (б) при динамическом торможении. 1 — характеристики двигателей с независимым возбуждением; 2 — характеристики двигателей с последовательным возбуждением; 3 — характеристики асинхронного двигателя.

шегося режима по (8-25). Для двигателя с последовательным возбуждением в схеме торможения с независимым возбуждением

$$E_{\text{нач}} = k \Phi(I_{\text{в}}) \omega_{\text{нач}}.$$

Если ток возбуждения установить равным номинальному значению $I_{\text{я.н.}}$, то

$$E_{\text{нач}} = k \Phi(I_{\text{н}}) \omega_{\text{нач}} = (U - I_{\text{я.н.}} R_{\text{н}}) \frac{\omega_{\text{нач}}}{\omega_{\text{н}}}. \quad (8-32)$$

В этом случае в цепь возбуждения вводится дополнительное сопротивление

$$R_{\text{в.доп}} = \frac{U}{I_{\text{я.н}}} - R_{\text{в}}.$$

Дополнительное сопротивление в роторной цепи асинхронного двигателя или в статорной цепи синхронного двигателя при динамическом торможении можно опреде-

лить, зная скольжение s_{e1} из механической характеристики при $R_d = 0$ и $M = M_1$ (рис. 8-9, а):

$$R_d = \left(\frac{s_{\text{нач}}}{s_{e1}} - 1 \right) R_2, \quad (8-33)$$

где $s_{\text{нач}} = 1 - s_c$ — для асинхронного двигателя;
 $s_{\text{нач}} = 1$ — для синхронного двигателя.

При введении дополнительного сопротивления в соответствующие цепи асинхронного и синхронного двигателей их механические характеристики на участках, соответствующих динамическому торможению, могут быть заменены с приемлемой точностью отрезком прямой, проходящей через точку с координатами $(M_1, \omega_{\text{нач}})$ и начало координат. Если $M_1 \leq 0,8 M_n$, то ошибка при определении момента обычно не превосходит 10%, если принять, что указанным отрезком прямой заменяется механическая характеристика двигателя в режиме динамического торможения, для которой справедливо выражение (2-88). Поэтому для двигателей синхронного и асинхронного с контактными кольцами, равно как и для рассматриваемых двигателей постоянного тока, переходные процессы динамического торможения могут быть рассчитаны в соответствии с (8-5) и (8-6). Так как в данном случае $\omega_{\text{уст}} = -\omega_{\text{нач}} M_c/M_1$, то

$$\omega = \omega_{\text{нач}} \frac{M_1 + M_c}{M_1} e^{-t/T_m} - \omega_{\text{нач}} \frac{M_c}{M_1}; \quad (8-34)$$

$$M = -(M_1 + M_c) e^{-t/T_m} + M_c, \quad (8-35)$$

где $T_m = J \frac{\Delta \omega}{\Delta M} = J \frac{\omega_{\text{нач}}}{M_1}$ — механическая постоянная времени электропривода при динамическом торможении.

Время торможения при изменении скорости от $\omega_{\text{нач}}$ до 0

$$t_{д.т} = T_m \ln \frac{M_1 + M_c}{M_1}. \quad (8-36)$$

На рис. 8-9, б показаны графики изменения скорости и момента двигателя в переходном процессе динамического торможения. При реактивном моменте сопротивления процесс заканчивается при $\omega = 0$ и далее двигатель остается неподвижным. Если M_c активный, то при $t > t_{д.т}$ двигатель разгоняется в обратном направлении до установившегося значения скорости $\omega_{\text{уст}} = -\omega_{\text{нач}} M_c/M_1$ (пунктирное продолжение графиков ω и M на рис. 8-9, б). Поэтому для остановки двигателя в данном случае тре-

буется при скорости, близкой к нулю, наложить механический тормоз. Динамическое торможение обычно осуществляется в одну ступень. Однако для мощных асинхронных и синхронных двигателей применяют и многоступенчатое торможение. Расчет ступеней тормозных сопротивлений и переходного процесса ступенчатого торможения проводится аналогично тому, как это было рассмотрено для пуска.

Для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, а также для двигателей с контактными кольцами и небольшими дополнительными сопротивлениями механические характеристики в динамическом торможении оказываются существенно нелинейными. Расчет переходных процессов в данном случае должен проводиться с учетом нелинейности механической характеристики и рассматривается ниже.

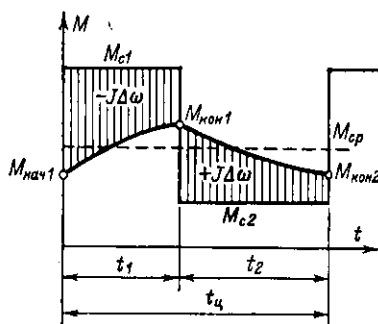


Рис. 8-10. График изменения момента двигателя при двухступенчатом изменении момента нагрузки.

г) Ступенчатый прямоугольный график изменения момента сопротивления

Рассмотрим простейший ступенчатый график нагрузки, состоящий из двух участков с неизменными моментами сопротивления на каждом из них, как показано на рис. 8-10.

При длительном периодическом изменении M_c момент и скорость двигателя изменяются также периодически. Для двигателя с линейной механической характеристикой в пределах одного участка величины ω и M изменяются по экспоненциальному закону. В соответствии с (8-5) и (8-6) запишем:

для 1-го участка

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \omega_{уст1} + (\omega_{нач1} - \omega_{уст1}) e^{-t/T_M}; \\ M &= M_{нач1} e^{-t/T_M} + M_{с1} (1 - e^{-t/T_M}); \end{aligned} \right\} \quad (8-37)$$

для 2-го участка

$$M = M_{нач2} e^{-t/T_M} + M_{с2} (1 - e^{-t/T_M}), \quad (8-38)$$

где M_{c1} и M_{c2} — моменты сопротивления на 1-м и 2-м участках.

Момент и скорость двигателя изменяются в пределах от $M_{\min} = M_{\text{нач1}}$ до $M_{\max} = M_{\text{кон1}}$ и от $\omega_{\min} = \omega_{\text{кон1}}$ до $\omega_{\max} = \omega_{\text{кон2}}$. При этом для 1-го и 2-го участков соответственно можно записать условия $M(t_1) = M_{\text{нач2}}$ и $M(t_2) = M_{\text{кон2}}$, с учетом которых из (8-37) и (8-38) следует:

$$M_{\text{кон1}} = M_{\text{нач1}} e^{-t_1/T_M} + M_{c1} (1 - e^{-t_1/T_M}) = M_{\text{нач2}}; \quad (8-37a)$$

$$M_{\text{кон2}} = M_{\text{кон1}} e^{-t_2/T_M} + M_{c2} (1 - e^{-t_2/T_M}) = M_{\text{нач1}}. \quad (8-38b)$$

Решая эти уравнения относительно $M_{\text{нач1}}$ и $M_{\text{кон1}}$, находим:

$$M_{\min} = M_{\text{нач1}} = \frac{M_{c1}(1 - e^{-t_1/T_M}) e^{-t_2/T_M} + M_{c2}(1 - e^{-t_2/T_M})}{1 - e^{-t_1/T_M}}; \quad (8-39)$$

$$M_{\max} = M_{\text{кон1}} = \frac{M_{c1}(1 - e^{-t_1/T_M}) + M_{c2}(1 - e^{-t_2/T_M}) e^{-t_1/T_M}}{1 - e^{-t_1/T_M}}. \quad (8-40)$$

Значения $\omega_{\max}$ и $\omega_{\min}$ могут быть найдены с помощью механической характеристики и величин $M_{\min}$ и $M_{\max}$. На рис. 8-10 показаны зависимости момента двигателя от времени. На 1-м участке $M < M_{c1}$ и скорость снижается. При этом двигатель совершает работу за счет кинетической энергии маховых масс привода. На 2-м участке $M > M_{c2}$, избыток момента приводит к увеличению скорости, т. е. к повышению запаса кинетической энергии электропривода. Заштрихованные площадки на рис. 8-10 характеризуют изменения количества движения на участках:

$$\int_0^{t_1} (M_c - M) dt = \int_0^{t_2} (M - M_{c2}) dt = J(\omega_{\max} - \omega_{\min}) = J\Delta\omega.$$

При заданных значениях момента сопротивления $M_{c1} = \text{const}$ и $M_{c2} = \text{const}$ момент $M_{\max}$ будет тем больше, чем больше отношение t_1/T_M . В пределе $M_{\max} \rightarrow M_{c1}$ при $t_1/T_M \rightarrow \infty$. Аналогично $M_{\min} \rightarrow M_{c2}$ при $t_2/T_M \rightarrow \infty$. Напротив, при $t_1/T_M \rightarrow 0$ и $t_2/T_M \rightarrow 0$, как это следует из (8-39) и (8-40),

$$M_{\min} \approx M_{\max} \approx M_{cp} = \frac{M_{c1}t_1 + M_{c2}t_2}{t_1 + t_2}.$$

Таким образом, при уменьшении периода изменения M_c при $T_M = \text{const}$ или при увеличении T_M , когда $t_c = \text{const}$, значения $M_{\min}$ и $M_{\max}$ сближаются между собой, т. е. графики изменения момента и скорости двигателя «сглаживаются». Если заданы график изменения M_c и допустимое значение $M_{\max}$, то с помощью выражения (8-40) можно определить необходимое значение T_M и момент инерции электропривода. Требуемое значение момента инерции можно реализовать установкой дополнительного маховика с моментом инерции, равным разности между требуемым и фактическим значениями момента инерции электропривода.

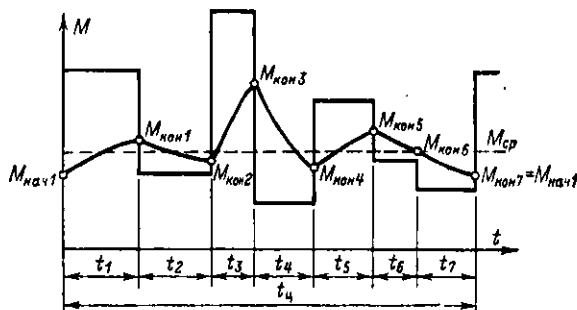


Рис. 8-11. Графики изменения момента двигателя при многоступенчатом изменении момента нагрузки.

В общем случае ступенчатый график нагрузки может иметь несколько участков (рис. 8-11). Применяв последовательно выражение (8-37а), определим значения моментов двигателя в конце каждого участка:

$$M_{\text{кон}1} = M_{\text{нач}1} e^{-t_1/T_M} + M_{c1} (1 - e^{-t_1/T_M});$$

$$M_{\text{кон}2} = M_{\text{нач}1} e^{-(t_1+t_2)/T_M} + M_{c1} (1 - e^{-t_1/T_M}) \times$$

$$\times e^{-t_2/T_M} + M_{c2} (1 - e^{-t_2/T_M});$$

для произвольного i -го участка

$$M_{\text{кон}i} = M_{\text{нач}1} e^{-\sum_1^i t_j/T_M} + M_{c1} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_M}}\right) \times$$

$$\times e^{-\sum_2^i t_j/T_M} + M_{c2} \left(1 - e^{-\frac{t_2}{T_M}}\right) e^{-\sum_3^i t_j/T_M} + \dots \quad (8-41)$$

Применяя выражение (8-41) для последнего m -го участка и учитывая, что значения момента двигателя в начале

и конце цикла равны ($M_{\text{конт}} = M_{\text{нач1}}$), получаем:

$$M_{\text{нач1}} = M_{\text{конт}} = \frac{\sum_{i=1}^m M_{ci} \left(1 - e^{-\frac{t_i}{T_M}}\right) e^{-\frac{t_{ц} - \sum_{j=1}^i t_j}{T_M}}}{1 - e^{-\frac{t_{ц}}{T_M}}} \quad (8-42)$$

Полученные выражения (8-41) и (8-42) позволяют аналитически рассчитать начальные и конечные значения момента на всех участках цикла, т. е. выявить график изменения момента двигателя. Чем меньше механическая постоянная электропривода, тем больше изменения момента. При резко переменном графике нагрузки эквивалентный момент существенно превосходит среднее значение, что обуславливает повышенный нагрев машины. Максимальный пик момента может оказаться недопустимым по перегрузочной способности двигателя. Для «сглаживания» графика момента должна быть увеличена механическая постоянная времени, что может быть осуществлено, например, с помощью дополнительного маховика или путем искусственного смягчения механической характеристики двигателя.

8.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С НЕИЗМЕННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ И ДИНАМИЧЕСКИМ МОМЕНТОМ, НЕЛИНЕЙНО ЗАВИСЯЩИМ ОТ СКОРОСТИ

Рассматриваемый случай нелинейной зависимости динамического момента от скорости включает в себя варианты с механическими характеристиками двигателя и механизма, являющимися различными нелинейными функциями угловой скорости. Примерами могут служить асинхронные двигатели и двигатели постоянного тока с последовательным возбуждением, имеющие в большом диапазоне изменения скорости существенно нелинейные механические характеристики. Некоторые механизмы обладают также нелинейными механическими характеристиками. Например, момент на валу вентиляторов и насосов возрастает при увеличении скорости, а у каландров и конвейеров момент резко снижается при переходе от состояния покоя к движению.

Нелинейная зависимость момента нагрузки от скорости может быть и неявной, выявляемой только в переходных процессах. Это относится к случаю зависимости момента нагрузки от угла поворота, который оказывается в конце концов нелинейной функцией скорости. Действительно, пусть угловая скорость в переходном процессе представляет собой некоторую неизвестную функцию $\omega = x(t)$. Тогда угол поворота

$$\varphi = \int_0^t x(t) dt = F(t) = F[y(\omega)] = f(\omega),$$

где $t = y(\omega)$ — обратная функция по отношению к $\omega = x(t)$, оказывается некоторой нелинейной функцией скорости $f(\omega)$.

Динамический момент электропривода может быть также неявной нелинейной функцией скорости в том случае, когда механическое звено обладает упругостью. В этом случае передаваемый к рабочей машине момент является функцией разности углов на валах двигателя и механизма. Рассмотрим переходные процессы для некоторых наиболее характерных нелинейностей в электроприводе.

а) Механические характеристики — известные нелинейные функции скорости. В том случае, когда механические характеристики двигателя и производственного механизма являются нелинейными, но известными функциями скорости, расчет переходных процессов часто производится графо-аналитическим способом. Расчет сводится к приближенному интегрированию уравнения движения

$$M_{\text{дин}}(\omega) = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (8-43)$$

разрешенного относительно времени:

$$t = J \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega} \frac{d\omega}{M_{\text{дин}}(\omega)} = J \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega} N_{\text{дин}}(\omega) d\omega, \quad (8-44)$$

где $N_{\text{дин}}(\omega) = 1/M_{\text{дин}}(\omega)$.

Графо-аналитическое интегрирование функции $N_{\text{дин}}(\omega)$ позволяет последовательно определять интервалы времени для фиксированных значений скорости (рис. 8-12) с помощью формулы

$$\Delta t_i = J N(\omega_i) \Delta \omega_i.$$

Здесь $N(\omega_i)$ — среднее значение функции $N_{\text{дин}}(\omega)$, соответствующее изменению скорости на величину $\Delta\omega_i = \omega_i - \omega_{i-1}$.

Задаваясь $\Delta\omega_i$ и определяя $N(\omega_i)$ на основании известной зависимости $M_{\text{дин}}(\omega)$, по последней формуле можно

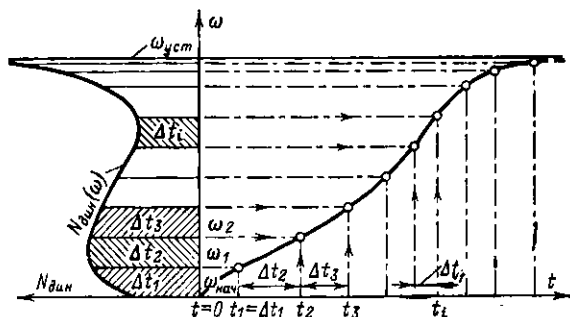


Рис. 8-12. Графический расчет зависимости скорости двигателя от времени в переходном процессе.

найти соответствующую величину Δt_i . Для практических расчетов последнюю формулу удобно представить в виде

$$\Delta t_i \approx m_N m_\omega S_i J,$$

где m_N — масштаб по оси $N_{\text{дин}}(\omega)$, $1/(\Pi \cdot \text{м} \cdot \text{мм})$;

m_ω — масштаб по оси ω , $\text{рад}/(\text{с} \cdot \text{мм})$;

S_i — площадь i -го участка интеграла (8-44), мм^2 . Эти участки на рис. 8-12 обозначены наклонной штриховкой.

В частных случаях для функций $M_{\text{дин}}(\omega)$ или $N_{\text{дин}}(\omega)$ в интервале скоростей от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$ может быть найдена аналитическая аппроксимация, интеграл которой легко определяется в соответствии с (8-44).

Для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором нормального исполнения механическая характеристика выражается достаточно точно аналитической зависимостью:

$$M = \frac{2M_{\text{к}}}{\frac{s}{s_{\text{к}}} + \frac{s_{\text{к}}}{s}}. \quad (8-45)$$

В данном случае уравнение движения может быть представлено в виде

$$\frac{2M_K}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}} - M_c = J \frac{d\omega}{dt} = -J\omega_0 \frac{ds}{dt}.$$

Тогда при $M_c = \text{const}$

$$t = \frac{J\omega_0}{M_c} \int_{s_{\text{нач}}}^s \frac{s^2 + s_K^2}{s^2 - 2 \frac{M_K}{M_c} s_K s + s_K^2} ds. \quad (8-46)$$

Полученный интеграл находится методом разложения на элементарные дроби. После интегрирования и подстановки пределов

$$\frac{t}{T_K} = \frac{M_K}{M_c} (s - s_{\text{нач}}) + 2 \left(\frac{M_K}{M_c} \right)^2 s_K \left(\frac{s_1}{s_1 - s_2} \ln \frac{s - s_1}{s_{\text{нач}} - s_1} - \frac{s_2}{s_1 - s_2} \ln \frac{s - s_2}{s_{\text{нач}} - s_2} \right), \quad (8-47)$$

где

$$s_{1,2} = s_K \left[\frac{M_K}{M_c} \pm \sqrt{\left(\frac{M_K}{M_c} \right)^2 - 1} \right]; \quad (8-48)$$

$$T_K = J\omega_0 / M_K. \quad (8-49)$$

Если переходный процесс для асинхронного двигателя осуществляется вхолостую, т. е. при $M_c = 0$, то выражение (8-46) упрощается и принимает вид:

$$t = \frac{J\omega_0}{2M_K s_K} \int_{s_{\text{нач}}}^{s_{\text{нач}}} \left(s + \frac{s_K^2}{s} \right) ds. \quad (8-50)$$

После интегрирования получаем:

$$\frac{t}{T_K} = \frac{1}{4s_K} \left(s_{\text{нач}}^2 - s^2 + 2s_K \ln \frac{s_{\text{нач}}}{s} \right). \quad (8-51)$$

Выражения (8-47) и (8-51) позволяют определить зависимости момента и скольжения от времени. Задаваясь рядом значений s , определяют из соотношения (8-45) соответствующие значения M , а из (8-47) или (8-51) — значения t .

На рис. 8-13 показан характер зависимостей момента и скорости от времени в переходном процессе пуска асинхронного двигателя. Ускорение от начального значения $(M_n - M_c)/J$ плавно нарастает, достигая при скорости,

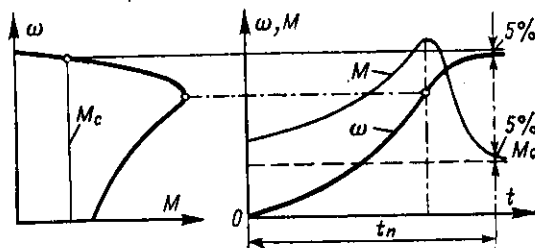


Рис. 8-13. Механическая характеристика (а) и графики изменения скорости и момента при пуске (б) асинхронного двигателя.

соответствующей критическому моменту, своего максимума ($M_k - M_c$)/ J , а затем резко уменьшается, стремясь асимптотически к нулю. Считая, что переходный процесс закончился, когда скорость достигла 95% установившегося значения, можно определить полное время пуска, подставив в выражение (8-47) $s_{нач} = 1$ и $s = s_{кон} = 0,05$. На рис. 8-14 приведено семейство зависимостей относительного времени пуска t_n/T_k от критического скольжения для ряда значений величины M_c/M_k . С помощью приведенных графиков можно быстро оценить время пуска как вхолостую, так и при известной нагрузке для любого асинхронного короткозамкнутого двигателя нормального исполнения.

б) Момент нагрузки — функция угла поворота. Рассмотрим переходный процесс электропривода при приложении момента нагрузки, являющегося периодической функцией угла поворота:

$$\left. \begin{aligned} M_c &= M_{c0} + M_{cm} \sin \frac{2\pi}{\varphi_p} \varphi \text{ при } 0 \leq \varphi \leq \varphi_p/2; \\ M_c &= M_{c0} \text{ при } \varphi_p/2 < \varphi < \varphi_p; \end{aligned} \right\} \quad (8-52)$$

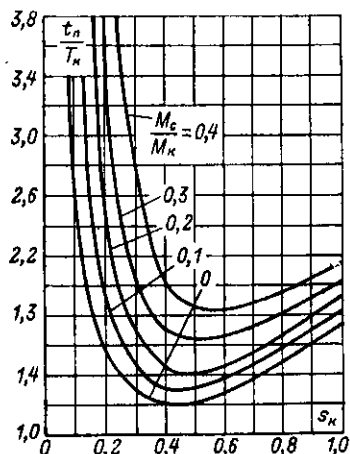


Рис. 8-14. Зависимость относительного времени пуска асинхронного двигателя от критического скольжения.

где φ_n — приведенный к валу двигателя угол поворота, соответствующий полному циклу изменения момента нагрузки;

φ_p — приведенный к валу двигателя угол поворота, соответствующий рабочему участку цикла;

φ — переменный угол поворота вала двигателя.

Уравнение движения относительно угла поворота имеет вид:

$$M - M_{c0} - M_{cm} \sin \frac{2\pi}{\varphi_p} \varphi = J \omega \frac{d\omega}{d\varphi}. \quad (8-53)$$

Уравнение (8-53) оказывается нелинейным даже в том случае, когда момент двигателя линейно зависит от скорости. В общем случае

данное уравнение аналитически не интегрируется. Его решение может быть найдено графическим способом или с помощью вычислительных машин. Однако при этом задача решается для заданных конкретных значений параметров электропривода, что исключает возможность предопределить заранее, без расчетов пере-

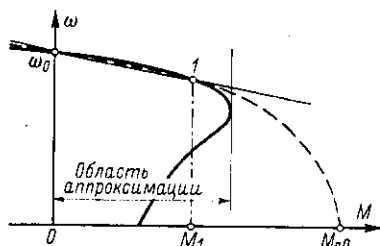


Рис. 8-15. Аппроксимация механической характеристики двигателя параболой.

ходных процессов, максимум момента двигателя или наибольший динамический перепад скорости.

Для аналитического решения уравнения (8-53) можно найти такую аппроксимацию механической характеристики двигателя, при которой уравнение движения относительно угла поворота оказывается линейным. Такой аппроксимацией является парабола:

$$M = M_{п0} - \frac{M_{н0}}{\omega_0^2} \omega^2. \quad (8-54)$$

Эта парабола проходит через точку идеального холостого хода двигателя, а ее вершина находится на оси моментов в точке $M_{п0}$, как показано на рис. 8-15. Величина $M_{п0}$ определяется в зависимости от выбора точки I на механической характеристике двигателя, через которую также проходит парабола. Так, для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, если точке I

соответствует значение момента, равное $2M_H$, то

$$M_{п0} = \frac{M_H}{2\delta_H (1 - \delta_H)}, \quad (8-55)$$

где $\delta_H = (\omega_0 - \omega_H)/\omega_0$.

При этом ошибка по моменту для данной аппроксимации не превосходит 5% в диапазоне от $M = 0$ до $M = 2,5 M_H$. Для асинхронного двигателя

$$M_{п0} = \frac{0,8 M_H}{s_H (1 - 0,25 s_H)}, \quad (8-56)$$

если точке I , показанной на рис. 8-15, соответствует значение момента, равное $0,8 M_H$. Ошибка по моменту не превосходит в данном случае 15% в диапазоне изменения момента от $M = 0$ до $M = M_H$. Ошибки по скорости при этом будут существенно меньше.

Так как в соответствии с (8-54) $\frac{dM}{d\varphi} = -2 \frac{M_{п0}}{\omega_0^2} \omega \frac{d\omega}{d\varphi}$, то уравнение (8-53), разрешенное относительно момента двигателя, становится линейным

$$M - M_{c0} - M_{cm} \sin \frac{2\pi}{\varphi_p} \varphi = -J \frac{\omega_0^2}{2M_{п0}} \frac{dM}{d\varphi}.$$

Вводя обозначения

$$\varphi' = \frac{2\pi}{\varphi_p} \varphi \quad \text{и} \quad \theta_M = \frac{2\pi}{\varphi_p} J \frac{\omega_0^2}{2M_{п0}},$$

получаем уравнение в каноническом виде

$$\theta_M \frac{dM}{d\varphi'} + M = M_{c0} + M_{cm} \sin \varphi', \quad (8-57)$$

где φ' — угол поворота двигателя, приведенный к периоду синусоидальной составляющей статического момента.

Частное решение уравнения (8-57) может быть представлено в виде

$$M_{уст} = M_{c0} + \frac{M_{cm}}{\sqrt{1 + \theta_M^2}} \sin(\varphi' - \psi).$$

Общее решение неоднородного уравнения (8-57) имеет вид:

$$M = M_{c0} + \frac{M_{cm}}{\sqrt{1 + \theta_M^2}} \sin(\varphi' - \psi) + C e^{-\varphi'/\theta_M}.$$

Из выражения (8-61) следует, что максимум момента двигателя при приложении нагрузки на его валу, зависящей от угла поворота, является функцией только одного параметра θ_m . Данный вывод справедлив в пределах точности принятой параболической аппроксимации механической характеристики двигателя. На рис. 8-17 построена зависимость $(M_{\max} - M_{co}) / M_{cm}$ от θ_m , позволяющая оценить без расчета переходного процесса перегрузку двигателя по моменту, имеющую место при рассматриваемом характере приложения нагрузки. Возникающий при этом максимальный перепад скорости определяется через максимальное значение момента двигателя по его механической характеристике.

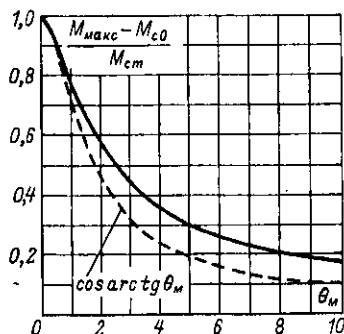


Рис. 8-17. Отношение амплитудных значений моментов двигателя и механизма при периодическом изменении момента механизма.

Иногда требуется знать, кроме величин $M_{\max}$ и $\Delta\omega_{\max}$, изменение момента и скорости двигателя во времени, например для проверки его по нагреву. В этом случае, поскольку $\omega = \frac{q_p}{2\pi} \frac{d\varphi'}{dt}$, время может быть найдено с помощью интеграла

$$t = \frac{q_p}{2\pi} \int_0^{\varphi'} \frac{d\varphi'}{\omega(\varphi')}. \quad (8-62)$$

Скорость ω как функция угла φ' определяется из выражения (8-58) заменой момента его зависимостью от скорости в соответствии с (8-54):

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{M_{co}}{M_{по}} - \frac{M_{cm}}{M_{по}} \cos \psi [\sin(\varphi' - \psi) + \sin \psi e^{-\varphi'/\theta_m}]}. \quad (8-63)$$

Интегрирование выражения (8-62) с учетом зависимости (8-63) может быть проведено приближенным графоаналитическим способом.

в) Механическое звено — двухмассовая система. Механическая часть привода с упругим звеном может быть

в отдельных случаях представлена двухмассовой системой, в которой две вращающиеся массы, характеризующиеся моментами инерции относительно вала двигателя J_1 и J_2 , соединены между собой упругим валом с коэффициентом жесткости C , как показано на рис. 8-18, а.

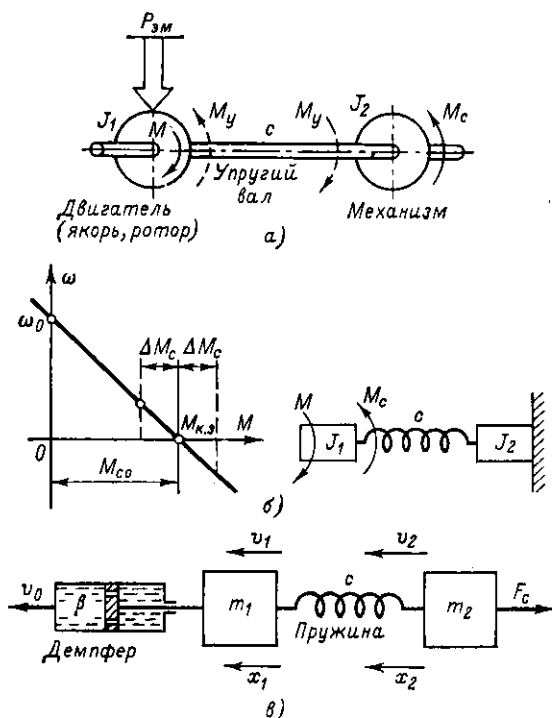


Рис. 8-18. Двухмассовое механическое звено привода с упругим элементом (а); механическая характеристика двигателя и механическое звено с неподвижной маховой массой рабочего органа (б); механическая модель привода с упругим звеном (в).

Движение этой системы и ее свойства, с одной стороны, а также поведение и свойства электрической силовой части привода, с другой стороны, органически взаимосвязаны. Обе эти части образуют совместно некоторую электромеханическую систему, отличающуюся своими динамическими свойствами. Особенность такой системы в том,

что при определенных условиях в ней могут возникать электромеханические колебания.

Чтобы понять особенности движения привода с упругим звеном, выясним, какую роль выполняет собственно электропривод, а именно его силовая часть при возникновении механических колебаний. Для этого, упрощая задачу, будем считать, что в элементах кинематической цепи привода нет зазоров и отсутствует трение как сухое, так и вязкое.

Пусть вторая масса, отделенная от ротора двигателя упругим элементом, заторможена (рис. 8-18, б). Тогда свободные колебания первой массы, жестко соединенной с ротором двигателя, относительно неподвижной заделки упругого вала характеризуются угловой частотой

$$\Omega_1 = \sqrt{\frac{C}{J_1}}.$$

Предположим, что двигатель имеет линейную механическую характеристику

$$M = M_{к.з} - \beta \omega$$

и к его валу приложена нагрузка $M_{с0} = M_{к.з}$ (рис. 8-18, б). При этом его скорость равна нулю. Если на валу двигателя появится возмущающее воздействие в виде приращения момента нагрузки ΔM_c , то первая масса придет в движение, описываемое уравнением

$$M_{к.з} - \beta \omega_1 - M_{с0} + \Delta M_c - M_y = J_1 \frac{d\omega}{dt}.$$

Так как в данном случае при $\varphi_2 = 0$ $M_y = C\varphi_1$, а $M_{к.з} = M_{с0}$, то, учитывая, что $d\varphi_1/dt = \omega$, предыдущее выражение представляется в виде

$$\frac{\Delta M_c}{C} = \frac{J_1}{C} \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} - \frac{\beta}{C} \frac{d\varphi_1}{dt} + \varphi_1.$$

Движение первой массы описывается линейным дифференциальным уравнением второго порядка, корни которого

$$p_{1,2} = -\frac{\beta}{2J_1} \pm \Omega_1 \sqrt{\frac{\beta^2}{4J_1 C} - 1}.$$

При неизменных величинах J_1 и C характер свободной составляющей движения первой массы определяется жесткостью механической характеристики двигателя β . Так,

при $\beta < 2\sqrt{J_1 C}$ это движение представляет собой затухающие колебания с частотой

$$\Omega = \Omega_1 \sqrt{1 - \frac{\beta^2}{4J_1 C}}$$

и коэффициентом затухания

$$\alpha = \frac{\beta}{2J_1} = \frac{1}{2T_{M1}},$$

где $T_{M1} = \frac{J_1}{\beta}$, а при $\beta > 2\sqrt{J_1 C}$ движение имеет затухающий аperiодический характер.

Таким образом, двигатель оказывает демпфирующее действие на механические колебания. При этом демпфирующим параметром оказывается жесткость механической характеристики. Чем меньше β , тем медленнее затухают колебания. В пределе, когда $\beta = 0$, колебания в механическом звене не затухают. Если возмущающее воздействие ΔM_c периодически изменяется с частотой собственных колебаний Ω_1 , то амплитуда колебаний неограниченно возрастает.

Демпфирующее действие на механические колебания оказывает составляющая момента $\Delta M = -\beta_1 \omega$, зависящая от скорости. При этом $\beta = |dM/d\omega|$ характеризует степень зависимости момента от скорости. Момент $\Delta M = -\beta \omega$ действует подобно вязкому трению, преобразующему энергию колебаний в тепло. Механические колебания якоря двигателя постоянного тока или ротора асинхронного двигателя вызывают соответствующие колебания тока в силовой цепи, т. е. механические колебания передаются в силовую электрическую часть привода, где их энергия расходуется на потери в активных сопротивлениях.

Демпфирующее действие электропривода, рассмотренное для случая с неподвижной второй массой, сохраняется и для двухмассовой системы при движении обеих масс. При отсутствии трения в механическом звене привод остается единственным средством гашения упругих колебаний. Однако по сравнению с рассмотренным случаем эффект демпфирования для двухмассового звена снижается, так как демпфирующий момент непосредственно приложен только к одной колеблющейся массе. При наличии двух масс демпфирование электропривода будет по-разному проявлять себя применительно к движению первой и второй масс.

При $\beta = 0$ колебания масс не демпфируются. Массы, разделенные упругим валом, совершают противофазные колебания с частотой

$$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{J_1 + J_2}{J_1 J_2} C}.$$

При $\beta = \infty$ движение первой массы полностью стабилизировано, т. е. $\omega_1 = \text{const}$, следовательно, демпфирование для второй массы полностью отсутствует и ее движение характеризуется незатухающими колебаниями с частотой

$$\Omega_2 = \sqrt{C/J_2}.$$

При этом первая масса представляет собой для второй как бы жесткую заделку. Таким образом, при предельных значениях β система характеризуется незатухающими механическими колебаниями. Очевидно, существует такое значение β , при котором имеет место наибольшее затухание одновременно для колебаний обеих масс, а значит, и для упругого момента. Демпфирование в двухмассовой системе по-разному проявляет себя и в зависимости от соотношения моментов инерции J_1 и J_2 маховых масс. При $J_2 \ll J_1$ первая масса для второй оказывается практически жесткой заделкой, поэтому колебания второй массы будут близки к незатухающим. При $J_1 \ll J_2$ вторая масса для первой будет почти жесткой заделкой (рис. 8-18, б). На движении меньшей массы, которой в данном случае является ротор двигателя, существенно сказывается демпфирование электроприводом, как это было показано выше.

Электропривод с двухмассовым упругим звеном может быть изображен простой механической моделью, приведенной на рис. 8-18, в. Для большей наглядности вращательное движение заменено в модели поступательным. Роль электрической силовой части привода в этой модели выполняет цилиндр с поршнем и вязкой средой. При движении цилиндра со скоростью v_0 на поршне возникает усилие, приложенное к массе m_1 ,

$$F = \beta (v_0 - v_1),$$

где β — коэффициент вязкости среды.

Модель наглядно иллюстрирует демпфирующее действие электропривода.

Для расчетов переходных процессов в электроприводе с упругим звеном (рис. 8-18, а) необходимо иметь диффе-

ренциальные уравнения для величин ω_1 , ω_2 , M и M_y . Эти уравнения могут быть получены на основании исходных уравнений (1-56) для упругого звена:

$$M - M_y = J_1 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2};$$

$$M_y - M_c = J_2 \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2}.$$

С учетом того, что $M = \beta (\omega_0 - \omega_1)$ и $M_y = C (\varphi_1 - \varphi_2)$, получаем:

$$\beta (\omega_0 - \omega_1) - C (\varphi_1 - \varphi_2) = J_1 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2};$$

$$C (\varphi_1 - \varphi_2) - M_c = J_2 \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2}$$

или в операторной форме при нулевых начальных условиях

$$\frac{\beta}{C} \omega_0 + \varphi_2 = \left(T_1^2 p^2 + \frac{\beta}{C} p + 1 \right) \varphi_1;$$

$$-\frac{M_c}{C} + \varphi_1 = (T_2^2 p^2 + 1) \varphi_2,$$

где $T_1 = \sqrt{J_1/C} = 1/\Omega_1$ — постоянная времени, соответствующая угловой частоте Ω_1 свободных колебаний массы с моментом инерции J_1 , с;

$T_2 = \sqrt{J_2/C} = 1/\Omega_2$ — то же для массы с моментом инерции J_2 , с.

Решая последнюю систему уравнений относительно φ_1 и φ_2 , получаем:

$$(T_{12}^2 T_m p^3 + T_2^2 p^2 + T_m p + 1) p \varphi_1 = (T_2^2 p^2 + 1) \omega_0 - M_c / \beta; \quad (8-64)$$

$$\begin{aligned} (T_{12}^2 T_m p^3 + T_2^2 p^2 + T_m p + 1) p \varphi_2 = \\ = \omega_0 - \left(T_1^2 p^2 + \frac{\beta}{C} p + 1 \right) M_c / \beta, \end{aligned} \quad (8-65)$$

где

$$T_{12} = \sqrt{\frac{J_1 J_2}{(J_1 + J_2) C}} = \frac{1}{\Omega_{12}} = \frac{1}{\sqrt{\Omega_1^2 + \Omega_2^2}}$$

— постоянная времени, соответствующая угловой частоте Ω_{12} свободных колебаний двухмассовой системы, с;

$T_m = (J_1 + J_2) / \beta$ — результирующая механическая постоянная времени привода, с.

Так как $p\varphi_1 = \omega_1 = \omega_0 - M/\beta$, то из уравнения (8-64) может быть получено операторное уравнение для момента двигателя

$$(T_{12}^2 T_M p^3 + T_{12}^2 p^2 + T_M p + 1) M = M_c. \quad (8-66)$$

Вычитая из уравнения (8-64) уравнение (8-65) и умножая полученную разность на коэффициент жесткости C , получаем дифференциальное уравнение для момента M_y в упругом валу

$$(T_{12}^2 T_M p^3 + T_{12}^2 p^2 + T_M p + 1) M_y = (T_{M1} p + 1) M_c, \quad (8-67)$$

где $T_{M1} = J_1/\beta$ — механическая постоянная времени двигателя с учетом масс, жестко связанных с валом двигателя, с.

Уравнения (8-64) — (8-67) имеют одинаковую левую часть, т. е. одно и то же характеристическое уравнение третьего порядка. В соответствии с критерием Гурвица система устойчива, если при положительных коэффициентах характеристического уравнения в данном случае выполняется неравенство:

$$T_2^2 T_M' - T_{12}^2 T_M > 0.$$

Так как в соответствии с выражениями для T_2^2 и T_{12}^2

$$T_2^2 > T_{12}^2,$$

то электропривод с упругим звеном в виде двухмассовой системы всегда устойчив. Исследование корней характеристического уравнения позволяет получить достаточное условие

$$\frac{J_1}{J_1 + J_2} > \frac{1}{9} \quad \text{или} \quad \frac{J_2}{J_1} < 8,$$

при выполнении которого переходные процессы сопровождаются затухающими колебаниями.

Изменение скоростей ω_1 и ω_2 в переходных процессах определяется решением уравнений (8-64) и (8-65). При $\omega_0 = \text{const}$ и $M_c = \text{const}$ правая часть уравнений (8-64) и (8-65) представляет собой установившееся значение скорости:

$$\omega_{уст} = \omega_0 - M_c/\beta.$$

Определим вынужденные колебания момента двигателя и момента в упругом валу при синусоидальном изменении момента нагрузки

$$M_c = M_{cm} \sin \Omega_c t.$$

Для определения амплитуд моментов M и M_y в зависимости от амплитуды момента нагрузки воспользуемся комплексным методом. Тогда в соответствии с (8-66) и (8-67) будем иметь для комплексов $\tilde{M}$, $\tilde{M}_c$, $\tilde{M}_y$:

$$\frac{\tilde{M}}{\tilde{M}_c} = \frac{1}{(1 - T_2^2 \Omega^2) + j\Omega T_M (1 - T_{12}^2 \Omega^2)};$$

$$\frac{\tilde{M}_y}{\tilde{M}_c} = \frac{1 + j\Omega T_{M1}}{(1 - T_2^2 \Omega^2) + j\Omega T_M (1 - T_{12}^2 \Omega^2)}.$$

Отсюда для амплитудных значений M_m , M_{cm} , M_{ym}

$$\frac{M_m}{M_{cm}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - T_2^2 \Omega^2)^2 + \Omega^2 T_M^2 (1 - T_{12}^2 \Omega^2)^2}}; \quad (8-68)$$

$$\frac{M_{ym}}{M_{cm}} = \sqrt{\frac{1 + T_{M1}^2 \Omega^2}{(1 - T_2^2 \Omega^2)^2 + \Omega^2 T_M^2 (1 - T_{12}^2 \Omega^2)^2}}. \quad (8-69)$$

Введем обозначения $T_2 \Omega = \frac{\Omega}{\Omega_*} = \Omega_*$, $T_M \Omega_2 = \theta_M$ и $T_{M1} \Omega_2 = \theta_{M1}$. Тогда выражения (8-68) и (8-69) можно представить в относительных величинах:

$$\frac{M_m}{M_{cm}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \Omega_*^2)^2 + \theta_M^2 \Omega_*^2 (1 - \gamma_1 \Omega_*^2)^2}}; \quad (8-70)$$

$$\frac{M_{ym}}{M_{cm}} = \sqrt{\frac{1 + \theta_{M1}^2 \Omega_*^2}{(1 - \Omega_*^2)^2 + \theta_M^2 \Omega_*^2 (1 - \gamma_1 - \Omega_*^2)^2}}, \quad (8-71)$$

где

$$\gamma_1 = \frac{J_1}{J_1 + J_2}.$$

Выражения (8-70) и (8-71) определяют реакцию электропривода на синусоидальные возмущающие воздействия со стороны нагрузки (рис. 8-19 и 8-20). При слабом демпфировании в электроприводе возникают резонансные явления, когда амплитуды моментов двигателя и упругого элемента существенно превосходят амплитудные значения момента сопротивления. Демпфирование характеризуется параметрами θ_M и θ_{M1} , т. е. жесткостью механической характеристики β при $J_1 = \text{const}$, $J_2 = \text{const}$ и $C = \text{const}$. Для колебаний момента двигателя демпфирование непрерывно растет с уменьшением β . Для момента в упругом валу колебания минимальны при некотором оптимальном значении β .

Резонансная частота находится исследованием на максимум выражений (8-70) и (8-71). Резонансная частота

для момента двигателя определится из выражения

$$\Omega_{\text{рез}*}^3 = \frac{2\gamma_1 - \frac{1}{\theta_m^2} + \sqrt{\left(2\gamma_1 - \frac{1}{\theta_m^2}\right)^2 - 3\gamma_1^2 \left(1 - \frac{2}{\theta_m^2}\right)^2}}{3\gamma_1^2}. \quad (8-72)$$

Подстановка $\Omega_{\text{рез}*}^3$ в (8-70) позволяет определить максимальные амплитудные значения момента двигателя $M_{\text{нмакс}}$ как функцию двух параметров: θ_m и γ_1 (рис. 8-21). Отыскание максимума момента в упругом валу приводит к бикубическому уравнению для резонансной частоты. Поэтому максимальные амплитудные значения момента упругого вала ($M_{\text{уммакс}}$) в зависимости от параметров θ_m и γ_1 определяются непосредственно из частотных характеристик, рассчитанных в соответствии с выражением (8-71) (рис. 8-22).

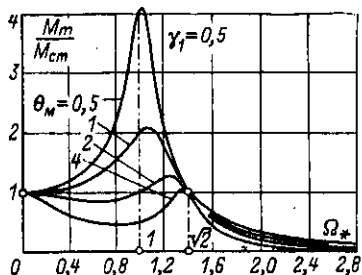


Рис. 8-19. Превышение максимального момента двигателя над амплитудным значением периодически изменяющегося момента сопротивления в зависимости от относительной частоты.

С помощью приведенных на рис. 8-21 зависимостей, зная параметры привода T_m , Ω_2 и γ_1 , можно оценить перегрузку двигателя по моменту при резонансе. Графики на рис. 8-22 позволяют определить резонансные превышения момента в упругом валу по сравнению с моментом сопротивления при известных параметрах T_m , Ω_2 и γ_1 .

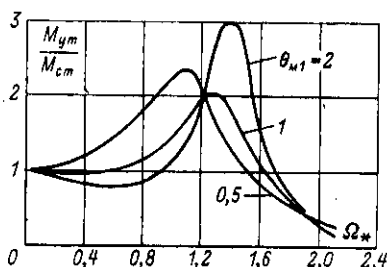


Рис. 8-20. Превышение максимального момента в упругом элементе над амплитудным значением периодически изменяющегося момента сопротивления в зависимости от относительной частоты.

Из рис. 8-21 и 8-22 следует, что в отношении резонансных колебаний наиболее неблагоприятны большие зна-

перегрузку двигателя по моменту при резонансе. Графики на рис. 8-22 позволяют определить резонансные превышения момента в упругом валу по сравнению с моментом сопротивления при известных параметрах T_m , Ω_2 и γ_1 . При этом наибольшее демпфирование колебаний упругого момента имеет место при $\theta_m \approx 0,7 \div 0,9$, т. е. при $T_m \approx (0,7 \div 0,9) T_2$.

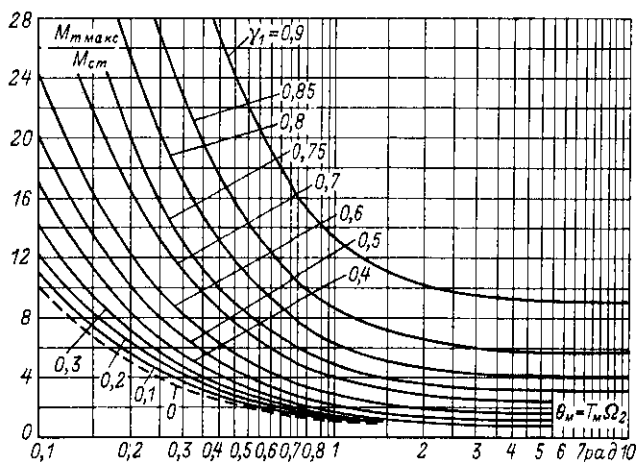


Рис. 8-21. Превышение резонансных значений момента двигателя над амплитудной величиной момента сопротивления.

чения параметра $\gamma_1 = J_1 / (J_1 + J_2)$, т. е. малые значения отношения J_2 / J_1 . Однако практически этот неблагоприятный случай редко реализуется. Например,

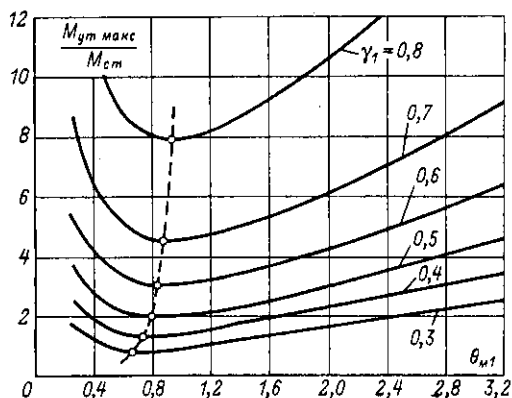


Рис. 8-22. Превышение резонансных значений момента в упругом элементе над амплитудной величиной момента сопротивления.

в быстроходных приводах при малых значениях J_2 резонансные частоты оказываются весьма высокими, намного превосходящими полосу реальных частот возмущающего

воздействия. В тихоходных приводах с большими передаточными соотношениями редукторов (десятки тысяч и более) резонансные частоты могут быть низкими. Однако при больших передачах существенно возрастает механическое демпфирование, снижающее резонансные колебания.

8-4. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЯЕМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ (УП—Д)

В предыдущих параграфах рассматривались переходные процессы при питании двигателя от сети с неизменным напряжением. Данный параграф посвящен переходным

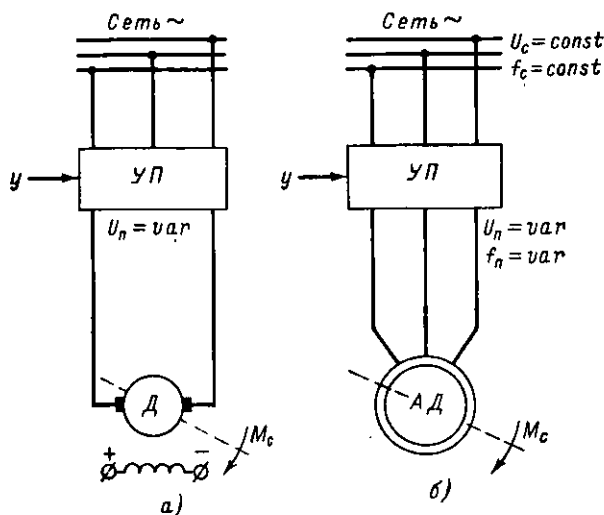


Рис. 8-23. Система управляемый преобразователь — двигатель на постоянном (а) и переменном (б) токе.

процессам в регулируемых электроприводах с изменением питающего напряжения, когда двигатели питаются от управляемых преобразователей постоянного и переменного тока (рис. 8-23). В дальнейшем оба указанных типа преобразователей называются просто управляемыми преобразователями (УП), а содержащие их системы электропривода — системами УП—Д.

При неизменном управляющем воздействии и изменении нагрузки на валу переходные процессы в системе

УП—Д имеют тот же характер, что и при питании двигателя от сети с неизменным напряжением. Переходные процессы пуска и торможения в системе УП—Д осуществляются за счет соответствующего изменения управляющего воздействия. Изменяя во времени нужным образом управляющее воздействие преобразователя, можно сформировать требуемый характер протекания переходного процесса пуска или торможения электропривода. В этом заключается одно из достоинств систем УП—Д.

Для анализа систем УП—Д постоянного тока принимаются следующие допущения. Момент сопротивления, активный или реактивный, постоянен по величине. Ток якоря непрерывен, поэтому механические характеристики двигателя могут быть приняты линейными и параллельными при разных значениях управляющего воздействия (рис. 5-26).

Переходные процессы в данной системе при изменении напряжения преобразователя U_n во времени в соответствии с (8-2) описываются линейным дифференциальным уравнением:

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{уст}, \quad (8-73)$$

где

$$\omega_{уст} = \omega_0(t) - \frac{M_c}{\beta} = \omega_0(t) - \Delta\omega_{уст}; \quad (8-74)$$

$$\omega_0(t) = U_n(t)/k\Phi;$$

β — модуль жесткости механической характеристики двигателя с учетом внутреннего сопротивления преобразователя.

Так как в рассматриваемом случае напряжение преобразователя в переходном процессе изменяется, то в отличие от (8-2) как скорость идеального холостого хода ω_0 , так и скорость $\omega_{уст}$ при $M = M_c$ не остаются постоянными, а оказываются известными функциями времени.

Решение дифференциального уравнения (8-73) определяется суммой свободного (общего) и принужденного (частного) решений. Вид функции $\omega_{уст}(t)$ определяет принужденную составляющую решения.

При различных законах изменения во времени U_n окажется различным и характер протекания переходных процессов в системе.

Рассмотрим переходный процесс пуска в системе УП—Д при линейном нарастании во время напряжения преобразователя.

Линейное нарастание величины U_n заканчивается, когда она достигает своего номинального значения $U_{н.н.}$, соответствующего естественной характеристике. Далее напряжение U_n остается постоянным, т. е.

$$\left. \begin{aligned} U_n &= k_u t && \text{при } 0 \leq t \leq t_n = U_{н.н.}/k_u; \\ U_n &= U_{н.н.} = \text{const} && \text{при } t > t_n, \end{aligned} \right\}$$

где k_u — коэффициент, характеризующий скорость нарастания U_n .

По линейному закону в тех же пределах времени пуска t_n будут изменяться входящие в (8-74) величины ω_0 и $\omega_{уст}$:

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \varepsilon_n t; \\ \omega_{уст} &= \varepsilon_n t - \Delta\omega_c, \end{aligned} \right\} \quad (8-75)$$

где ускорение ε_n определяется заданным темпом изменения U_n :

$$\varepsilon_n = \frac{k_u}{k\Phi} = \frac{U_{н.н.}}{k\Phi t_n}.$$

Пусть момент сопротивления реактивный. В этом случае двигатель остается неподвижным в течение некоторого отрезка времени t_0 , пока момент двигателя меньше момента нагрузки.

Для этого промежутка времени

$$\omega = 0; \quad M = \beta\omega_0 = \beta\varepsilon_n t.$$

При этом рабочая точка, определяющая состояние двигателя, перемещается в плоскости ω, M по оси абсцисс, как показано на рис. 8-24, а. Начиная с момента времени

$$t_0 = M_c/\beta\varepsilon_n$$

двигатель приходит в движение, так как его вращающий момент становится больше момента сопротивления. Рабочая точка в плоскости ω, M перемещается при этом с одной характеристики на другую по некоторой кривой, показанной на рис. 8-24, а жирной линией. Каждая из этих характеристик, относящаяся к фиксированному моменту времени, соответствует определенному значению ω_0 . Когда рабочая точка достигнет естественной характеристики системы, то далее она перемещается по этой харак-

теристике, асимптотически приближаясь к положению равновесия системы, т. е. к точке $(M_c, \omega_{уст})$ установившегося движения. Траектория движения рабочей точки является фазовой траекторией системы УП—Д при рассматриваемом пуске.

Зависимость скорости от времени определяется решением дифференциального уравнения (8-73). Для второго интервала времени, когда $t > t_0$, удобно принять новый

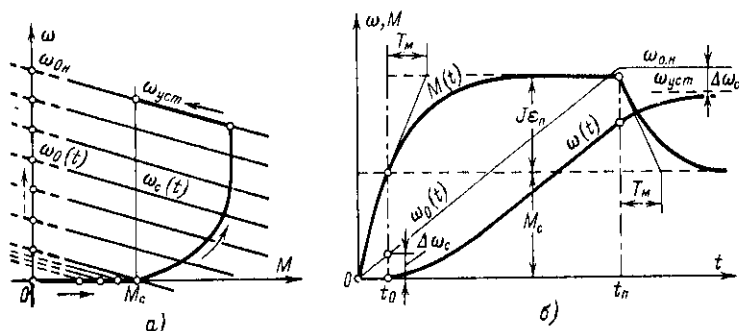


Рис. 8-24. Динамическая характеристика (а) и графики изменения скорости и момента (б) двигателя в системе УП—Д при пуске с реактивным моментом сопротивления.

отсчет времени, начиная с t_0 . Тогда правую часть уравнения (8-73) согласно (8-74) и (8-75) можно представить следующим образом:

$$\omega_{уст}(t) = \epsilon_{\pi} t_0 + \epsilon_{\pi} t - \Delta\omega_c = \epsilon_{\pi} t.$$

Частное решение уравнения (8-73) можно представить в виде

$$\omega = \epsilon_{\pi} t + B.$$

Постоянная составляющая B определяется подстановкой ω в (8-73) и приравниванием соответствующих коэффициентов. Тогда

$$T_m \epsilon_{\pi} + \epsilon_{\pi} t + B = \epsilon_{\pi} t,$$

откуда

$$B = -T_m \epsilon_{\pi}.$$

Полное решение дифференциального уравнения (8-73) имеет вид:

$$\omega = \epsilon_{\pi} t - T_m \epsilon_{\pi} + C e^{-t/T_m}.$$

При $t = 0$ имеем $\omega = 0$, следовательно, $C = T_m \varepsilon_n$.
Тогда

$$\omega = \varepsilon_n t - T_m \varepsilon_n (1 - e^{-t/T_m}). \quad (8-76)$$

Так как

$$M = \beta (\omega_0 - \omega),$$

то с учетом известных функций времени $\omega_0(t)$ и $\omega(t)$ для данного интервала времени находится зависимость момента двигателя от времени

$$M = M_c + J \varepsilon_n (1 - e^{-t/T_m}). \quad (8-77)$$

Для третьего интервала времени, когда U_n и соответственно $\omega_0(t)$ достигает своего номинального значения $\omega_{он}$ и остается неизменной, правая часть уравнения (8-73) становится постоянной величиной:

$$\omega_{уст} = \omega_{он} - \Delta \omega_c.$$

Изменения во времени момента и скорости двигателя для данного интервала времени определяются в соответствии с (8-5) и (8-6):

$$\omega = \omega_{уст} + (\omega_{нач} - \omega_{уст}) e^{-t/T_m};$$

$$M = M_c + (M_{нач} - M_c) e^{-t/T_m},$$

где для времени t принято новое начало отсчета — от момента t_n , который соответствует концу второго интервала времени. Значения $\omega_{нач}$ и $M_{нач}$ находятся подстановкой $t = t_n - t_0$ в выражения (8-76) и (8-77).

Зависимости скорости и момента двигателя от времени при пуске показаны на рис. 8-24, б.

Из выражения (8-77) следует, что динамический момент

$$M_{дин} = J \varepsilon_n (1 - e^{-t/T_m}) \quad (8-77a)$$

и ускорение

$$\varepsilon = \varepsilon_n (1 - e^{-t/T_m}) \quad (8-77б)$$

при пуске не зависят от момента нагрузки и определяются ускорением ε_n , задаваемым преобразователем. Зависимости от времени $M_{дин}$ и ε , полученные для пуска, сохраняются также для торможения и для реверса при линейном уменьшении $\omega_0(t)$ и при условии $M_c = \text{const}$. Однако в данном случае $\varepsilon_n < 0$.

Таким образом, система УП—Д при линейном изменении во времени напряжения преобразователя обладает замечательным свойством: динамический момент электропривода не зависит от момента сопротивления и опреде-

ляется темпом изменения напряжения преобразователя. Задавая необходимый темп изменения величине U_n , можно получить требуемое ограничение ускорения электропривода. Если величина T_m существенно меньше заданного времени переходного процесса, то электропривод движется практически с постоянным ускорением.

Выбором соответствующего закона изменения напряжения преобразователя можно формировать требуемый характер переходного процесса в системе УП—Д. В качестве примера определим необходимый закон изменения напряжения преобразователя постоянного тока, когда требуемое ускорение электропривода имеет трапецеидальный

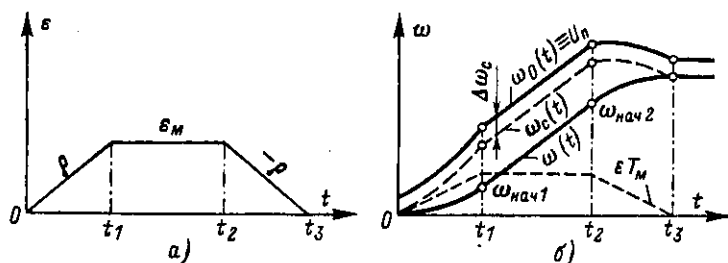


Рис. 8-25. Трапецеидальный график изменения ускорения (а) и соответствующие ему графики скорости электропривода (б).

характер изменения во времени с заданными значениями максимального ускорения (ε_M) и рывка ($\rho = d\varepsilon/dt$) (рис. 8-25, а).

В соответствии с диаграммой ускорения для первого интервала времени $[0, t_1]$ имеем:

$$\varepsilon = \rho t; \quad \omega = \rho t^2/2.$$

Так как решением дифференциального уравнения (8-73) для данного интервала времени является $\omega = \rho t^2/2$, то правая часть уравнения определится так:

$$\omega_{уст}(t) = T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = T_m \rho t + \rho \frac{t^2}{2}.$$

Для второго интервала $[t_1, t_2]$ с отсчетом времени от t_1 можно записать:

$$\varepsilon = \varepsilon_M; \quad \omega = \omega_{нач1} + \varepsilon_M t;$$

$$\omega_{уст}(t) = \omega_{нач1} + \varepsilon_M t + T_m \varepsilon_M,$$

где $\omega_{нач1} = \rho t_1^2/2$.

Для третьего интервала $[t_2, t_3]$ с отсчетом времени от t_2 справедливы выражения:

$$\varepsilon = \varepsilon_M - \rho t;$$

$$\omega = \omega_{\text{нач}2} + \varepsilon_M t - \rho t^2/2;$$

$$\omega_{\text{уст}}(t) = \omega_{\text{нач}2} + T_M \varepsilon_M + \varepsilon_M t - T_M \rho t - \rho t^2/2,$$

где $\omega_{\text{нач}2} = \omega_{\text{нач}1} + \varepsilon_M(t_2 - t_1)$.

По найденному закону изменения $\omega_{\text{уст}}(t)$ для всех трех интервалов времени определяем:

$$\omega_0(t) = \omega_{\text{уст}}(t) + \Delta\omega_0$$

и

$$U_{\Pi}(t) = k\Phi\omega_0(t).$$

На рис. 8-25, б представлены зависимости $\omega(t)$, $\omega_{\text{уст}}(t)$ и $\omega_0(t) \equiv U_{\Pi}(t)$ для заданной диаграммы ускорения. Полученную форму изменения $U_{\Pi}(t)$ можно достаточно точно реализовать, например, на тиристорном преобразователе с помощью соответствующего управляющего воздействия. Практически не всегда удается точно сформировать требуемый закон управления. Тогда он заменяется другим, который проще получить. Однако при этом должен иметь место такой характер изменения напряжения преобразователя, при котором время переходного процесса, максимальные величины ускорения и рывка соответствовали бы заданным значениям.

При определенных условиях аналогичными динамическими свойствами обладает система УП—Д переменного тока с асинхронным короткозамкнутым двигателем и частотным преобразователем (рис. 8-23, б). Управляющее воздействие u в этом случае изменяет одновременно напряжение и частоту преобразователя, при этом $U_{\Pi}/f_{\Pi} = \text{const}$. Принимаем, что влиянием высших гармоник преобразователя на механические характеристики можно пренебречь. Темп изменения величин f_{Π} и U_{Π} таков, что момент двигателя оказывается меньше критического, т. е. двигатель работает на участках механических характеристик, где $s < s_K$. На этих участках характеристики принимаются линейными и параллельными для разных значений управляющего воздействия. При сделанных допущениях система УП—Д переменного тока представляется линейной, для которой также справедливы уравнения (8-73) и выра-

жения (8-74) — (8-77). Ускорение электропривода (ϵ_n) определяется темпом изменения частоты преобразователя:

$$f_n = k_f t.$$

При этом

$$\epsilon_n = \frac{d\omega_0}{dt} = \frac{2\pi}{p} k_f.$$

8-5. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРАТОР—ДВИГАТЕЛЬ

Переходные процессы в системе Г—Д осуществляются при возбужденном двигателе и постоянно вращающемся генераторе. Пуск двигателя производится включением

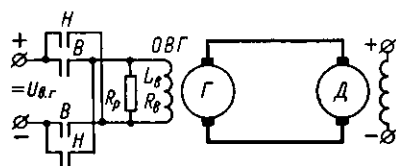


Рис. 8-26. Схема возбуждения генератора.

обмотки возбуждения генератора на постоянное напряжение, торможение — отключением обмотки, реверс — сменой полярности напряжения возбуждения генератора (рис. 8-26). Разрядное сопротивление R_p выполняет за-

щитную функцию от перенапряжения на обмотке возбуждения генератора при ее отключении. Максимальное напряжение, возникающее на обмотке в момент ее отключения, составляет:

$$U_{в.г. макс} = U_{в.г.н} \frac{R_p}{R_{в.г.}},$$

где $U_{в.г.н}$ — номинальное напряжение обмотки возбуждения генератора, В.

Обычно принимают $R_p/R_{в.г.} = 3 \div 5$, тогда $U_{в.г. макс} = (3 \div 5) U_{в.г.н}$.

Разрядное сопротивление существенно влияет и на процесс торможения в системе Г—Д, что будет пояснено ниже. Система Г—Д есть частный случай рассмотренной выше системы УП—Д. Поэтому переходные процессы в системе Г—Д описываются тем же дифференциальным уравнением (8-73). Специфика динамики Г—Д проявляется в законе изменения э. д. с. генератора. Поскольку обмотка возбуждения генератора обладает электромагнитной инерционностью, то при скачкообразном изменении напряжения ток возбуждения генератора изменяется по экспонен-

циальному закону. Действительно, в соответствии со схемой на рис. 8-26

$$U_{в,г} = i_{в,г} R_{в,г} + L_{в,г} \frac{di_{в,г}}{dt}$$

или

$$I_{в,г} = T_{в} \frac{di_{в,г}}{dt} + i_{в,г}, \quad (8-78)$$

где $I_{в,г} = U_{в,г}/R_{в,г}$ — установившееся значение тока возбуждения;

$T_{в} = L_{в,г}/R_{в,г}$ — электромагнитная постоянная времени цепи обмотки возбуждения, с.

Решение уравнения (8-78) имеет вид:

$$i_{в,г} = I_{в,г} + (i_{в,г\text{нач}} - I_{в,г}) e^{-t/T_{в}}. \quad (8-79)$$

Для прямолинейного участка кривой намагничивания генератора

$$e_{г} \equiv i_{в,г}.$$

Тогда

$$e_{г} = e_{г,уст} + (e_{г,нач} - e_{г,уст}) e^{-t/T_{в}}. \quad (8-80)$$

Скорость идеального холостого хода двигателя, соответствующая э. д. с. генератора,

$$\omega_0 = \omega_{0уст} + (\omega_{0нач} - \omega_{0уст}) e^{-t/T_{в}}. \quad (8-81)$$

Дифференциальное уравнение для системы Г—Д относительно скорости в соответствии с (8-73) и (8-81) имеет вид:

$$T_{м} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{уст} + (\omega_{0нач} - \omega_{0уст}) e^{-t/T_{в}}. \quad (8-82)$$

Решение этого дифференциального уравнения записывается в форме

$$\omega = \omega_{уст} + C_1 e^{-t/T_{в}} + C_2 e^{-t/T_{м}}. \quad (8-82a)$$

Первые два члена правой части последнего выражения составляют частное решение уравнения (8-82), третий — общее решение однородного уравнения.

Постоянная интегрирования C_1 определяется методом приравнивания коэффициентов при подстановке частного решения в уравнение (8-82):

$$C_1 = \frac{\omega_{0нач} - \omega_{0уст}}{1 - \frac{T_{м}}{T_{в}}}.$$

Так как

$$\omega_{0\text{нач}} - \omega_{0\text{уст}} = (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) + (\Delta\omega_{\text{нач}} - \Delta\omega_{\text{уст}}),$$

где

$$\Delta\omega_{\text{нач}} = \omega_{0\text{нач}} - \omega_{\text{нач}} = \frac{I_{\text{янач}} R_{\text{я}}}{k\Phi};$$

$$\Delta\omega_{\text{уст}} = \omega_{0\text{уст}} - \omega_{\text{уст}} = \frac{I_{\text{яуст}} R_{\text{я}}}{k\Phi},$$

то

$$C_1 = \frac{T_{\text{в}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} [(\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) + (\Delta\omega_{\text{нач}} - \Delta\omega_{\text{уст}})].$$

Постоянная интегрирования C_2 находится из начальных условий для скорости:

$$\text{при } t=0 \quad \omega = \omega_{\text{нач}};$$

тогда из (8-82а) и с учетом выражения для C_1

$$C_2 = -\frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) - \frac{T_{\text{в}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} (\Delta\omega_{\text{нач}} - \Delta\omega_{\text{уст}}).$$

С учетом выражения для C_1 и C_2 запишем решение уравнения для скорости:

$$\begin{aligned} \omega = \omega_{\text{уст}} + \frac{\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} (T_{\text{в}} e^{-t/T_{\text{в}}} - T_{\text{м}} e^{-t/T_{\text{м}}}) + \\ + T_{\text{в}} \frac{\Delta\omega_{\text{нач}} - \Delta\omega_{\text{уст}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} (e^{-t/T_{\text{в}}} - e^{-t/T_{\text{м}}}). \end{aligned} \quad (8-83)$$

Так как

$$i_{\text{я}} = I_{\text{я.с}} + T_{\text{м}} \frac{k\Phi}{R_{\text{я}}} \frac{d\omega}{dt},$$

то, продифференцировав выражение (8-83), можно найти зависимость тока якоря от времени в переходных процессах:

$$\begin{aligned} i_{\text{я}} = I_{\text{я.с}} + I_{\text{к.в}} \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} \frac{\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}}{\omega_{0\text{уст}}} (e^{-t/T_{\text{м}}} - e^{-t/T_{\text{в}}}) + \\ + (I_{\text{я.нач}} - I_{\text{я.с}}) \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} \left(\frac{T_{\text{в}}}{T_{\text{м}}} e^{-t/T_{\text{м}}} - e^{-t/T_{\text{в}}} \right), \end{aligned} \quad (8-84)$$

где $I_{\text{к.в}} = \frac{e_{\text{г.уст}}}{R_{\text{я}}}$ — ток короткого замыкания, соответствующий установившемуся значению э. д. с. генератора.

С помощью выражений (8-83) и (8-84) рассчитываются зависимости от времени для скорости и тока якоря в любых

переходных процессах в общем случае с ненулевыми начальными условиями в предположении экспоненциального изменения во времени э. д. с. генератора и неизменного момента сопротивления на рассматриваемом интервале времени.

Если начальное и конечное значения момента двигателя равны, т. е. $I_{\text{нач}} = I_{\text{с}}$, то

$$\Delta\omega_{\text{нач}} = \Delta\omega_{\text{уст.}}$$

В этом случае выражения (8-83) и (8-84) упрощаются:

$$\omega = \omega_{\text{уст}} + \frac{\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} (T_{\text{в}} e^{-t/T_{\text{в}}} - T_{\text{м}} e^{-t/T_{\text{м}}}); \quad (8-85)$$

$$i_{\text{я}} = I_{\text{я,с}} + I_{\text{к,з}} \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} \frac{\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}}{\omega_{0\text{уст}}} (e^{-t/T_{\text{м}}} - e^{-t/T_{\text{в}}}). \quad (8-86)$$

Зависимость (8-86) тока якоря от времени имеет максимум в некоторый момент времени $t_{\text{м}}$. Для определения максимума тока якоря производная тока по времени приравнивается нулю:

$$\frac{di_{\text{я}}}{dt} = -\frac{1}{T_{\text{м}}} e^{-t/T_{\text{м}}} + \frac{1}{T_{\text{в}}} e^{-t/T_{\text{в}}} = \frac{e^{-t/T_{\text{в}}}}{T_{\text{в}}} \left(1 - m e^{-\frac{m-1}{T_{\text{в}}} t} \right) = 0,$$

где $m = T_{\text{в}}/T_{\text{м}}$.

Отсюда определяется момент времени $t_{\text{м}}$, при котором наступает максимум тока:

$$t_{\text{м}} = T_{\text{в}} \ln \frac{1}{m^{m-1}}.$$

Подстановка значения $t_{\text{м}}$ в выражения для тока якоря и угловой скорости дает после алгебраических преобразований величину максимума тока и соответствующую ему скорость

$$I_{\text{я, макс}} = I_{\text{я,с}} + I_{\text{к,з}} \frac{\omega_{\text{уст}} - \omega_{\text{нач}}}{\omega_{0\text{уст}}} m^{-\frac{m}{m-1}}; \quad (8-87)$$

$$\omega_{\text{м}} = \omega_{\text{уст}} + (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) (m+1) m^{-\frac{m}{m-1}}. \quad (8-88)$$

В переходных процессах с постоянным активным моментом разность $(\omega_{\text{уст}} - \omega_{\text{нач}})$ не зависит от величины момента. Следовательно, динамический ток якоря ($i_{\text{я}} - I_{\text{я,с}}$), ускорение электропривода, а значит, и время

переходных процессов не зависят от нагрузки на валу. Этот вывод остается практически справедливым и для переходных процессов с реактивным моментом достаточно мощных систем Г—Д (десятки киловатт и более). Такие системы имеют жесткие механические характеристики, и величина $\omega_{уст}$ незначительно изменяется при изменении нагрузки на валу. Рассмотрим переходные процессы в системе Г—Д при пуске, торможении и реверсе.

а) Пуск

Пуск в системе Г—Д осуществляется включением обмотки возбуждения генератора на напряжение цепи возбуждения.

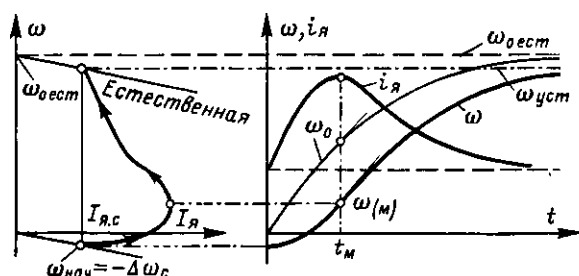


Рис. 8-27. Динамическая характеристика (а) и графики изменения тока якоря и скорости (б) системы Г—Д при пуске с активным моментом сопротивления.

Если момент нагрузки активный, то

$$\omega_{нач} = -\frac{I_{я,с} R_{II}}{k\Phi}; \quad \omega_{уст} = \omega_{0уст} - \frac{I_{я,с} R_{II}}{k\Phi}.$$

Тогда

$$\omega = \omega_{уст} - \frac{\omega_{0уст}}{T_B - T_M} (T_B e^{-t/T_B} - T_M e^{-t/T_M}); \quad (8-89)$$

$$i_{я} = I_{я,с} + I_{я,з} \frac{T_M}{T_B - T_M} (e^{-t/T_B} - e^{-t/T_M}); \quad (8-90)$$

$$I_{я, макс} = I_{я,с} + I_{я,з} m^{\frac{m}{m-1}}. \quad (8-91)$$

На рис. 8-27 показаны динамическая скоростная характеристика и графики изменения во времени скорости и тока якоря при пуске с активным моментом.

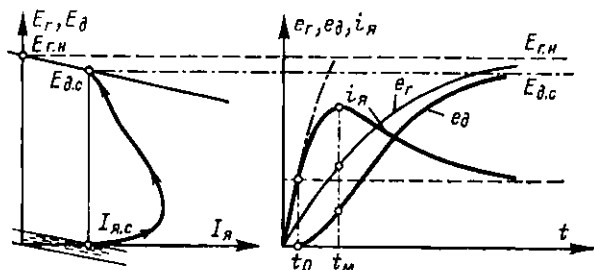


Рис. 8-28. Динамическая характеристика (а) и графики изменения тока якоря, э. д. с. генератора и двигателя (б) в системе Г—Д при пуске с реактивным моментом сопротивления.

Если момент нагрузки реактивный, то переходный процесс пуска состоит из двух интервалов времени. На первом интервале двигатель остается неподвижным, а ток якоря нарастает по экспоненциальному закону от нуля до значения $I_{я,с}$:

$$i_{я} = \frac{e_{г}}{R_{я}} = I_{к,з} (1 - e^{-t/T_{в}}); \quad (8-92)$$

$$t_0 = T_{в} \ln \frac{I_{к,з}}{I_{к,з} - I_{я,с}}.$$

На втором интервале времени двигатель приходит в движение. Принимая конец первого интервала t_0 за новое начало отсчета времени, можно записать:

$$\omega = \omega_{уст} - \omega_{уст} \left(\frac{T_{в}}{T_{в} - T_{м}} e^{-t/T_{в}} - \frac{T_{м}}{T_{в} - T_{м}} e^{-t/T_{м}} \right); \quad (8-93)$$

$$i_{я} = I_{я,с} + I_{к,з} \frac{T_{м}}{T_{в} - T_{м}} \frac{\omega_{уст}}{\omega_{0,уст}} (e^{-t/T_{в}} - e^{-t/T_{м}}); \quad (8-94)$$

$$I_{я,макс} = I_{я,с} + I_{к,з} \frac{\omega_{уст}}{\omega_{0,уст}} m^{-\frac{m}{m-1}}. \quad (8-95)$$

На рис. 8-28 показаны динамическая скоростная характеристика и графики э. д. с. и тока якоря при пуске с реактивным моментом.

б) Торможение

Торможение в системе Г—Д осуществляется отключением обмотки возбуждения генератора от сети. При этом э. д. с. генератора снижается до нуля по экспоненциаль-

ному закону. Темп размагничивания генератора определяется электромагнитной постоянной времени контура, состоящего из обмотки возбуждения и разрядного сопротивления (рис. 8-26):

$$T_B = L_{B,r} / (R_{B,r} + R_p).$$

Чем больше разрядное сопротивление, тем быстрее размагничивается генератор, тем меньше время торможения и больше ток якоря. На интервале скоростей от $\omega_{нач}$ до $\omega = 0$ процесс торможения одинаков как для активной, так и реактивной нагрузки на валу двигателя. Так как при торможении в указанном интервале скоростей $\omega_{нач} = \omega_{уст} - \Delta\omega_c$ и $\omega_{уст} = -\Delta\omega_c = -I_{я,c} R_{я} / k\Phi$, то $\omega_{нач} = -\omega_{уст} = \omega_{0уст}$. Тогда в соответствии с (8-85) — (8-87)

$$\omega = \omega_{0уст} \left(\frac{T_B}{T_B - T_M} e^{-t/T_B} - \frac{T_M}{T_B - T_M} e^{-t/T_M} \right) - \Delta\omega_c; \quad (8-96)$$

$$i_n = I_{я,c} - I_{к,з} \frac{T_M}{T_B - T_M} (e^{-t/T_B} - e^{-t/T_M}); \quad (8-97)$$

$$I_{н, макс} = I_{я,c} - I_{к,з} m^{\frac{n}{m-1}}. \quad (8-98)$$

При реактивном моменте сопротивления процесс торможения заканчивается, когда скорость двигателя достигает нулевого значения. В этот момент времени э. д. с. генератора отлична от нуля и равна некоторому значению $E_{г,0}$. В дальнейшем при неподвижном якоре двигателя ток спадает до нуля по экспоненциальному закону

$$i_n = \frac{E_{г,0}}{R_n} e^{-t/T_B}.$$

При активном моменте сопротивления процесс торможения продолжается непрерывно для $\omega < 0$ в соответствии с выражением (8-96) и заканчивается установившимся движением со скоростью $\omega_{уст} = -I_{я,c} R_{я} / k\Phi$. Если это движение нежелательно, то при скорости, близкой к нулю, на двигатель накладывается механический тормоз. На рис. 8-29 приведены графики переходного процесса торможения при активном и реактивном моментах сопротивления. Вместо скорости показана пропорциональная ей э. д. с. двигателя. Процесс торможения состоит из четырех интервалов времени. Первый кратковременный интервал $[0, t_1]$ относится к торможению двигателя за счет нагрузки на валу $[0 \leq i_n < I_{я,c}]$. Во втором основном интервале $[t_1, t_2]$ двигатель работает в генераторном режиме с рекуперацией энергии ($i_n < 0$). Третий интервал $[t_2, t_3]$, как

и первый, относится к торможению за счет нагрузки [$0 < i_{я} < I_{я.с}$]. Четвертый интервал ($t > t_3$) характеризуется для случая активного M_c торможением двигателя

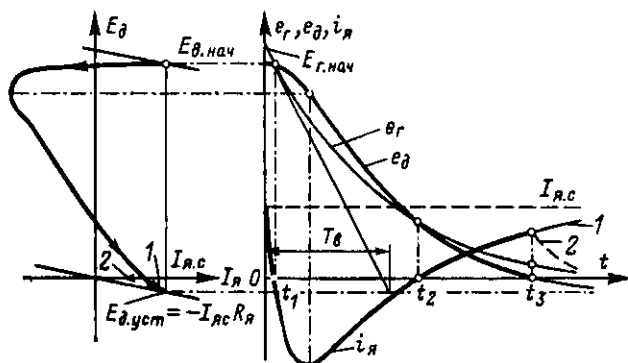


Рис. 8-29. Динамические характеристики (а) и графики изменения тока якоря, э. д. с. генератора и двигателя в системе Г—Д при торможении с активным и реактивным моментами сопротивления.

противовключением с переходом в динамическое торможение при $t \rightarrow \infty$. При реактивном M_c на четвертом интервале двигатель работает в режиме короткого замыкания.

в) Реверс

В системе Г—Д реверс осуществляется изменением полярности напряжения на обмотке возбуждения генератора. При этом э. д. с. генератора изменяется по экспоненциальному закону от начального значения ($e_{г.нач}$) до установившегося значения ($e_{г.уст}$). Очевидно, что $e_{г.нач} = -e_{г.уст}$. Изменение э. д. с. генератора определяется напряжением возбуждения и электромагнитной постоянной времени цепи возбуждения

$$T_{в} = L_{в.г}/R_{в.г}.$$

Реверс включает в себя два процесса: торможение двигателя и разгон в обратном направлении вращения. Процесс торможения в пределах изменения скорости от $\omega_{нач}$ до нуля протекает одинаково как для активного, так и реактивного момента сопротивления. При торможении

$$\begin{aligned}\omega_{нач} &= \omega_{0\text{уст}} - \Delta\omega_c; \\ \omega_{уст} &= -\omega_{0\text{уст}} - \Delta\omega_c; \\ \omega_{нач} - \omega_{уст} &= 2\omega_{0\text{уст}}.\end{aligned}$$

Тогда в соответствии с (8-85) — (8-87)

$$\omega = -\omega_{0\text{уст}} - \Delta\omega_c + 2\omega_{0\text{уст}} \times \\ \times \left(\frac{T_{\text{в}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} e^{-t/T_{\text{в}}} - \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} e^{-t/T_{\text{м}}} \right); \quad (8-99)$$

$$i_{\text{я}} = I_{\text{я,с}} - 2I_{\text{к,з}} \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{в}} - T_{\text{м}}} (e^{-t/T_{\text{в}}} - e^{-t/T_{\text{м}}}); \quad (8-100)$$

$$I_{\text{я, макс}} = I_{\text{я,с}} - 2I_{\text{к,з}} m^{-\frac{m}{m-1}}. \quad (8-101)$$

Из (8-95), (8-98) и (8-101) следует, что максимум динамического тока при реверсе в 2 раза больше, чем при пуске и торможении отключением обмотки возбуждения, если величина $T_{\text{в}}$ одинакова для рассматриваемых случаев.

Для разгона в обратном направлении в процессе реверса при активном моменте сопротивления остаются в силе соотношения (8-99) и (8-100). Для расчета разгона при реактивном моменте в выражения (8-83) и (8-84) следует подставить новые начальные и установившиеся значения: $\omega_{\text{нач}} = 0$; $\omega_{\text{уст}} = -\omega_{0\text{уст}} + \Delta\omega_c$; $I_{\text{я,нач}}$, соответствующее $\omega = 0$;

$$\Delta\omega_{\text{нач}} = \frac{I_{\text{я,нач}} R_{\text{я}}}{k\Phi}; \quad \Delta\omega_{\text{уст}} = -\frac{I_{\text{я,с}} R_{\text{я}}}{k\Phi}.$$

При этом, если $|I_{\text{я,нач}}| < |I_{\text{я,с}}|$, то при неподвижном якоре его ток нарастает по экспоненциальному закону

$$i_{\text{я}} = (I_{\text{я,нач}} + I_{\text{к,з}}) e^{-t/T_{\text{в}}} - I_{\text{к,з}}. \quad (8-102)$$

Когда $i_{\text{я}}$ достигает значения $I_{\text{я,с}}$, то начинается движение привода в обратном направлении в соответствии с выражениями (8-89), (8-90) и (8-91). На рис. 8-30 показаны динамическая скоростная характеристика и графики тока якоря, э. д. с. генератора и э. д. с. двигателя при реверсе с активным и реактивным моментами сопротивления. Проанализируем режим работы двигателя в процессе реверса с активным моментом сопротивления. Процесс состоит из пяти интервалов. В первом интервале $[0, t_1]$ двигатель тормозится под действием нагрузки, работая в двигательном режиме. Второй интервал $[t_1, t_2]$ относится к режиму рекуперативного торможения. Третий интервал $[t_2, t_3]$ характеризуется торможением двигателя в режиме противовключения. Четвертый интервал $[t_3, t_4]$ относится к пуску двигателя в обратном направлении. И, наконец, последний, пятый интервал ($t > t_4$) характеризует разгон

двигателя под действием активного момента нагрузки до установившейся скорости в генераторном режиме с рекуперацией энергии в сеть.

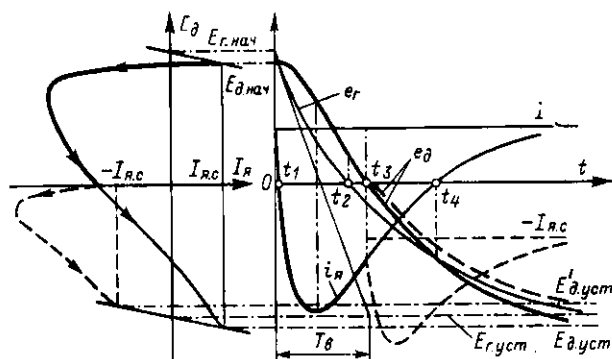


Рис. 8-30. Динамические характеристики (а) и графики изменения тока якоря, э. д. с. генератора и двигателя (б) в системе Г—Д при реверсе с активным и реактивным моментами сопротивления.

Приведенные на рис. 8-30 пунктирные линии соответствуют разгону в обратном направлении в процессе реверса при реактивном моменте сопротивления.

г) Форсирование переходных процессов

В большинстве случаев для системы Г—Д характерно, что $T_{\text{в}} \gg T_{\text{м}}$. Исключения составляют приводы малой мощности (единицы и десятки киловатт), для которых система Г—Д применяется редко. Поэтому время переходных процессов в системе Г—Д определяется в основном временем возбуждения или развозбуждения генератора. Следовательно, для уменьшения времени переходных процессов, что требуется во многих практических задачах, необходимо форсировать процесс возбуждения генератора. Форсирование пуска можно получить, например, уменьшением величины $T_{\text{в}}$ за счет введения дополнитель-

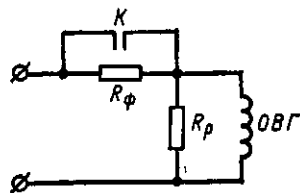


Рис. 8-31. Схема включения обмотки возбуждения генератора при его форсировке.

ного резистора R_Φ в цепь возбуждения генератора (рис. 8-31). Очевидно, что для сохранения номинальной угловой скорости двигателя при постоянно включенном дополнительном резисторе напряжение возбуждения должно быть повышено на величину падения напряжения на этом резисторе в номинальном режиме. Другим способом форсирования может быть приложение к обмотке возбуждения постоянного повышенного напряжения только на время переходного процесса. В конце переходного процесса напряжение должно быть мгновенно уменьшено до номинального значения, например, введением в цепь возбуждения дополнительного сопротивления R_Φ (рис. 8-31). Такой способ называют форсировкой с отсечкой.

Степень форсирования переходного процесса характеризуется коэффициентом форсировки:

$$\alpha = U_{в.г.0}/U_{в.г.уст.}$$

где $U_{в.г.0}$ — начальное повышенное значение напряжения на обмотке возбуждения при $i_{в.г.} = 0$;
 $U_{в.г.уст.}$ — установившееся значение напряжения на обмотке возбуждения.

Для схемы возбуждения с разрядным сопротивлением при форсировке без отсечки

$$\alpha = \frac{R_p + R_{в.г.}}{R_{в.г.}(R_\Phi + R_p)} \left(R_\Phi + \frac{R_{в.г.}R_p}{R_{в.г.} + R_p} \right).$$

Отсюда

$$R_\Phi = k_p \frac{\alpha - 1}{k_p - (\alpha - 1)} R_{в.г.}, \quad (8-103)$$

где $k_p = R_p/R_{в.г.}$.

Из (8-103) следует, что $\alpha < k_p + 1$.

При форсировке с отсечкой

$$\alpha = \frac{R_\Phi + \frac{R_{в.г.}R_p}{R_{в.г.} + R_p}}{R_{в.г.}R_p} (R_{в.г.} + R_p).$$

Отсюда

$$R_\Phi = k_p \frac{\alpha - 1}{k_p + 1} R_{в.г.} \quad (8-104)$$

По заданному коэффициенту форсировки может быть подсчитано необходимое напряжение цепи возбуждения генератора, а с помощью (8-103) и (8-104) определено соответствующее форсировочное сопротивление.

На рис. 8-32, *а* изображено изменение напряжения на обмотке возбуждения при пуске. Очевидно, что форсировка при постоянно включенном сопротивлении по сравнению с форсировкой с отсечкой менее эффективна. В первом случае напряжение на обмотке возбуждения снижается по мере пуска по экспоненциальному закону. Во втором случае повышенное напряжение на обмотке возбуждения поддерживается неизменным во все время действия форсировки до отсечки. Для рассматриваемых способов форсировки ток возбуждения генератора нарастает по экспоненциальному закону. Следовательно, выражения (8-83) — (8-87) распространяются и на форсированный пуск. При этом для форсировки без отсечки установившиеся значения $E_{г.уст.}$, $\omega_{уст.}$, $\omega_{уст.}$, $I_{к.з.}$ сохраняются, а электромагнитная постоянная времени цепи $T'_в$ уменьшается:

$$T'_в = T_в \frac{R_\phi + R_p}{R_p + R_\phi \left(1 + \frac{R_p}{R_{в.г.}}\right)} \quad (8-105)$$

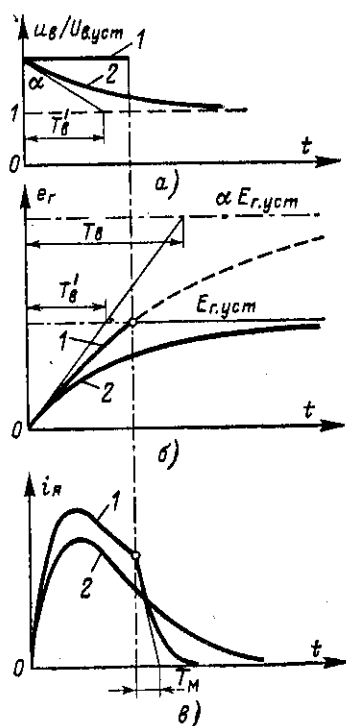


Рис. 8-32. Графики изменения при форсировке в системе Г—Д напряжения возбуждения (*а*), э. д. с. генератора (*б*) и тока якоря (*в*).

Для форсировки с отсечкой значение постоянной времени цепи возбуждения сохраняется, а установившиеся величины увеличиваются в α раз:

$$E'_{г.уст} = \alpha E_{г.уст}; \quad \omega'_{уст} = \alpha \omega_{уст}; \quad I'_{к.з.} = \alpha I_{к.з.}$$

На рис. 8-32, *б* и *в* приведены графики э. д. с. генератора и тока якоря при форсированном пуске вхолостую с отсечкой (кривые 1) и без отсечки (кривые 2). Для интервала

времени после отсечки $e_r = E_{r, \text{уст}} = \text{const}$. Двигатель при этом работает на естественной характеристике и ток якоря уменьшается до нуля по экспоненциальному закону.

Г л а в а д е в я т а я

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С УЧЕТОМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ИНЕРЦИИ ДВИГАТЕЛЯ

9-1. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ДВИГАТЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ С УЧЕТОМ ИНДУКТИВНОСТИ ЯКОРНОЙ ЦЕПИ

Индуктивность якорной цепи проявляет себя определенным образом в переходных процессах двигателей. Если, например, прямой пуск двигателя с независимым возбуждением без учета индуктивности якоря характеризуется скачком тока, равным току короткого замыкания, с дальнейшим его уменьшением по экспоненциальному закону, то наличие индуктивности в якорной цепи делает невозможным скачкообразное изменение тока. В результате характер протекания переходного процесса качественно изменяется и при определенных условиях он может быть колебательным.

Двигатель совмещает в себе два накопителя энергии. Поле якорной обмотки может накапливать электромагнитную энергию ($i_a^2 L_a / 2$), а маховые массы двигателя — кинетическую энергию ($J \omega^2 / 2$). Если пренебречь активным сопротивлением якорной цепи, то двигатель представляет собой колебательную систему с периодическим преобразованием механической энергии в электромагнитную и наоборот. Действительно, пусть двигатель с независимым возбуждением при $M_c = 0$ и при разомкнутой цепи вращается с некоторой скоростью ω_0 . При этом он обладает определенным запасом кинетической энергии $J \omega_0^2 / 2$. Если замкнуть якорную цепь накоротко, то через нее начнет протекать ток. Темп нарастания тока определяется в соответствии с уравнением для замкнутой цепи:

$$0 = k\Phi\omega + L_a \frac{di_a}{dt},$$

откуда

$$\frac{di_n}{dt} = -\frac{k\Phi}{L_n} \omega.$$

Появившийся нарастающий ток создает электромагнитную энергию $L_n i_n^2/2$. Так как первоначальный запас энергии двигателя составлял $J\omega_0^2/2$, то появление электромагнитной энергии возможно только за счет уменьшения кинетической энергии в соответствии с выражением:

$$J \frac{\omega_0^2}{2} = J \frac{\omega^2}{2} + L_n \frac{i_n^2}{2}.$$

Таким образом, с ростом тока обязательно снижается скорость двигателя. При $\omega = 0$ кинетическая энергия обращается в нуль, а электромагнитная энергия оказывается максимальной. Другими словами, при этом режиме вся кинетическая энергия преобразовалась в электромагнитную: $J \frac{\omega_0^2}{2} = L_n \frac{i_{я. макс}^2}{2}$. Ток якоря достигает своего максимального значения:

$$I_{я. макс} = \sqrt{\frac{J}{L_n}} \omega_0.$$

При этом наибольшим будет и ускорение двигателя:

$$\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{макс} = \frac{k\Phi}{J} I_{я. макс}.$$

Двигатель начинает разгоняться в обратном направлении. Увеличение скорости влечет за собой увеличение кинетической энергии. Вследствие этого уменьшается электромагнитная энергия, а значит, и ток якоря. В момент времени, соответствующий $i_n = 0$, электромагнитная энергия обращается в нуль, а кинетическая — достигает максимума. При этом скорость двигателя приобретает наибольшее значение:

$$\omega_{макс} = \omega_0 = \sqrt{\frac{L_n}{J}} I_{я. макс}.$$

Далее процесс повторяется и имеет характер незатухающих колебаний тока и скорости двигателя.

Из уравнения движения $M = J \frac{d\omega}{dt}$, записанного в виде $k\Phi i_n = J \frac{d\omega}{dt}$, следует, что скорость и э. д. с. двигателя

определяются интегралом тока якоря

$$e_d = \frac{(k\Phi)^2}{J} \int_0^t i_a dt,$$

т. е. э. д. с. двигателя определяется количеством электричества подобно напряжению на конденсаторе. Следовательно, э. д. с. двигателя можно себе представить некоторым конденсатором в якорной цепи с емкостью

$$C_d = J/(k\Phi)^2.$$

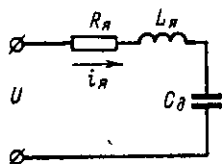


Рис. 9-1. Схема замещения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при $M_c = 0$.

При этом схема замещения якорной цепи двигателя представляет собой колебательный LC -контур с угловой частотой свободных колебаний:

$$\Omega_{св} = \frac{1}{\sqrt{L_a C_d}} = \frac{k\Phi}{\sqrt{L_a J}}.$$

Описанный выше процесс свободных колебаний возможен при $R_a = 0$. В действительности же якорь всегда обладает активным сопротивлением, в котором энергия безвозвратно рассеивается в виде тепла. Поэтому в действительности переходный процесс будет всегда затухающим. Характер процесса существенно зависит от сопротивления якоря и при достаточно большом его значении становится аperiodическим. Схема замещения двигателя без нагрузки ($M_c = 0$) имеет вид, показанный на рис. 9-1.

В общем случае переходные процессы в двигателе с независимым возбуждением с учетом индуктивности цепи якоря описываются системой двух уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U &= k\Phi\omega + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt}; \\ k\Phi i_a &= M_c + J \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (9-1)$$

Подставив второе уравнение в первое и сделав необходимые преобразования, получим дифференциальное уравнение для скорости двигателя:

$$T_a T_m \frac{d^2\omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 - \frac{R_a}{(k\Phi)^2} M_c - \frac{L_a}{(k\Phi)^2} \frac{dM_c}{dt}, \quad (9-2)$$

где $T_{\text{я}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$ — электромагнитная постоянная времени
якорной цепи, с;

$$T_{\text{м}} = J \frac{\Delta\omega}{\Delta M} = J \frac{\omega_0}{M_{\text{к.з}}} = J \frac{R_{\text{я}}}{(k\Phi)^2} - \text{механическая по-}$$

стоянная времени
привода, с.

Так как $\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_{\text{с}}}{J}$, $\frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{1}{J} \left(\frac{dM}{dt} - \frac{dM_{\text{с}}}{dt} \right)$ и $\frac{d^3\omega}{dt^3} = \frac{1}{J} \left(\frac{d^2M}{dt^2} - \frac{d^2M_{\text{с}}}{dt^2} \right)$, то, подставляя эти соотношения в про-
дифференцированное уравнение (9-2), получаем диффе-
ренциальное уравнение для момента:

$$T_{\text{я}} T_{\text{м}} \frac{d^2 M}{dt^2} + T_{\text{м}} \frac{dM}{dt} + M = M_{\text{с}}. \quad (9-3)$$

Характеристическое уравнение для (9-2) и (9-3) имеет
вид:

$$T_{\text{я}} T_{\text{м}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1 = 0.$$

Корни этого уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{\text{я}}} \pm \frac{\sqrt{1 - 4 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}}}{2T_{\text{я}}}.$$

Если $T_{\text{м}} > 4T_{\text{я}}$, то корни вещественные и отрицатель-
ные

$$p_{1,2} = -\alpha_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}}}{2T_{\text{я}}}.$$

Если $T_{\text{м}} < 4T_{\text{я}}$, то корни комплексные сопряженные
с отрицательной вещественной частью:

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega,$$

где

$$\alpha = \frac{1}{2T_{\text{я}}}; \quad \Omega = \frac{\sqrt{4 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}} - 1}}{2T_{\text{я}}}.$$

Решение уравнения (9-2) при вещественных корнях
имеет вид:

$$\omega = \omega_{\text{уст}} + C_1 e^{-\alpha_1 t} + C_2 e^{-\alpha_2 t}.$$

Подставляя в это выражение начальные условия:

$$\text{при } t=0 \quad \omega = \omega_{\text{нач}}, \quad d\omega/dt = \dot{\omega}_{\text{нач}},$$

получаем:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{\text{нач}} &= C_1 + C_2 + \omega_{\text{уст}}; \\ \dot{\omega}_{\text{нач}} &= -\alpha_1 C_1 - \alpha_2 C_2. \end{aligned} \right\}$$

Отсюда

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{\alpha_2 (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) + \dot{\omega}_{\text{нач}}}{\alpha_2 - \alpha_1}; \\ C_2 &= -\frac{\alpha_1 (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) + \dot{\omega}_{\text{нач}}}{\alpha_2 - \alpha_1}. \end{aligned} \right\} \quad (9-4)$$

Окончательно зависимость скорости от времени при вещественных корнях выражается так:

$$\begin{aligned} \omega - \omega_{\text{уст}} &= \frac{1}{\alpha_2 - \alpha_1} \left\{ [\alpha_2 (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) + \dot{\omega}_{\text{нач}}] e^{-\alpha_1 t} - \right. \\ &\quad \left. - [\alpha_1 (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) + \dot{\omega}_{\text{нач}}] e^{-\alpha_2 t} \right\}. \end{aligned} \quad (9-5)$$

Решение уравнения при комплексных корнях имеет вид:

$$\omega = \omega_{\text{уст}} + e^{-\alpha t} (C_1 \cos \Omega t + C_2 \sin \Omega t).$$

Из начальных условий аналогично предыдущему находятся C_1 и C_2 :

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}; \\ C_2 &= \frac{\dot{\omega}_{\text{нач}} + \alpha (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}})}{\Omega}. \end{aligned} \right\}$$

Отсюда зависимость скорости от времени при комплексных сопряженных корнях принимает вид:

$$\begin{aligned} \omega - \omega_{\text{уст}} &= e^{-\alpha t} \left[(\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) \cos \Omega t + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\alpha (\omega_{\text{нач}} - \omega_{\text{уст}}) + \dot{\omega}_{\text{нач}}}{\Omega} \sin \Omega t \right]. \end{aligned} \quad (9-6)$$

С помощью выражений (9-5) и (9-6) рассчитываются зависимости скорости двигателя от времени для различных переходных процессов.

В процессе прямого пуска индуктивность якоря ограничит пик тока и увеличит время пуска. Однако для реальных соотношений постоянных времени для двигателей промышленных серий ограничение тока при прямом пуске незначительно. Пик тока существенно превосходит допустимое по условиям коммутации значение. Поэтому практи-

чески прямой пуск недопустим. Для ограничения тока в переходных процессах пуска и торможения с неизменным напряжением питания в цепь якоря вводится дополнительное сопротивление. При этом электромагнитная постоянная времени цепи якоря настолько уменьшается, что она практически не сказывается на указанных переходных процессах.

Заметное, а в ряде случаев и весьма существенное влияние оказывает индуктивность якоря в переходных процессах при периодическом или скачкообразном изменении момента нагрузки, когда отсутствует дополнительное сопротивление в якорной цепи. Индуктивность якоря нарушает в переходных процессах однозначную связь между скоростью и моментом, определяемую механической характеристикой двигателя. Это обстоятельство может привести в переходных процессах, например, сброса или наброса нагрузки к существенно большим динамическим перепадам скорости по сравнению со статическими, которые соответствуют статической механической характеристике.

Рассмотрим переходный процесс при мгновенном изменении нагрузки на валу. Наиболее неблагоприятное протекание переходного процесса в отношении динамических перепадов скорости имеет место при $\frac{T_n}{T_m} > \frac{1}{4}$, когда корни характеристического уравнения комплексные и процесс носит колебательный характер. При скачкообразном изменении момента сопротивления в электроприводе появляется ускорение:

$$\dot{\omega}_{\text{нач}} = \frac{M_{\text{нач}} - M_c}{J} = \frac{\Delta\omega_c \beta}{J} = \frac{\Delta\omega_c}{T_m},$$

где $\Delta\omega_c = \omega_{\text{уст}} - \omega_{\text{нач}}$ — перепад скорости, определяемый по статической механической характеристике при изменении момента от $M_{\text{нач}}$ до M_c .

Если обозначить отклонение скорости от начального значения через $\Delta\omega$, то в соответствии с (9-6) можно записать:

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_c} - 1 = -e^{-\alpha t} \left[\cos \Omega t + \frac{\alpha - \frac{1}{T_m}}{\Omega} \sin \Omega t \right]. \quad (9-7)$$

Зависимость момента двигателя от времени можно получить из уравнения движения

$$M = M_c + J \frac{d\Delta\omega}{dt},$$

в которое следует подставить производную скорости, используя (9-7):

$$M = M_c + J \Delta \omega_c e^{-\alpha t} \left[\frac{1}{T_M} \cos \Omega t + \left(\Omega + \alpha \frac{\alpha - \frac{1}{T_M}}{\Omega} \right) \sin \Omega t \right]. \quad (9-8)$$

На рис. 9-2, а, б показаны графики скорости и момента в переходном процессе при скачкообразном увеличении момента сопротивления. Изменения момента и скорости

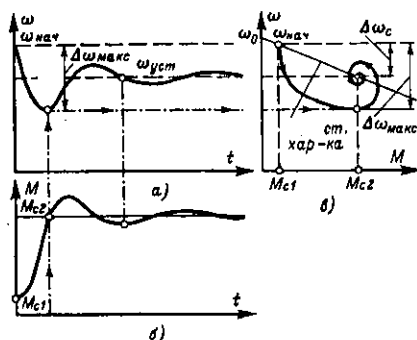


Рис. 9-2. Графики изменения скорости (а), момента (б) и динамическая механическая характеристика (в) двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в переходном процессе при набросе нагрузки.

имеет место в момент времени t_M , когда $d\omega/dt = 0$ и $M = M_c$. Применив это условие для формулы (9-8), получим:

$$\frac{1}{T_M} \cos \Omega t_M + \left(\Omega + \alpha \frac{\alpha - \frac{1}{T_M}}{\Omega} \right) \sin \Omega t_M = 0.$$

Отсюда

$$\operatorname{tg} \Omega t_M = - \frac{1}{T_M \left(\Omega + \alpha \frac{\alpha - \frac{1}{T_M}}{\Omega} \right)}.$$

Учитывая, что $\Omega = \frac{\sqrt{4 \frac{T_\pi}{T_M} - 1}}{2 T_\pi}$, $\alpha = \frac{1}{2 T_\pi}$ и вводя обозначения $m = T_M / T_\pi$, $\tau_M = t_M / 2 T_\pi$, после преобразо-

в переходном процессе могут быть показаны и на плоскости ω, M (рис. 9-2, в). Для этого соответствующие одному и тому же моменту времени пары значений момента и скорости переносят в виде одной точки на плоскость ω, M . Полученную таким образом зависимость ω от M называют динамической механической характеристикой двигателя в данном переходном процессе.

Максимальный перепад скорости $\Delta \omega_{\max}$

ваний получаем выражение для относительного времени максимума перепада скорости:

$$\tau_M = \frac{t_M}{2T_{\text{я}}} = \frac{\pi - \arctg \sqrt{\frac{4-m}{m}}}{\sqrt{\frac{4-m}{m}}}. \quad (9-9a)$$

Подставляя полученное выражение для t_M в (9-7) и проводя соответствующие преобразования, получаем соотношение для определения максимального динамического перепада скорости:

$$\frac{\Delta\omega_{\text{макс}}}{\Delta\omega_c} = 1 + \frac{e^{-\tau_M}}{\sqrt{m}}. \quad (9-9б)$$

На рис. 9-3 представлена зависимость наибольшего относительного перепада скорости в переходном процессе сброса или наброса нагрузки в зависимости от отношения постоянных времени $T_{\text{я}}/T_M$.

Рассмотрим периодический процесс в двигателе при синусоидальном возмущающем воздействии нагрузки на его валу:

$$M_c = M_{c m} \sin \Omega_c t. \quad (9-10)$$

На основании дифференциального уравнения (9-3) и в соответствии с правилами комплексного метода можно записать:

$$\frac{\dot{M}}{\dot{M}_c} = \frac{1}{(1 - T_{\text{я}} T_M \Omega_c^2) + j T_M \Omega_c};$$

$$M = \frac{M_{c m}}{\sqrt{(1 - T_{\text{я}} T_M \Omega_c^2)^2 + T_M^2 \Omega_c^2}} \sin(\Omega_c t - \psi), \quad (9-11)$$

где

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{T_M \Omega_c}{1 - T_{\text{я}} T_M \Omega_c^2}. \quad (9-12)$$

Если $L_{\text{я}} = 0$, то

$$M = \frac{M_{c m}}{\sqrt{1 + T_M^2 \Omega_c^2}} \sin(\Omega_c t - \psi_0), \quad (9-13)$$

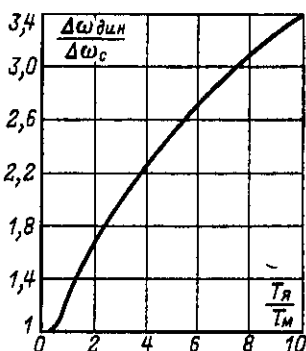


Рис. 9-3. Относительный максимальный динамический перепад скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при сбросе или набросе нагрузки.

где

$$\operatorname{tg} \psi_0 = T_M \Omega_c. \quad (9-14)$$

Момент двигателя изменяется синусоидально со сдвигом фазы на угол ψ относительно M_c (рис. 9-4). На интервале времени, где $M > M_c$, скорость двигателя и кинетическая энергия его маховых масс растут. На интервале, где $M < M_c$, скорость двигателя снижается и маховые массы возвращают энергию на вал. Заштрихованные площади определяют соответственно количества движения, используемые на приращение кинетической энергии и на работу вращающихся масс. Механическая

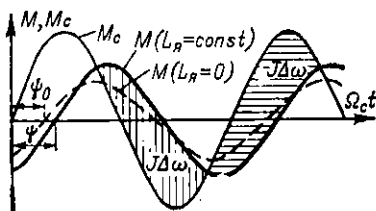


Рис. 9-4. Графики изменения моментов двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при синусоидальном изменении момента сопротивления.

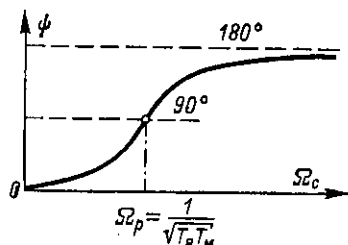


Рис. 9-5. Изменение фазы момента двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в зависимости от угловой частоты момента сопротивления.

и электромагнитная инерционности двигателя создают отставание по фазе момента относительно M_c . Зависимость ψ от частоты изменения момента сопротивления, называемая фазо-частотной характеристикой двигателя при возмущении по нагрузке, показана на рис. 9-5. При $\Omega_c = \Omega_n = 1/\sqrt{T_M T_M}$ $\psi = 90^\circ$. При дальнейшем росте частоты ψ увеличивается, стремясь к 180° , т. е. для $\Omega_c \gg \Omega_n$ колебания M и M_c приближаются к противофазным. Интересным является факт, что индуктивность якорной цепи дополнительно снижает амплитуду колебаний момента двигателя при $\Omega_c > \sqrt{2} \Omega_n$. Для всех частот $\Omega_c < \sqrt{2} \Omega_n$ амплитуда момента при наличии индуктивности якоря оказывается больше, чем при $L_n = 0$. Это положение следует из сравнения выражений (9-11) и (9-13).

Амплитуда колебаний момента двигателя в соответствии с (9-11) существенно зависит от параметров электро-

привода T_{π} и T_M и частоты колебаний момента сопротивления Ω_c

$$\frac{M_m}{M_{cm}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - T_{\pi} T_M \Omega_c^2)^2 + T_M^2 \Omega_c^2}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \Omega_{c*}^2)^2 + \frac{T_M}{T_{\pi}} \Omega_{c*}^2}}, \quad (9-15)$$

где $\Omega_{c*} = \Omega_c / \Omega_d$ — относительная угловая частота;

$\Omega_d = 1/\sqrt{T_{\pi} T_M} = k\Phi/\sqrt{J L_{\pi}}$ — угловая частота свободных колебаний двигателя.

Выражение (9-15) определяет амплитудно-частотную характеристику двигателя по моменту при возмущении

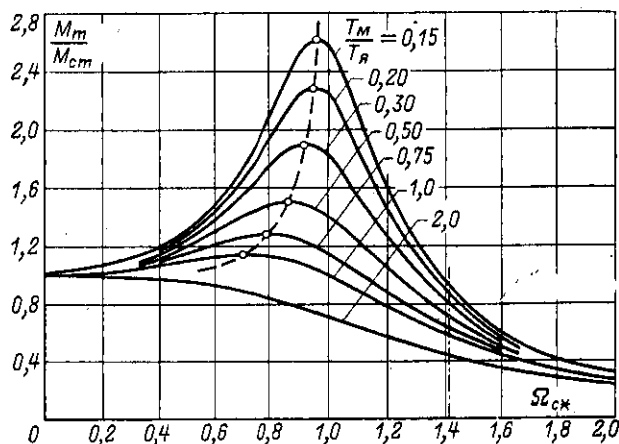


Рис. 9-6. Зависимость относительного момента двигателя постоянного тока с независимым возбуждением от угловой частоты синусоидально изменяющегося момента сопротивления.

со стороны нагрузки на валу. На рис. 9-6 приведены частотные характеристики двигателя для ряда значений T_M/T_{π} . Зависимость M_m/M_{cm} от частоты Ω_c имеет максимум при

$$\Omega_{c*} = \sqrt{1 - \frac{1}{2} \frac{T_M}{T_{\pi}}}, \quad (9-16)$$

равный

$$\frac{M_{m0}}{M_{cm}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{T_M}{T_R} \left(1 - \frac{1}{4} \frac{T_M}{T_R}\right)}}. \quad (9-17)$$

Если $R_R \rightarrow 0$ ($\frac{T_M}{T_R} \rightarrow 0$), то при $\Omega_c \rightarrow \Omega_d$ наступает явление резонанса, когда амплитуда колебаний момента двигателя неограниченно возрастает.

Для определения периодического приращения скорости $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$ в соответствии с (9-2) и (9-10) получаем уравнение:

$$T_R T_M \frac{d^2 \Delta\omega}{dt^2} + T_M \frac{d \Delta\omega}{dt} + \Delta\omega = \Delta\omega_{cm} \sqrt{1 + (T_R \Omega_c)^2} \sin(\Omega_c t + \varphi), \quad (9-18)$$

где $\Delta\omega_{cm} = M_{cm} R_R / (k\Phi)^2$ — перепад скорости на механической характеристике, соответствующий амплитудному значению момента сопротивления, рад/с;

$$\operatorname{tg} \varphi = T_R \Omega_c. \quad (9-19)$$

Уравнению (9-18) соответствует принужденное синусоидальное изменение приращения скорости:

$$\Delta\omega = \Delta\omega_{cm} \frac{\sqrt{1 + (T_R \Omega_c)^2}}{\sqrt{(1 - T_R T_M \Omega_c^2)^2 + T_M^2 \Omega_c^2}} \sin(\Omega_c t + \varphi - \psi), \quad (9-20)$$

где

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{T_M \Omega_c}{1 - T_R T_M \Omega_c^2}.$$

Если $L_R = 0$, то

$$\Delta\omega = \frac{\Delta\omega_{cm}}{\sqrt{1 + T_M^2 \Omega_c^2}} \sin(\Omega_c t - \psi_0). \quad (9-21)$$

Относительная амплитуда перепада скорости зависит от частоты Ω_c и параметров T_M и T_R :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\omega_m}{\Delta\omega_{cm}} &= \sqrt{\frac{1 + (T_R \Omega_c)^2}{(1 - T_R T_M \Omega_c^2)^2 + (T_M \Omega_c)^2}} = \\ &= \sqrt{\frac{1 + \frac{T_R}{T_M} \Omega_{c*}^2}{(1 - \Omega_{c*}^2)^2 + \frac{T_M}{T_R} \Omega_{c*}^2}}. \end{aligned} \quad (9-22)$$

На рис. 9-7 приведены зависимости $\Delta\omega_m/\Delta\omega_{cm}$ от относительной частоты $\Omega_{c*} = \Omega_c/\Omega_d$ для ряда значений T_m/T_n .

Анализ выражений (9-20) — (9-22) показывает, что амплитуда колебаний перепада скорости уменьшается с ростом T_m . Постоянная времени T_m оказывает демпфирующее действие на колебания скорости, а также и момента двигателя. Наличие индуктивности в якорной цепи увеличивает амплитуду колебаний скорости на всем диапазоне частот изменения M_c , причем существенно сильнее, чем амплитуду момента двигателя (ср. рис. 9-6 и 9-7). При значительных величинах L_n электропривод может оказаться практически переработоспособным в области резонансных частот из-за чрезмерно больших колебаний скорости и момента.

В подавляющем большинстве случаев $T_m > T_n$, что приводит, как показано выше (рис. 9-6 и 9-7), к относительно небольшим колебаниям скорости и момента. Однако в некоторых приводах с использованием специальных двигателей с пониженными значениями махового момента якоря или при наличии в цепи якоря дополнительных дросселей T_n может оказаться большим T_m . В таких случаях периодические возмущения по нагрузке в области резонансных частот могут вызвать опасные значения амплитуд скорости и момента двигателя.

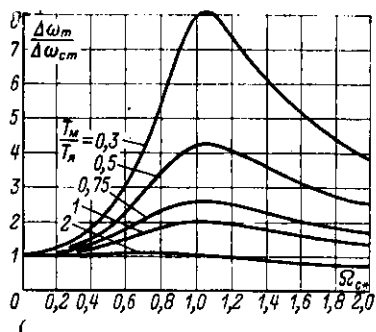


Рис. 9-7. Зависимость относительного максимального перепада скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением от угловой частоты синусоидально изменяющегося момента сопротивления.

9-2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ДВИГАТЕЛЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ ИЗМЕНЕНИИ МАГНИТНОГО ПОТОКА

Предположим, что в двигателе с независимым возбуждением индуктивность якорной цепи и реакция якоря отсутствуют. Тогда при изменении тока возбуждения

магнитный поток изменяется независимо от режима работы двигателя и определяется только током возбуждения и кривой намагничивания. Взаимная связь между электромагнитной энергией поля и кинетической энергией якоря отсутствует. Преобразование механической энергии в электромагнитную и обратно в данном случае невозможно. Следовательно, переходный процесс, возникающий при изменении магнитного потока, не может в принципе

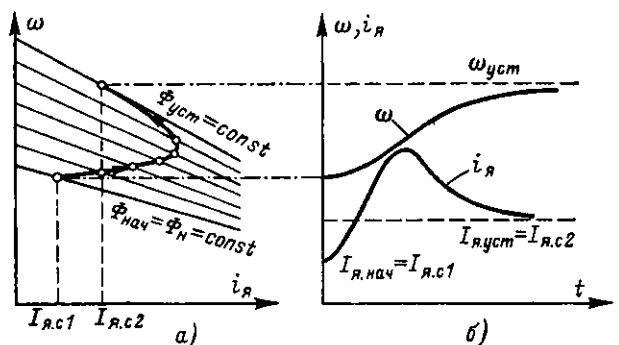


Рис. 9-8. Динамическая характеристика (а) и графики изменения скорости и тока (б) двигателя постояннотока с независимым возбуждением при ослаблении магнитного потока.

иметь колебательного характера. Работа двигателя при этом характеризуется плавным переходом рабочей точки с одной характеристики на другую (рис. 9-8, а). Бросок тока якоря зависит от темпа изменения магнитного потока. Очевидно, что чем быстрее изменяется поток, тем большим оказывается бросок тока.

Рассмотрим переходный процесс при мгновенном изменении сопротивления в цепи возбуждения. Переходный процесс описывается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U_B &= i_B R_B + w_B \frac{d\Phi}{dt}; \\ \Phi &= \varphi(i_B) \text{ или } i_B = \psi(\Phi); \\ M &= M_c + J \frac{d\omega}{dt}; \\ M &= k\Phi i_A; \\ U &= k\Phi \omega + i_A R_A. \end{aligned} \right\} \quad (9-23)$$

Для ненасыщенной машины, когда $\Phi \equiv i_B$,

$$I_{B, \text{уст}} = T_B \frac{di_B}{dt} + i_B,$$

где $I_{B, \text{уст}} = U_B/R_B$ — новое установившееся значение тока возбуждения, соответствующее измененной величине сопротивления R_B цепи возбуждения;

$T_B = L_B/R_B$ — электромагнитная постоянная времени цепи возбуждения.

Решение последнего уравнения имеет вид:

$$i_B = I_{B, \text{уст}} + (I_{B, \text{нач}} - I_{B, \text{уст}}) e^{-t/T_B}.$$

Тогда

$$\Phi = \Phi_{\text{уст}} + (\Phi_{\text{нач}} - \Phi_{\text{уст}}) e^{-t/T_B}. \quad (9-24)$$

В данном случае система уравнений (9-23), разрешенная, например, относительно скорости, приводится к линейному дифференциальному уравнению с переменными коэффициентами:

$$U = k\Phi\omega + J \frac{R_R}{k\Phi} \frac{d\omega}{dt} + M_c \frac{R_R}{k\Phi}$$

или

$$\omega_0 \frac{\Phi}{\Phi_H} - \Delta\omega_c = T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega \left(\frac{\Phi}{\Phi_H} \right)^2, \quad (9-25)$$

где Φ_H — номинальное значение магнитного потока;

$$T_M = JR_R/(k\Phi_H)^2; \quad \Delta\omega_c = M_c R_R/(k\Phi_H)^2.$$

В уравнении (9-25) магнитный поток Φ представляет собой экспоненциальную функцию времени (9-24). Хотя уравнение (9-25) и интегрируется в общем виде, его аналитическое решение оказывается настолько сложным, что теряет интерес как для теоретического анализа так и для практических расчетов. К тому же при учете насыщения машины зависимость Φ от t оказывается аналитически неизвестной, так как рассчитывается графо-аналитическим способом на основании графически заданной кривой намагничивания. Все это делает более целесообразным интегрирование уравнения (9-25) приближенным графо-аналитическим способом. В начале рассчитывается зависимость Φ от t на основании кривой намагничивания $\Phi = \Phi(i_B)$ и уравнения

$$U_B = i_B R_B + u_B \frac{d\Phi}{dt}.$$

Интегрирование этого уравнения можно провести методом площадей, как это было указано в § 8-3. При этом уравнение приводится к виду:

$$\Delta t = \frac{w_B}{R_B} \int_{\Phi_{нач}}^{\Phi_{уст}} \frac{d\Phi}{I_{B, уст} - I_B} = \frac{w_B}{R_B} \int_{\Phi_{нач}}^{\Phi_{уст}} N(\Phi) d\Phi. \quad (9-26)$$

Построенная зависимость $N(\Phi) = \frac{1}{I_{B, уст} - \psi(\Phi)}$ разбивается на интервалы $\Delta\Phi_i$ (рис. 9-9). Площадь, ограниченная функцией $N(\Phi)$ на интервале $\Delta\Phi_i$, определяет

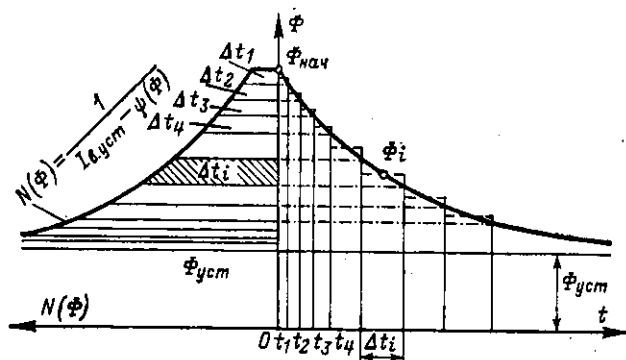


Рис. 9-9. Графический расчет зависимости потока от времени для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

согласно (9-26) время Δt_i , соответствующее данному интервалу. Для дальнейшего расчета скорости двигателя известная теперь зависимость Φ от t заменяется ступенчатым графиком так, чтобы для каждого интервала времени Δt_i площадь прямоугольника была равна площади криволинейной трапеции. Приращение скорости на первом интервале времени определяется в соответствии с (9-25) по средним значениям величин на интервале Δt :

$$T_M \frac{\Delta\omega_1}{\Delta t_1} = \omega_0 \frac{\Phi_1}{\Phi_H} - \Delta\omega_c - \left(\omega_{нач1} + \frac{\Delta\omega_1}{2} \right) \left(\frac{\Phi_1}{\Phi_H} \right)^2.$$

Отсюда

$$\Delta\omega_1 = \frac{\omega_0 \frac{\Phi_1}{\Phi_H} - \Delta\omega_c - \omega_{нач1} \left(\frac{\Phi_1}{\Phi_H} \right)^2}{\frac{T_M}{\Delta t_1} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Phi_1}{\Phi_H} \right)^2}, \quad (9-27)$$

где $\Phi_1 = \text{const}$ — среднее значение потока на первом интервале.

Начальная скорость на втором интервале находится так:

$$\omega_{\text{нач}2} = \omega_{\text{нач}1} + \Delta\omega_1.$$

Аналогично изложенному определяются приращение скорости $\Delta\omega_2$ на втором интервале и начальное значение скорости для третьего интервала и т. д. Рассчитанная таким образом зависимость скорости от времени позволяет определить также графики момента и тока якоря с помощью соотношений:

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt} \quad \text{и} \quad i_a = \frac{M}{k\Phi}.$$

На рис. 9-8, б показаны примерные зависимости от времени скорости и тока якоря в переходном процессе при ослаблении магнитного потока в одну ступень. Если рассчитанный бросок тока оказывается недопустимым по условиям коммутации, то изменение магнитного потока следует осуществлять не в одну, а в несколько ступеней. Ступенчатая коммутация резисторов в цепи возбуждения уменьшает темп изменения магнитного потока и как следствие этого снижает броски тока. Вместо ступенчатого переключения резисторов можно использовать попеременное включение и отключение одного резистора в цепи обмотки возбуждения, например, в функции тока якоря с помощью токового реле. Данный вибрационный способ ослабления или усиления потока позволяет получить переходный процесс с током якоря, изменяющимся в небольших пределах и не превышающим максимально допустимого значения.

Если в двигателе с пезависимым возбуждением магнитный поток изменяется специально с целью регулирования скорости, то в двигателе с последовательным возбуждением поток изменяется автоматически вместе с током якоря. Поведение двигателя с последовательным возбуждением в переходных процессах описывается двумя уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U &= i_a R_a + L_a (i_a) \frac{di_a}{dt} + k\Phi (i_a) \omega; \\ M (i_a) &= M_c + J \frac{d\omega}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (9-28)$$

где $L_{я}(i_{я})$ — индуктивность якорной цепи, обусловленная обмотками якоря и возбуждения и являющаяся функцией тока якоря;

$\Phi(i_{я}), M(i_{я})$ — магнитный поток и момент двигателя как функции тока якоря.

Система уравнений (9-28) является нелинейной. Ее аналитическое решение в общем виде не представляется возможным. Интегрирование уравнений возможно для конкретных значений параметров приближенными численными или графо-аналитическими методами.

Эффективным методом решения системы двух нелинейных дифференциальных уравнений первого порядка может служить известный из математики и теории автоматического регулирования метод фазовой плоскости. Для этого уравнения разрешаются относительно производных. При этом уравнения системы (9-28) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{я}}{dt} &= \frac{U - i_{я}R_{я} - k\Phi(i_{я})\omega}{L_{я}(i_{я})}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{M(i_{я}) - M_c}{J}. \end{aligned} \right\} \quad (9-29)$$

Отношение производных по времени определяет производную одной переменной по другой:

$$\frac{di_{я}}{d\omega} = \frac{U - i_{я}R_{я} - k\Phi(i_{я})\omega}{M_{дин}(i_{я})L_{я}(i_{я})} J = \operatorname{tg} \alpha. \quad (9-30)$$

Производная $di_{я}/d\omega$ определяет тангенсы угла наклона $\operatorname{tg} \alpha$ касательной к кривой $i_{я} = F(\omega)$, представляющей собой динамическую скоростную характеристику или фазовую траекторию двигателя в рассматриваемом переходном процессе. Зависимость $i_{я} = F(\omega)$ или $\omega = f(i_{я})$ при $\operatorname{tg} \alpha = \operatorname{const}$ называется изоклиной. Уравнение изоклины вытекает из (9-30) и имеет вид:

$$\omega = \frac{U - i_{я}R_{я}}{k\Phi(i_{я})} - \frac{L_{я}(i_{я})}{J} i_{дин}(i_{я}) \operatorname{tg} \alpha, \quad (9-31)$$

где $i_{дин}(i_{я}) = \frac{M(i_{я}) - M_c}{k\Phi(i_{я})}$ — динамический ток двигателя.

Из (9-31) видно, что при $\operatorname{tg} \alpha = 0$ изоклина, называемая нулевой, представляет собой скоростную статическую характеристику двигателя. При $\operatorname{tg} \alpha \neq 0$ изоклина получается добавлением со знаком «+» или «—» второго слагаемого правой части (9-31) к статической скоростной

характеристике. Исходным графиком для построения изоклины является зависимость $\Phi(i_n)$, на основании которой и с помощью (9-31) находятся все необходимые для построения изоклин компоненты: $L_n(i_n)$ (рис. 9-10, а), $M(i_n)$, $i_{дин}$, $\frac{1}{J} L_n i_{дин}$ (рис. 9-10, б). На рис. 9-10, в пунктирными линиями показаны изоклины для переходного процесса сброса нагрузки. Имея семейство изоклин, построенных для ряда фиксированных значений $\text{tg } \alpha$, и зная начальные условия, можно построить фазовую траекторию для рассматриваемого переходного процесса. Для этого, исходя из начальной точки фазовой траектории и принимая, что наклон касательной к фазовой траектории остается постоянным при переходе от одной изоклины к другой, соединяют последовательно изоклины отрезками прямых. Точность результата будет выше, если отрезки проводить со средним наклоном двух соседних изоклин и если число изоклин достаточно большое. На рис. 9-10, в жирной сплошной линии показана полученная описанным способом фазовая траектория, представляющая собой в осях ω , i_n динамическую скоростную характеристику двигателя. Эта характеристика, построенная с учетом индуктивности якорной цепи, может существенно отличаться от статической скоростной характеристики двигателя (тонкая сплошная линия на рис. 9-10, в).

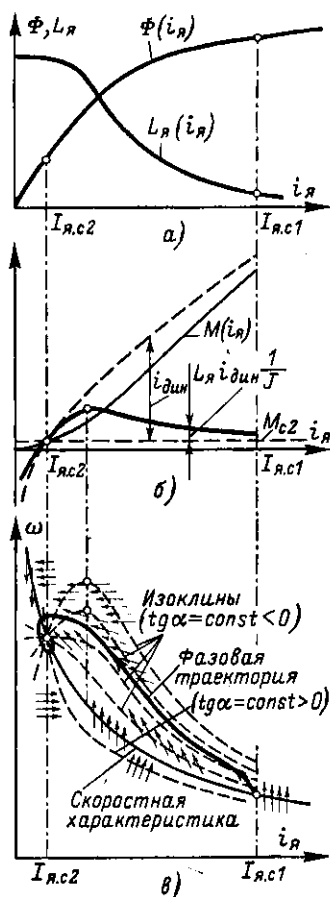


Рис. 9-10. Графический расчет фазовой траектории двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением при сбросе нагрузки.

При колебательном характере переходного процесса сброса нагрузки для рассматриваемого двигателя важно оценить максимальную скорость, которая превышает установившееся значение и часто должна быть ограничена определенной допустимой величиной.

9-3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ

Синхронный двигатель, работа которого основана на принципе магнитного сцепления полюсов ротора и статора, представляет собой динамическую систему, в которой возможно преобразование электромагнитной энергии основного поля в кинетическую энергию ротора и обратно. Электромагнитный синхронный момент $M_{\text{син}}$ создается при возникновении пространственного угла рассогласования θ между полюсами статора и ротора.

Изменение энергии электромагнитного поля характеризуется работой по перемещению ротора на угол θ , т. е.

$$\Delta W_{\text{эм}} = \int_0^{\theta} M_{\text{син}} d\theta.$$

Если для малых углов θ принять, что

$$M_{\text{син}} = \mu_{\theta} \theta,$$

то

$$\Delta W_{\text{эм}} = \int_0^{\theta} \mu_{\theta} \theta d\theta = \mu_{\theta} \frac{\theta^2}{2}.$$

Пусть двигатель, не имеющий пусковой клетки и развивающий только синхронный момент, преодолевает постоянный момент сопротивления на валу при наличии некоторого угла рассогласования θ_m . Его состояние характеризуется определенным запасом энергии электромагнитного поля

$$\Delta W_{\text{эм}} = \mu_{\theta} \frac{\theta_m^2}{2}$$

и кинетической энергии вращающихся с угловой скоростью ω_0 маховых масс привода

$$W_{\text{к0}} = J \frac{\omega_0^2}{2}.$$

Если снять нагрузку с вала, то в соответствии с уравнением движения ротор приобретает угловое ускорение

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\mu_0 \theta}{J}.$$

Скорость двигателя начинает возрастать, а угол рас-
согласования

$$\theta = \int_0^t (\omega_0 - \omega) dt$$

при этом уменьшается. Так как суммарный запас энергии

$$\mu_0 \frac{\theta_M^2}{2} + J \frac{\omega_0^2}{2} = \text{const},$$

то рост кинетической энергии электропривода происходит только за счет уменьшения энергии поля, т. е. происходит преобразование электромагнитной энергии в кинетическую. Когда угол θ снижается до нуля, скорость достигает максимума, определяемого из соотношения

$$J \frac{\omega_{\text{макс}}^2}{2} = J \frac{\omega_0^2}{2} + \mu_0 \frac{\theta_M^2}{2}.$$

Весь запас энергии поля переходит в кинетическую энергию маховых масс привода. Далее угол θ начинает увеличиваться в отрицательном направлении, так как

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_0 - \omega < 0.$$

При этом растет энергия электромагнитного поля и снижается кинетическая энергия электропривода. Имеет место преобразование кинетической энергии в электромагнитную. При $\theta = -\theta_M$ имеем $\omega = \omega_0$. Рассуждая аналогичным образом и далее, можно убедиться, что между электромагнитным полем двигателя и маховыми массами привода происходит периодический обмен энергией, сопровождающийся незатухающим колебательным процессом, если не учитывать демпфирующие факторы.

В действительности в двигателе создается демпфирование, определяемое действием короткозамкнутой пусковой обмотки. Энергия колебаний расходуется в сопротивлении этой обмотки, рассеиваясь в виде тепла. Пусковая обмотка создает асинхронный момент в двигателе. С учетом

указанных факторов поведение синхронного двигателя описывается уравнением движения:

$$M_{\text{син}} + M_a - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (9-32)$$

В этом уравнении:

$$M_{\text{син}} = M_{m1} \sin p\theta + M_{m2} \sin 2p\theta$$

— синхронный момент явнополюсного двигателя (для неявнополюсного двигателя $M_{m2} = 0$);

M_a — асинхронный момент, создаваемый пусковой клеткой двигателя;

p — число пар полюсов.

Подстановка выражений для $M_{\text{син}}$ и M_a в уравнение движения (9-32) приводит к сложному нелинейному дифференциальному уравнению второго порядка. В дальнейшем ограничимся рассмотрением переходных процессов при малых отклонениях скорости и угла рассогласования. Это условие может иметь место на последнем этапе пуска двигателя — этапе вхождения в синхронизм, а также в переходных процессах, вызванных изменением момента сопротивления. Для рассматриваемых переходных процессов в области синхронной или подсинхронной скорости механическая характеристика двигателя, обусловленная пусковой клеткой, может быть принята линейной:

$$M_a = \beta s. \quad (9-33)$$

Запишем выражение синхронного момента относительно малых отклонений $\Delta\theta$ от среднего установившегося значения угла $\theta_{\text{уст}}$:

$$M_{\text{син}} = M_{m1} \sin p(\theta_{\text{уст}} + \Delta\theta) + M_{m2} \sin 2p(\theta_{\text{уст}} + \Delta\theta).$$

Так как для малых величин изменения угла $\sin \Delta\theta \approx \Delta\theta$, а $\cos \Delta\theta \approx 1$, то

$$M_{\text{син}} = M_{m1} \sin p\theta_{\text{уст}} + M_{m2} \sin 2p\theta_{\text{уст}} + p[M_{m1} \cos p\theta_{\text{уст}} + 2M_{m2} \cos 2p\theta_{\text{уст}}] \Delta\theta. \quad (9-34)$$

В установившемся режиме $\Delta\theta = 0$ машина находится в синхронизме. При этом средняя величина асинхронного момента равна нулю, а постоянная составляющая статического момента нагрузки уравнивается только синхронным моментом, т. е.

$$M_{c0} = M_{m1} \sin p\theta_{\text{уст}} + M_{m2} \sin 2p\theta_{\text{уст}}. \quad (9-35)$$

Тогда

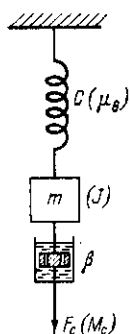
$$M_{\text{син}} \approx M_{c0} + \mu_0 \Delta\theta, \quad (9-36)$$

где

$$\mu_0 = p [M_{m1} \cos p\theta_{\text{уст}} + 2M_{m2} \cos 2p\theta_{\text{уст}}]. \quad (9-37)$$

Таким образом, синхронный момент для малых отклонений $\Delta\theta$ подобно упругому моменту является линейной функцией приращения угла. Магнитное поле двигателя в создании синхронного момента выполняет функцию своеобразной «магнитной пружины», которой связаны между собой полюсы статора и ротора. При рассогласовании полюсов статора и ротора «магнитная пружина» натягивается, создавая синхронный момент и запасая в себе потенциальную энергию магнитного поля. Жесткость этой пружины определяется коэффициентом μ_0 . Чем больше μ_0 , тем сильнее поле, сильнее магнитная связь статора с ротором, жестче «магнитная пружина». Асинхронный момент, пропорциональный скольжению, по своему дей-

Рис. 9-11. Механическая модель синхронного двигателя при малых отклонениях угла рассогласования между полюсами статора и ротора.



ствию аналогичен силе вязкого трения, величина которой определяется жесткостью асинхронной механической характеристики β . Таким образом, для оценки динамических свойств синхронного двигателя «в малом» он может быть представлен механической моделью, приведенной на рис. 9-11. Это динамическая колебательная система с затуханием. При $\beta = 0$ затухание отсутствует и система совершает свободные колебания с угловой частотой

$$\Omega_{\text{св}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{J}}. \quad (9-38)$$

Так как

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\Delta\theta}{dt} = \omega_0 - \omega = \omega_0 s$$

и

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{d^2\theta}{dt^2} = -\frac{d^2\Delta\theta}{dt^2},$$

то подстановка выражений (9-33), (9-36) в (9-32) приводит к дифференциальному уравнению синхронного двигателя в малых отклонениях:

$$J \frac{d^2 \Delta \theta}{dt^2} + \beta \frac{d \Delta \theta}{dt} + \mu_0 \Delta \theta = M_c. \quad (9-39)$$

С учетом (9-38) запишем характеристическое уравнение и его корни:

$$p^2 \Delta \theta + \frac{1}{T_{м.а}} p \Delta \theta + \Omega_{св}^2 \Delta \theta = 0; \quad (9-40)$$

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{м.а}} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_{м.а}^2} - \Omega_{св}^2}, \quad (9-41)$$

где $T_{м.а} = J/\beta$ — механическая постоянная времени двигателя, определяемая асинхронной пусковой обмоткой.

Из (9-41) следует, что при $T_{м.а} < 1/2\Omega_{св}$ переходные процессы двигателя носят аperiodический характер, а при $T_{м.а} > 1/2\Omega_{св}$ имеют характер затухающих колебаний с частотой

$$\Omega = \Omega_{св} \sqrt{1 - \frac{1}{4T_{м.а}^2 \Omega_{св}^2}}. \quad (9-42)$$

В большинстве случаев переходные процессы синхронных двигателей носят колебательный характер. При этом характеристическое уравнение имеет комплексные корни

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega, \quad (9-43)$$

где $\alpha = 1/2T_{м.а}$ характеризует успокоение колебаний.

Чем меньше $T_{м.а}$, т. е. чем больше модуль жесткости β пусковой характеристики, тем быстрее затухают колебания.

Общее решение дифференциального уравнения (9-39) имеет вид:

$$\Delta \theta = \Delta \theta_m e^{-\alpha t} \sin(\Omega t + \psi). \quad (9-44)$$

Постоянная интегрирования $\Delta \theta_m$ и сдвиг фазы ψ определяются в зависимости от начальных условий для конкретного переходного процесса.

а) ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ВХОЖДЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ В СИНХРОНИЗМ

Рассмотрим распространенный способ асинхронного пуска двигателя. При достижении двигателем подсинхронной скорости, когда скольжение $s_{вх} \approx 3 \div 5\%$, обмотка ротора подключается к сети постоянного тока. Появившийся

синхронный момент осуществляет втягивание машины в синхронный режим, при котором ротор вращается синхронно с полем статора. Если рассматривать процесс втягивания в синхронизм после включения обмотки возбуждения на напряжение питания, когда магнитный поток приобретает номинальное значение, то процесс описывается выражением (9-44); $\Delta\theta_m$ и ψ определяются из начальных условий процесса

$$s_{\text{нач}} = s_{\text{вх}} \approx 0,03 \div 0,05; \quad \Delta\theta_{\text{нач}}; \quad \left. \frac{d\Delta\theta}{dt} \right|_{\text{нач}} = \omega_0 s_{\text{вх}}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{\text{нач}} &= \Delta\theta_m \sin \psi; \\ \omega_0 s_{\text{вх}} &= -\alpha \Delta\theta_m \sin \psi + \Omega \Delta\theta_m \cos \psi. \end{aligned}$$

Отсюда

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\Delta\theta_{\text{нач}} \Omega}{\omega_0 s_{\text{вх}} + \alpha}; \quad (9-45)$$

$$\Delta\theta_m = \Delta\theta_{\text{нач}} \sqrt{1 + \frac{\left(\frac{\omega_0 s_{\text{вх}}}{\Delta\theta_{\text{нач}}} + \alpha \right)^2}{\Omega^2}}. \quad (9-46)$$

Подставляя (9-45) и (9-46) в (9-44), получаем:

$$\Delta\theta = \Delta\theta_{\text{нач}} \sqrt{1 + \left(\frac{\frac{\omega_0 s_{\text{вх}}}{\Delta\theta_{\text{нач}}} + \alpha}{\Omega} \right)^2} e^{-\alpha t} \sin \left(\Omega t + \operatorname{arctg} \frac{\Delta\theta_{\text{нач}} \Omega}{\omega_0 s_{\text{вх}} + \alpha} \right). \quad (9-47)$$

В соответствии с выражением (9-47) на рис. 9-12 показаны зависимости от времени $\Delta\theta$, s и ω , а также зависимость $\Delta\theta$ от s в процессе вхождения двигателя в синхронизм.

Проанализируем выражение (9-46), характеризующее предельное амплитудное значение для приращений угла. Величина $\Delta\theta_m$ существенно зависит от начального значения угла рассогласования. С ростом модуля $\Delta\theta_{\text{нач}}$ увеличиваются амплитуды колебаний. Наименьшие по амплитуде колебания имеют место при начальном угле рассогласования, несколько меньшем установившегося значения, определяемого M_c :

$$\Delta\theta_{\text{нач, мин}} = -\frac{\alpha \omega_0 s}{\alpha^2 + \Omega^2}; \quad (9-48)$$

$$\Delta\theta_{m \text{ мин}} = \frac{\omega_0 s}{\sqrt{\alpha^2 + \Omega^2}}. \quad (9-49)$$

Выражения (9-48) и (9-49) получены исследованием зависимости $\Delta\theta_m$ от $\Delta\theta_{нач}$ на минимум.

Заметим, что и при $\Delta\theta_{нач} = 0$, когда при включении возбуждения угол рассогласования точно равен установившемуся значению, определяемому нагрузкой, колебания остаются. Это объясняется тем, что в данный момент скорость ротора на несколько процентов меньше скорости поля статора и последнее успевает опередить поле ротора вследствие механической инерционности последнего.

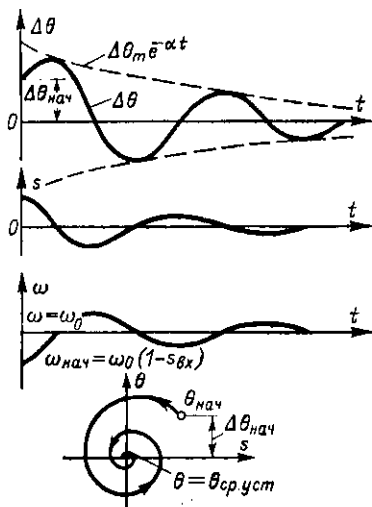


Рис. 9-12. Графики переходного процесса вхождения в синхронизм синхронного двигателя.

Магнитные линии дополнительно натягиваются, вызывая избыточный синхронный момент, который ускоряет ротор, что приводит к ослаблению натяжения магнитных линий. Таким образом, происходит взаимный обмен между электромагнитной энергией поля и кинетической энергией ротора, характеризующейся колебательным процессом. Отмеченное обстоятельство поясняет физически тот факт, что наименьшие колебания имеют место при включении обмотки ротора и появлении поля возбуждения

с некоторым упреждением, когда угол рассогласования несколько меньше установившегося значения ($\Delta\theta_{нач} < 0$). При этом полюс статора за то же время успеет опередить полюс ротора на меньший угол, вызывая тем самым меньшее натяжение магнитных линий.

Амплитуды колебаний уменьшаются с уменьшением начального значения скольжения при вхождении в синхронизм. В этом случае разность скоростей между полюсами статора и ротора меньше, что обуславливает меньшие изменения кинетической энергии ротора, а значит, и меньшие колебания.

С уменьшением частоты свободных колебаний ($\Omega_{св} = \sqrt{\frac{M_0}{J}}$) амплитуды колебательного процесса растут. Вели-

чина $\Omega_{св}$ уменьшается с ростом маховых масс ротора или с уменьшением жесткости μ_θ «магнитной пружины», другими словами, с уменьшением магнитного поля. Очевидно, что оба фактора вызывают повышение колебаний угла θ в процессе вхождения двигателя в синхронизм.

В выражении (9-46) отражена количественная разница в процессах вхождения в синхронизм для двигателей с явнополюсным и неявнополюсным роторами. Эта разница заключается в различных значениях величины μ_0 . Для явнополюсных двигателей она больше (9-37), поскольку, кроме активного момента, существует дополнительно реактивный момент и вхождение двигателя в синхронизм облегчается.

Двигатели небольшой мощности, пускаемые вхолостую, могут втянуться в синхронизм и без поля ротора, только за счет реактивного момента.

Выражения (9-45) — (9-47) справедливы, как указывалось выше, для малых отклонений, которые получаются при благоприятном процессе втягивания в синхронизм, когда начальное значение приращения угла рассогласования мало. Начиная с некоторого значения $\Delta\theta_{нач}$ выражение (9-47) перестает быть справедливым не только количественно, но и качественно.

В действительности процесс вхождения в синхронизм протекает сложней. На электромеханические процессы накладывается процесс постоянного увеличения поля ротора после подключения его обмотки возбуждения к сети питания. Так как в момент подключения к сети обмотки возбуждения значение угла рассогласования может быть произвольным, то практически процесс протекает с большими отклонениями угла рассогласования. При больших значениях начального угла или при значительном скольжении $s_{вх}$ двигатель может вообще не втянуться в синхронизм. При уменьшении начального скольжения вхождение в синхронизм облегчается, что следует и из (9-47). Существует граничное значение скольжения, начиная с которого двигатель втягивается в синхронизм практически при любом значении начального угла рассогласования

$$s_{вх} < 0,0564 \sqrt{\frac{M_m}{J\omega_0}},$$

где M_m — максимальное значение момента синхронного двигателя.

6) Работа двигателя с пульсирующей нагрузкой на валу

Рассмотрим установившийся режим принужденных колебаний двигателя при синусоидально изменяющейся нагрузке на его валу. Периодическое, близкое к синусоидальному изменение момента присуще некоторым механизмам, например поршневым насосам и компрессорам. В данном случае установившийся режим определяется как частное решение дифференциального уравнения (9-39) с правой частью

$$M_c = M_{cm} \sin \Omega_c t$$

и характеризуется следующими зависимостями:

$$\Delta \theta_{уст} = \frac{M_{cm}}{\beta \Omega_c \sqrt{1 + T_{м.а}^2 \left(\frac{\Omega_c^2 - \Omega_{св}^2}{\Omega_c^2} \right)^2}} \sin \left(\Omega_c t - \varphi - \frac{\pi}{2} \right); \quad (9-50)$$

$$M_{син} = \frac{M_{cm} \frac{\mu \theta}{\beta \Omega_c}}{\sqrt{1 + T_{м.а}^2 \left(\frac{\Omega_c^2 - \Omega_{св}^2}{\Omega_c^2} \right)^2}} \sin \left(\Omega_c t - \psi - \frac{\pi}{2} \right); \quad (9-51)$$

$$M_a = \frac{M_{cm}}{\sqrt{1 + T_{м.а}^2 \left(\frac{\Omega_c^2 - \Omega_{св}^2}{\Omega_c^2} \right)^2}} \cos \left(\Omega_c t - \psi - \frac{\pi}{2} \right); \quad (9-52)$$

$$\operatorname{tg} \psi = T_{м.а} \left(1 - \frac{\Omega_{св}^2}{\Omega_c^2} \right). \quad (9-53)$$

На рис. 9-13 представлены графически зависимости от времени величин $\theta = \Delta \theta_{уст} + \theta_{ср}$, s , M_c , $M_{син} + M_a$. Колебания вращающих моментов двигателя, синхронного и асинхронного, сдвинуты по фазе относительно момента нагрузки и имеют меньшую амплитуду. В периоде колебаний различаются два интервала времени: Δt_1 , когда $M_{син} + M_a > M_c$, и Δt_2 , когда $M_{син} + M_a < M_c$. В первом интервале избыток вращающегося момента идет на увеличение кинетической энергии ротора, во втором интервале недостаток вращающегося момента восполняется работой маховых масс, высвобождаемой за счет уменьшения кинетической энергии ротора. Заштрихованные площади определяют соответственно количества движения, используемые на приращение кинетической энергии и на работу маховых масс.

Из выражения (9-50) можно оценить влияние асинхронного момента на колебательный процесс двигателя. Чем больше значение жесткости асинхронной характеристики, тем меньше $T_{м.а}$ и приращение угла рассогласования, тем меньше величина синхронного момента. Однако асинхронный момент растет с увеличением величины жесткости характеристики. Следовательно, при изменении жесткости характеристики ток двигателя существенно измениться не может. При увеличении момента инерции электропривода снижаются синхронный и асинхронный

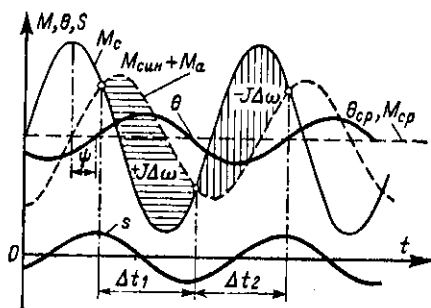


Рис. 9-13. Графики изменения моментов, скольжения и угла рассогласования синхронного двигателя при синусоидальном изменении момента сопротивления.

моменты. Поэтому для выравнивания нагрузки и уменьшения тока двигателя в ряде случаев оказывается целесообразным увеличение маховых масс электропривода за счет установки маховика.

При частоте нагрузки, совпадающей с собственной частотой свободных колебаний двигателя ($\Omega_0 = \Omega_{св}$), наступает резонанс, сопровождающийся наибольшими колебаниями угла, моментов и тока двигателя. Чтобы избежать явления резонанса, частоту собственных колебаний двигателя следует уменьшить по сравнению с частотой вынужденных колебаний. Для этого повышают маховые массы электропривода с помощью подсоединения маховика или несколько ослабляют поле (уменьшение величины μ_0).

9-4. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВАЛА

Электроприводы, выполненные по той или иной схеме электрического вала, по физической основе динамических свойств имеют сходство с синхронным двигателем. Переходные процессы в системах электрического вала могут также носить колебательный характер с периодическим взаимным обменом между электромагнитной энергией полей двигателей и кинетической энергией их роторов.

Основу электрического вала составляют две асинхронные машины, роторы которых электрически соединены между собой. При согласованном соединении фаз и согласованном положении роторов друг относительно друга, ток в роторной цепи отсутствует как при неподвижном состоянии двигателей, так и при их вращении. Пусть двигатели находятся в состоянии равновесия при скорости, равной нулю. Если принудительно повернуть роторы один относительно другого на некоторый малый угол θ , то работа, совершаемая по преодолению возникающего уравнительного момента M_y , создает в двух машинах некоторый запас электромагнитной энергии

$$\Delta W_{эм} = \int_0^{\theta} M_y d\theta.$$

$$\text{Для малых углов } M_y \approx \mu_y \theta \text{ и } \Delta W_{эм} = \mu_y \frac{\theta^2}{2}.$$

Если освободить двигатели, сняв с них внешние моменты, то под действием уравнительного момента роторы начнут отрабатывать угол θ в обратном направлении. При этом запасенная электромагнитная энергия будет преобразовываться в кинетическую энергию. Процесс движения машины при $M_c = 0$ приобретает характер противофазных колебаний с затуханием, зависящим от активных сопротивлений роторных и статорных цепей. Приведенное пояснение показывает только физическую основу динамических режимов системы электрического вала при малых углах рассогласования. В общем случае, если не ограничиваться малыми углами θ , уравнительный момент оказывается нелинейной функцией не только угла рассогласования, но и скольжения двигателя согласно (3-15). В зависимости от возмущающего воздействия и соотношения параметров электрического вала характер протекания переходного процесса может существенно изменяться. При определенных условиях система становится неустойчивой. Это означает, что при пуске, торможении, сбросе или набросе нагрузки на валу двигателя выходят из согласованного вращения, т. е. электрический вал как таковой перестает существовать и система оказывается неработоспособной.

Устойчивость электрического вала повышается с увеличением его жесткости, т. е. способности системы развивать значительные уравнительные моменты при малых углах рассогласования. Эффективным средством повышения жесткости вала является использование вращения против поля машины, создающих уравнительные моменты, что можно реализовать в двух схемах электрического вала: в системе с преобразователем частоты (рис. 9-14, а) и системе с уравнительными и рабочими машинами (рис. 9-15, а).

При работе уравнительных машин против поля электрический вал скручивается на небольшие углы по сравнению с предельным

углом в 90° , ограничивающим устойчивую работу привода. Тогда, принимая $\sin \theta \approx \theta$ и $\cos \theta \approx 1$, в соответствии с (3-19) и (3-20) получаем:

$$M_y \approx \frac{2M_K}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}} \frac{s}{2s_K} \theta \approx M_K \theta. \quad (9-54)$$

При таком допущении электрический вал, в котором возникает уравнительный момент, аналогичен механическому валу, в котором возникает упругий момент, пропорциональный углу деформации вала.

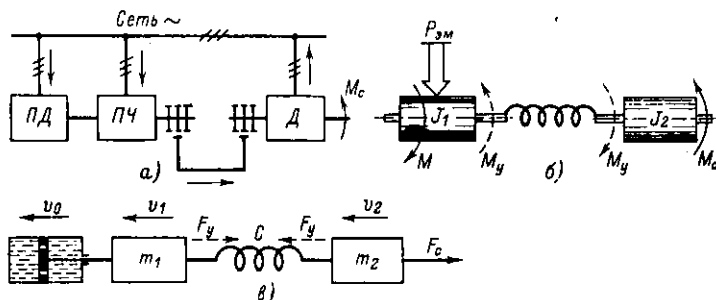


Рис. 9-14. Электрическая схема (а) и схема механических моделей (б и в) системы электрического вала с преобразователем частоты.

Поведение системы электрического вала с преобразователем частоты (рис. 9-14) в переходных процессах описывается системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M_{\text{ПД}} - M_y - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\ M_y - M_{c2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \\ M_{\text{ПД}} &= \beta_1 (\omega_0 - \omega_1); \\ M_y &= M_K \theta = M_K p (\varphi_1 - \varphi_2), \end{aligned} \right\} \quad (9-55)$$

где β_1 — модуль жесткости механической характеристики приводного двигателя преобразователя; φ_1 , ω_1 и φ_2 , ω_2 — углы поворота, угловые скорости соответственно преобразователя и рабочего двигателя; p — число пар полюсов преобразователя частоты и рабочего двигателя; J_1 — суммарный момент инерции приводного двигателя и преобразователя частоты; J_2 — момент инерции рабочего двигателя.

Из уравнений (9-55) следует, что система с преобразователем частоты по своим динамическим свойствам эквивалентна одновыдвигательному приводу с двухмассовым механическим звеном с упругим элементом. На рис. 9-14, б и в показаны механическое звено привода и его механическая модель, приведенная для наглядности к посту-

пательному движению. Все выводы по динамическим свойствам этого привода, приведенные в § 8-3, могут быть распространены на систему с преобразователем частоты. Интересно отметить, что рабочий двигатель не создает демпфирования в системе. Оно обуславливается только механической характеристикой приводного двигателя преобразователя.

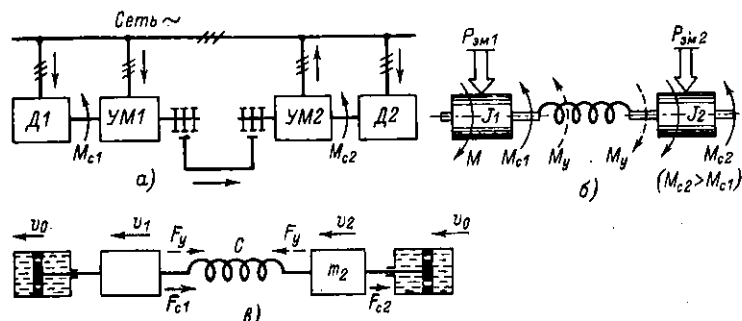


Рис. 9-15. Электрическая схема (а) и схемы механических моделей (б и в) системы электрического вала с уравнильными машинами.

Поведение системы электрического вала с уравнильными и рабочими машинами (рис. 9-15) в переходных процессах описывается системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M_{p1} - M_y - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\ M_{p2} + M_y - M_{c2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \\ M_{p1} &= \beta_1 (\omega_0 - \omega_1); \\ M_{p2} &= \beta_2 (\omega_0 - \omega_2); \\ M_y &= M_{kp} (\varphi_1 - \varphi_2), \end{aligned} \right\} \quad (9-56)$$

где β_1, β_2 — модули жесткости механических характеристик соответственно первого и второго рабочих двигателей;

$\varphi_1, \omega_1; \varphi_2, \omega_2$ — углы поворота и угловые скорости соответственно на валах Д1, УМ1 и Д2, УМ2;

J_1 — суммарный момент инерции Д1 и УМ1;

J_2 — суммарный момент инерции Д2 и УМ2.

Из уравнений (9-56) следует, что система с рабочими и уравнильными машинами по своим динамическим свойствам эквивалентна двухдвигательному приводу с общим механическим упругим валом. На рис. 9-15, б и в показаны механическое звено привода и его механическая модель, приведенная к поступательному движению.

Сравнивая модели систем электрического вала, приведенные на рис. 9-14, в и 9-15, в, можно сделать вывод о том, что система с двумя уравнильными машинами обладает большим затуханием. Здесь демпфирование имеет место на обоих концах упругого вала.

Если в системе с преобразователем частоты при слабом демпфировании неизбежен колебательный характер процесса пуска, то в системе с двумя уравнительными машинами колебания при пуске принципиально могут быть устранены. Для этого необходимо, чтобы оба рабочих двигателя развигали одинаковые ускорения, т. е.

$$\frac{M_{p1} - M_{c1}}{J_1} = \frac{M_{p2} - M_{c2}}{J_2}.$$

Рассмотрим переходный процесс при толчковом изменении нагрузки на валу одного из рабочих двигателей. Допустим, что рабочие и уравнительные двигатели соответственно одинаковы, т. е. $J_1 = J_2 = J$ и $M_{p1} = M_{p2} = \beta (\omega_0 - \omega)$. Система (9-56) примет вид:

$$\left. \begin{aligned} \beta (\omega_0 - \omega_1) - M_K \theta - M_{c1} &= J \frac{d\omega_1}{dt}; \\ \beta (\omega_0 - \omega_2) + M_K \theta - M_{c2} &= J \frac{d\omega_2}{dt}. \end{aligned} \right\}$$

Решая систему уравнений относительно угла рассогласования $\theta = p \int_0^t (\omega_1 - \omega_2) dt$, получаем следующее дифференциальное уравнение:

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + \beta \frac{d\theta}{dt} + 2M_K p \theta = \Delta M_{cp}, \quad (9-57)$$

где $\Delta M_c = M_{c1} - M_{c2}$.

Полученное уравнение полностью идентично уравнению синхронного двигателя (9-39). Следовательно, по динамическим свойствам система электрического вала с двумя уравнительными машинами аналогична синхронному двигателю. Механическая модель привода, характеризующая его динамические свойства, в данном случае показана на рис. 9-11. Собственная угловая частота свободных колебаний

$$\Omega_{св} = \sqrt{\frac{2pM_K}{J}}$$

тем выше, чем больше критический момент уравнительных машин, т. е. чем большую жесткость имеет электрический вал. Затухание системы $\alpha = 1/2T_M$ растет с уменьшением механической постоянной времени T_M электропривода. Решение уравнения (9-57) имеет вид:

$$\theta = \theta_m e^{-t/2T_M} \sin (\Omega t - \psi) + \theta_{уст}, \quad (9-58)$$

$$\text{где } \Omega = \Omega_{св} \sqrt{1 - \frac{1}{4T_M^2 \Omega_{св}^2}};$$

$\theta_{уст}$ — новое установившееся значение угла рассогласования после переходного процесса.

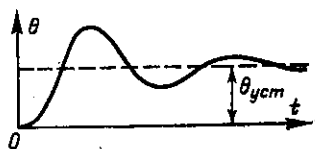


Рис. 9-16. График изменения угла рассогласования в системе электрического вала с уравнительными машинами при скачкообразном изменении одного из моментов сопротивления.

Углы θ_m и ψ определяются в зависимости от начальных условий. Если система работала с равными моментами сопротивления, то $\theta_{\text{нач}} = 0$. Тогда $\psi = \pi/2$ и $\theta_m = \theta_{\text{уст}}$, т. е.

$$\theta = \theta_{\text{уст}} - \theta_{\text{уст}} e^{-t/2T_m} \cos \Omega t. \quad (9-59)$$

Примерный характер изменения угла рассогласования в переходном процессе, вызванном резким изменением моментов сопротивления, приведен на рис. 9-16.

9-5. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В АСИНХРОННОМ ДВИГАТЕЛЕ

Для анализа переходных процессов в асинхронном электроприводе часто используются статические механические характеристики асинхронного двигателя. При этом в расчетах применяют различные методы приближенного решения уравнения движения, которые рассмотрены ранее в гл. 8. Однако во многих случаях такой подход приводит к значительным ошибкам при определении времени и характера протекания переходных процессов, поскольку при этом не учитываются электромагнитные переходные процессы.

Действительно, при использовании статических характеристик предполагается, что каждому значению угловой скорости соответствуют строго определенные значения токов в обмотках, определяемые параметрами обмоток, величиной и частотой напряжения на зажимах двигателя. Из этого предположения следует, что при подключении двигателя к сети в его обмотках мгновенно возникают токи, определяющие также мгновенное появление электромагнитного момента, которые сразу достигают установившихся значений, соответствующих обычной схеме замещения асинхронного двигателя. Такой подход к анализу переходных процессов является упрощенным и исключает из рассмотрения электромагнитные переходные процессы. Представление о них можно составить, рассмотрев включение на синусоидальное напряжение простейшей электрической цепи, состоящей из активного сопротивления и индуктивности. Известно, что ток в этой цепи состоит из принужденной и свободной составляющих. Последняя из них затухает во времени по экспоненциальному закону и через некоторое время после подключения к сети практически становится равной нулю. Проводя аналогию между процессами подключения к сети указанной цепи и асинхронного двигателя, можно заранее утверждать, что пренебрежение электромагнитными переход-

ными процессами асинхронных двигателей принципиально так же неверно, как и пренебрежение свободной составляющей тока при анализе включения указанной цепи.

Для анализа переходных процессов асинхронного двигателя необходимо получить систему уравнений, описывающих эти процессы и учитывающих изменение как кинетической энергии ротора, так и электромагнитной энергии обмоток. При этом следует отметить, что для точных расчетов переходных процессов использование показанных на рис. 2-35, б и 6-3 обычных схем замещения неправомерно, потому что эти схемы составлены для анализа только установившихся режимов работы.

При анализе дифференциальных уравнений асинхронной машины вводятся следующие допущения: не учитываются насыщение магнитопровода, потери в стали, а также влияние пазов; принимается, что фазные обмотки выполнены одинаковыми, воздушный зазор равномерен; не учитываются высшие пространственные гармоники магнитного поля, т. е. магнитное поле каждой обмотки считается распределенным синусоидально по окружности расточки статора. Обычно также принимается, что параметры обмотки ротора приведены к цепи статора.

На рис. 9-17 представлена схема расположения обмоток трехфазной асинхронной машины, изображенных в виде сосредоточенных катушек. Для трех фаз статора уравнения напряжений имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= \frac{d\Psi_A}{dt} + R_1 i_A; \\ u_B &= \frac{d\Psi_B}{dt} + R_1 i_B; \\ u_C &= \frac{d\Psi_C}{dt} + R_1 i_C. \end{aligned} \right\} \quad (9-60)$$

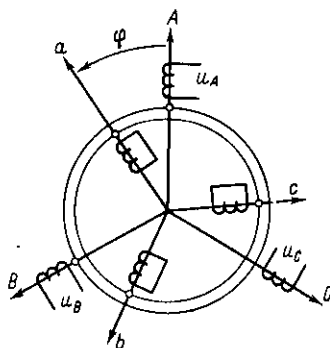


Рис. 9-17. Расположение осей обмоток статора (A, B, C) и ротора (a, b, c.) асинхронного двигателя.

Соответственно для трех фаз ротора

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{d\Psi_a}{dt} + R_2 i_a; \\ 0 &= \frac{d\Psi_b}{dt} + R_2 i_b; \\ 0 &= \frac{d\Psi_c}{dt} + R_2 i_c, \end{aligned} \right\} \quad (9-61)$$

где Ψ_A, Ψ_B, Ψ_C (или Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c) — потокосцепления обмоток соответствующих фаз статора (или ротора).

Асинхронная машина представляет собой систему магнитосвязанных обмоток, расположенных на статоре и роторе. При вращении ротора взаимное положение между обмотками какой-либо фазы статора и фазы ротора непрерывно изменяется, соответственно изменяется и взаимная индуктивность между ними. Из принятых допущений следует, что эта взаимная индуктивность пропорциональна косинусу угла между осями рассматриваемых обмоток. С учетом этих замечаний и схемы на рис. 9-17 можно записать выражения для потокосцеплений, например, фазы *A* статора и фазы *a* ротора в виде

$$\left. \begin{aligned} \Psi_A &= L_1 i_A + M_1 i_B + M_1 i_C + M_{12} \cos \varphi_a i_a + \\ &+ M_{12} \cos (\varphi_a + 120^\circ) i_b + M_{12} \cos (\varphi_a - 120^\circ) i_c; \\ \Psi_a &= L_2 i_a + M_2 i_b + M_2 i_c + M_{12} \cos \varphi_A i_A + \\ &+ M_{12} \cos (\varphi_A - 120^\circ) i_B + \\ &+ M_{12} \cos (\varphi_A + 120^\circ) i_C. \end{aligned} \right\} \quad (9-62)$$

В этих выражениях:

L_1 (или L_2) — индуктивность обмотки фазы статора (или ротора);

M_1 (или M_2) — взаимная индуктивность между любыми двумя обмотками статора (или ротора);

M_{12} — максимальная взаимная индуктивность между любой обмоткой статора и любой обмоткой ротора, которая имеет место при совпадении их осей;

φ_a — электрический угол между осями обмоток фазы *A* статора и фазы *a* ротора.

Потокосцепления фаз *B* и *C* статора и *b* и *c* ротора могут быть записаны аналогичным образом.

Выражение электромагнитного момента асинхронного двигателя можно получить на основании известного из курса теоретических основ электротехники положения,

согласно которому электромагнитный момент электрической машины равен частной производной по геометрическому углу от общего запаса ее электромагнитной энергии. Электромагнитная энергия асинхронной машины может быть определена по соотношению

$$W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} (\Psi_A i_A + \Psi_B i_B + \Psi_C i_C + \Psi_a i_a + \Psi_b i_b + \Psi_c i_c), \quad (9-63)$$

с использованием которого можно найти электромагнитный момент

$$M = \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial \Phi_a} p, \quad (9-64)$$

где p — число пар полюсов двигателя.

Уравнение движения привода представим в виде

$$M - M_c = \frac{J}{p} \frac{d\omega_a}{dt}, \quad (9-65)$$

где ω_a — электрическая угловая скорость ротора, рад/с.

Выражения (9-60) — (9-65) образуют систему уравнений асинхронной машины. Эта система содержит 14 уравнений при 14 неизвестных — 6 токов, 6 потокоцеплений, электромагнитный момент и угловая скорость, связанная с углом поворота Φ_a соотношением $d\Phi_a/dt = \omega_a$.

В рассматриваемой системе уравнений используются понятия только электрического угла Φ_a и соответственно угловой скорости ω_a , что позволяет совместно решать уравнения электрического равновесия (9-60) — (9-62) и преобразования энергии (9-64) с уравнением движения (9-65). При этом следует отметить, что в уравнениях электромагнитного момента и движения привода должны использоваться понятия теометрических угла и скорости

$$\Phi_r = \Phi_a/p; \quad \omega = \omega_a/p.$$

Этим объясняется наличие числа пар полюсов p в (9-64) и (9-65) в качестве коэффициентов.

Полученная система дифференциальных уравнений трудоемка при аналитическом решении. Она высокого порядка и содержит нелинейные уравнения с периодическими коэффициентами. Даже при использовании вычислительных машин решение этой системы оказывается затруднительным.

При решении сложных уравнений часто используют следующий прием: пытаются найти некоторые новые переменные, связанные со старыми функциональной зависи-

мостью, при использовании которых исходные уравнения преобразуются к более простым, записанным относительно новых переменных. Если это удастся осуществить, то вначале решают преобразованные уравнения, находят решение для новых переменных, а затем, используя функциональную связь их со старыми, определяют последние, т. е. решают исходные уравнения.

При анализе дифференциальных уравнений асинхронной машины были найдены такие удачные формулы замены переменных, называемые формулами преобразования, с помощью которых уравнения трехфазной асинхронной машины, записанные относительно реальных фазных величин токов и потокоцеплений, могут быть преобразованы к системе уравнений с постоянными коэффициентами. Эти формулы преобразования имеют следующий вид для токов статора:

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha 1} &= \frac{2}{3} \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right); \\ i_{\beta 1} &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_B - \frac{\sqrt{3}}{2} i_C \right); \\ i_{01} &= \frac{1}{3} (i_A + i_B + i_C) \end{aligned} \right\} \quad (9-66)$$

и ротора

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha 2} &= \frac{2}{3} [i_a \cos \varphi_0 + i_b \cos (\varphi_0 + 120^\circ) + i_c \cos (\varphi_0 - 120^\circ)]; \\ i_{\beta 2} &= \frac{2}{3} [i_a \sin \varphi_0 + i_b \sin (\varphi_0 + 120^\circ) + i_c \sin (\varphi_0 - 120^\circ)]; \\ i_{02} &= \frac{1}{3} (i_a + i_b + i_c). \end{aligned} \right\} \quad (9-67)$$

Таким преобразованиям по (9-66) и (9-67) подвергаются не только токи, но и напряжения и потокоцепления. Формулы (9-66) и (9-67) имеют глубокий физический смысл, который будет раскрыт позднее, а сейчас, формально используя эти формулы, следует преобразовать выражения (9-60)–(9-64). Не приводя самих преобразований, которые подробно изложены в специальных трудах, запишем в преобразованном виде уравнения напряжения для статора:

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha 1} &= \frac{d\psi_{\alpha 1}}{dt} + R_1 i_{\alpha 1}; \\ u_{\beta 1} &= \frac{d\psi_{\beta 1}}{dt} + R_1 i_{\beta 1}; \end{aligned} \right\} \quad (9-68)$$

уравнения напряжения для ротора:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{d\Psi_{\alpha 2}}{dt} + \omega_0 \Psi_{\beta 2} + R_2 i_{\alpha 2}; \\ 0 &= \frac{d\Psi_{\beta 2}}{dt} - \omega_0 \Psi_{\alpha 2} + R_2 i_{\beta 2}, \end{aligned} \right\} \quad (9-69)$$

уравнения потокоцеплений для статора и ротора:

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 \Psi_{\alpha 1} &= x_s i_{\alpha 1} + x_{\mu} i_{\alpha 2}; \\ \omega_0 \Psi_{\beta 1} &= x_s i_{\beta 1} + x_{\mu} i_{\beta 2}; \\ \omega_0 \Psi_{\alpha 2} &= x_r i_{\alpha 2} + x_{\mu} i_{\alpha 1}; \\ \omega_0 \Psi_{\beta 2} &= x_r i_{\beta 2} + x_{\mu} i_{\beta 1}, \end{aligned} \right\} \quad (9-70)$$

уравнение для электромагнитного момента:

$$M = \frac{3}{2} \frac{x_{\mu}}{\omega_0} p (i_{\alpha 2} i_{\beta 1} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2}). \quad (9-71)$$

В последних формулах

ω_0 — угловая частота напряжения сети;

$x_{\mu} = \frac{3}{2} M_{12} \omega_0$ — сопротивление взаимной индукции;

$x_s = \omega_0 (L_1 - M_1) = x_{\mu} + x_1$ и $x_r = \omega_0 (L_2 - M_2) = x_{\mu} + x_2$

— синхронные реактивные сопротивления для обмоток статора и ротора.

Следует подчеркнуть, что входящие в преобразованные уравнения параметры x_s , x_r и x_{μ} простым образом связаны с привычными параметрами схемы замещения асинхронной машины, поскольку x_{μ} есть индуктивное сопротивление намагничивающего контура, а x_1 и x_2 — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток статора и ротора.

Уравнения (9-68)–(9-71) совместно с (9-65) образуют преобразованную систему уравнений асинхронной машины, которая в отличие от исходной не содержит периодических коэффициентов и поэтому имеет гораздо более простой вид. Тем не менее полученная система уравнений содержит нелинейные члены вида $i_{\alpha 1} i_{\beta 2}$ или $\omega_0 \Psi_{\alpha 2}$ и сама является нелинейной. Поэтому получить ее аналитическое решение затруднительно. Однако при использовании аналоговых или цифровых вычислительных машин решение преобразованной системы не представляет особых сложностей.

Для осуществления конкретных расчетов полученная система уравнения должна быть дополнена начальными

условиями. Так, для расчета процесса пуска начальные условия имеют вид:

$$\Psi_{\alpha 1} = \Psi_{\alpha 2} = \Psi_{\beta 1} = \Psi_{\beta 2} = 0; \quad i_{\alpha 1} = i_{\alpha 2} = i_{\beta 1} = i_{\beta 2} = 0; \quad \omega_a = 0.$$

Следует отметить, что в полученные уравнения входят реальные момент и скорость, поскольку формулы преобразования были введены только для электрических величин, а механические величины M и ω_a не подвергались преобразованиям. Это очень удобно для расчетов, поскольку определение механических величин часто представляет наибольший интерес, а в данном случае не требуется производить переход от новых переменных к старым. В тех случаях, когда найдены преобразованные электрические величины и требуется определить реальные фазные значения токов, потокосцеплений и напряжений, используются формулы обратных преобразований, которые для часто встречающегося случая $i_A + i_B + i_C = 0$ выражаются следующим образом соответственно для статорных и роторных величин:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_{\alpha 1}; \\ i_B &= -\frac{1}{2} i_{\alpha 1} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta 1}; \\ i_C &= -\frac{1}{2} i_{\alpha 1} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta 1}; \end{aligned} \right\} \quad (9-72)$$

$$\left. \begin{aligned} i_a &= i_{\alpha 2} \cos \varphi_a + i_{\beta 2} \sin \varphi_a; \\ i_b &= i_{\alpha 2} \cos (\varphi_a + 120^\circ) + i_{\beta 2} \sin (\varphi_a + 120^\circ); \\ i_c &= i_{\alpha 2} \cos (\varphi_a - 120^\circ) + i_{\beta 2} \sin (\varphi_a - 120^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (9-73)$$

Если фазные напряжения на зажимах асинхронной машины синусоидальны и имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= U_m \cos (\omega_0 t + \gamma); \\ u_B &= U_m \cos (\omega_0 t + \gamma - 120^\circ); \\ u_C &= U_m \cos (\omega_0 t + \gamma + 120^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (9-74)$$

где U_m и γ — амплитуда и начальная фаза включения напряжения сети, то, используя формулы преобразования для статорных величин вида (9-66), находим:

$$\left. \begin{aligned} u_{\alpha 1} &= U_m \cos (\omega_0 t + \gamma); \\ u_{\beta 1} &= U_m \sin (\omega_0 t + \gamma). \end{aligned} \right\} \quad (9-75)$$

Полученные преобразованные уравнения асинхронной машины при известных ее параметрах позволяют рассчитывать конкретные переходные процессы.

Представляет интерес рассмотреть некоторые общие физические представления об электромагнитных переходных процессах, которые дают возможность оценить качественный характер этих процессов без решения указанных уравнений на вычислительных машинах.

Предварительно рассмотрим физический смысл формул преобразования и преобразованных переменных.

Токи, протекающие по обмоткам статора, создают намагничивающую силу (н. с.) статора, вектор которой равен геометрической сумме векторов н. с. фазных обмоток. Допустим, что вектор $\vec{i}_1$, показанный на рис. 9-18, равен геометрической сумме векторов токов всех фаз статора. Поскольку его обмотки одинаковы, то вектор $\vec{i}_1$ пропорционален н. с. статора и может быть назван вектором тока статора. Проекции i_1 на оси фазных обмоток равны токам соответствующих обмоток, т. е.

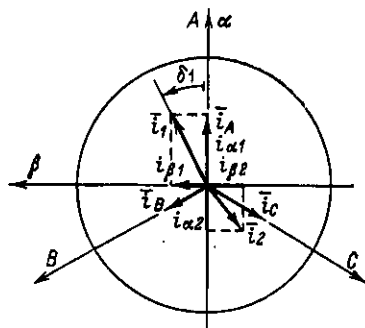


Рис. 9-18. К пояснению физического смысла формул преобразования.

$$\left. \begin{aligned} i_A &= |\vec{i}_1| \cos \delta_1; \\ i_B &= |\vec{i}_1| \cos (\delta_1 - 120^\circ); \\ i_C &= |\vec{i}_1| \cos (\delta_1 + 120^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (9-76)$$

где δ_1 — угол между вектором $\vec{i}_1$ и осью обмотки фазы А.

Если в плоскости, проходящей через оси фазных обмоток статора выбрать двухосную ортогональную систему координат α, β таким образом, чтобы одна из осей совпала с осью фазы А, как показано на рис. 9-18, то, спроектировав на эти оси вектор $\vec{i}_1$, получим:

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha 1} &= |\vec{i}_1| \cos \delta_1; \\ i_{\beta 1} &= |\vec{i}_1| \cos \left(\delta_1 - \frac{\pi}{2} \right); \end{aligned} \right\} \quad (9-77)$$

где $i_{\alpha 1}$ и $i_{\beta 1}$ — проекции вектора $\vec{i}_1$ на оси α и β .

Из (9-76) и (9-77) можно получить соотношения:

$$i_{\alpha 1} = i_A;$$

$$i_{\beta 1} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_B - i_C),$$

которые полностью совпадают с формулами преобразования (9-66) при условии $i_A + i_B + i_C = 0$.

Аналогичным образом можно определить вектор тока ротора $\bar{i}_2$, равный геометрической сумме токов обмоток

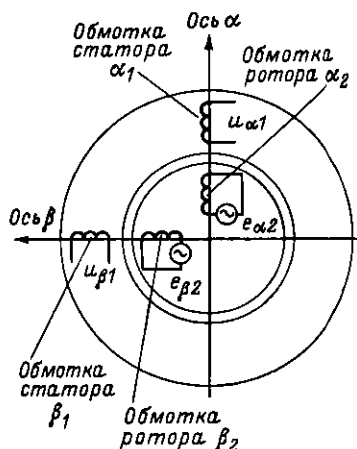


Рис. 9-19. Эквивалентная схема идеализированной двухфазной асинхронной машины ($e_{\alpha 2}$ и $e_{\beta 2}$ — э. д. с. вращения).

ротора и пропорциональный его результирующей н. с. Если спроектировать этот ток на оси α и β , выбранной выше системы координат, то можно показать, что связь между токами обмоток ротора и проекциями $i_{\alpha 2}$ и $i_{\beta 2}$ на соответствующие координатные оси выражается формулами (9-67).

В установившемся режиме работы асинхронной машины векторы $\bar{i}_1$ и $\bar{i}_2$ совпадают с пространственными векторами токов $\bar{I}_1$ и $\bar{I}_2$, которые рассматриваются в курсе электрических машин.

Рассмотрим некоторую идеализированную двухфазную асинхронную машину, схема которой приведена на рис. 9-19. Положим, что числа витков статора и ротора этой машины равны соответствующим числам витков обмоток реальной асинхронной машины. Статор и ротор идеализированной машины неподвижны друг относительно друга, а их обмотки расположены по ортогональным осям α и β , как показано на рис. 9-19. Допустим далее, что в цепи обмоток ротора включены источники э. д. с., определяемые выражениями

$$e_{\alpha 2} = \omega_s \Psi_{\beta 2} \text{ и } e_{\beta 2} = -\omega_s \Psi_{\alpha 2}.$$

При указанных допущениях такая идеализированная двухфазная асинхронная машина описывается уравнениями (9-68)—(9-71). Если допустить, что токи и потоко-сцепления этой машины связаны с соответствующими величинами реальной трехфазной машины формулами (9-66) и (9-67), то можно принять, что обе машины эквивалентны друг другу, поскольку они описываются одной и той же системой уравнений. Следовательно, физический смысл формул преобразования (9-66) и (9-67) заключается в том, что реальная трехфазная асинхронная машина приводится к некоторой идеализированной двухфазной машине, эквивалентной трехфазной по величинам н. с., создаваемых токами статора и ротора. При этом статор и ротор идеализированной машины оказываются неподвижными друг относительно друга. Именно поэтому ее уравнения не содержат периодических коэффициентов. Угловая скорость ротора относительно статора реальной машины учитывается с помощью дополнительных э. д. с., называемых э. д. с. вращения.

В идеализированной машине не происходит преобразование электрической энергии в механическую и обратно, так как ее статор и ротор неподвижны друг относительно друга. Поэтому в такой машине механическая мощность должна быть представлена равной ей электрической мощностью. Эта электрическая мощность запасается в источниках дополнительных э. д. с. Действительно, суммарная мощность указанных источников равна

$$e_{\alpha 2} i_{\alpha 2} + e_{\beta 2} i_{\beta 2} = \omega_a (\Psi_{\beta 2} i_{\alpha 2} - \Psi_{\alpha 2} i_{\beta 2}).$$

Используя формулы для $\Psi_{\alpha 2}$ и $\Psi_{\beta 2}$ из (9-70) и соотношение (9-71) для момента, последнее выражение можно представить в виде

$$\frac{\omega_a}{p} \frac{3}{2} \frac{x_\mu}{\omega_0} p (i_{\alpha 2} i_{\beta 1} - i_{\alpha 1} i_{\beta 2}) = \omega M = P_m.$$

Следовательно, наличие дополнительных э. д. с. в обмотках идеализированной машины отражает преобразование электрической мощности в механическую в реальной машине.

Уравнения (9-68)—(9-71) могут быть представлены в векторной форме, если ввести комплексные переменные по формулам:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_1 &= \Psi_{\alpha 1} + j\Psi_{\beta 1}; & \bar{\Psi}_2 &= \Psi_{\alpha 2} + j\Psi_{\beta 2}; \\ \bar{i}_1 &= i_{\alpha 1} + ji_{\beta 1}; & \bar{i}_2 &= i_{\alpha 2} + ji_{\beta 2}; & \bar{u}_1 &= u_{\alpha 1} + ju_{\beta 1}. \end{aligned}$$

При их использовании система уравнений асинхронной машины принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + R_1 \bar{i}_1; \\ 0 &= \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j\omega_s \bar{\Psi}_2 + R_2 \bar{i}_2; \\ \omega_0 \bar{\Psi}_1 &= x_s \bar{i}_1 + x_\mu \bar{i}_2; \\ \omega_0 \bar{\Psi}_2 &= x_r \bar{i}_2 + x_\mu \bar{i}_1; \\ M &= \frac{3}{2} \frac{x_\mu}{\omega_0} p \operatorname{Im}(\bar{i}_1, \bar{i}_2^*); \\ M - M_0 &= \frac{J}{p} \frac{d\omega_s}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (9-78)$$

где символ «*» означает комплексно-сопряженную величину.

Векторы $\bar{i}_1$ и $\bar{i}_2$ (или $\bar{\Psi}_1$ и $\bar{\Psi}_2$) представляют собой геометрические суммы мгновенных векторов фазных токов (или потокосцеплений) статора и ротора реальной трехфазной машины, а $i_{\alpha 1}$, $i_{\beta 1}$ и т. д. есть проекции указанных векторов на оси координатной системы. Векторы потокосцеплений $\bar{\Psi}_1$ и $\bar{\Psi}_2$, определяемые третьим и четвертым выражениями из (9-78), могут быть представлены в виде

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 \bar{\Psi}_1 &= x_\mu (\bar{i}_1 + \bar{i}_2) + (x_s - x_\mu) \bar{i}_1; \\ \omega_0 \bar{\Psi}_2 &= x_\mu (\bar{i}_1 + \bar{i}_2) + (x_r - x_\mu) \bar{i}_2. \end{aligned} \right\} \quad (9-79)$$

Сумма векторов $\bar{i}_1$ и $\bar{i}_2$ представляет собой вектор результирующего тока, равный геометрической сумме векторов всех фазных токов статора и ротора. Обозначим $\bar{i}_1 + \bar{i}_2 = \bar{i}_\mu$. Поскольку параметры обмотки ротора приведены к числу витков обмотки статора, то вектор $\bar{i}_\mu$ пропорционален результирующей н. с. асинхронной машины и является мгновенным вектором намагничивающего тока. Поэтому (9-79) можно записать следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_1 &= \bar{\Psi}_\mu + \bar{\Psi}_{\sigma 1}; \\ \bar{\Psi}_2 &= \bar{\Psi}_\mu + \bar{\Psi}_{\sigma 2}, \end{aligned} \right\} \quad (9-80)$$

где $\bar{\Psi}_\mu$ — мгновенный суммарный вектор главного потокосцепления асинхронной машины;

$\bar{\Psi}_{\sigma 1}$ и $\bar{\Psi}_{\sigma 2}$ — мгновенные суммарные векторы потокоцепления рассеяния статора и ротора.

Векторы $\bar{\Psi}_{\mu}$, $\bar{\Psi}_{\sigma 1}$ и $\bar{\Psi}_{\sigma 2}$ характеризуют суммарные магнитные поля, создаваемые в данный момент времени токами всех фаз асинхронной машины.

Значительный интерес представляет анализ результатов решения системы уравнений асинхронной машины при постоянной скорости ее вращения. При $\omega_s = \text{const}$ первые четыре уравнения из (9-78) являются линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами. Эти уравнения решаются независимо от пятого и шестого уравнения из (9-78). По найденным зависимостям токов от времени можно найти далее зависимость момента двигателя от времени.

Подставляя $\bar{\Psi}_1$ и $\bar{\Psi}_2$ из третьего и четвертого уравнения системы (9-78) в первые два уравнения этой системы, получаем:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \frac{x_s}{\omega_0} \frac{d\bar{i}_1}{dt} + \frac{x_{\mu}}{\omega_0} \frac{d\bar{i}_2}{dt} + R_1 \bar{i}_1; \\ 0 &= \frac{x_r}{\omega_0} \frac{d\bar{i}_2}{dt} + \frac{x_{\mu}}{\omega_0} \frac{d\bar{i}_1}{dt} + R_2 \bar{i}_2 + j \frac{\omega_s}{\omega_0} (x_r \bar{i}_2 + x_{\mu} \bar{i}_1). \end{aligned} \right\} \quad (9-81)$$

Решение системы (9-81) при $\omega_s = \text{const}$ состоит из принужденных $I_{1\text{уст}}$, $I_{2\text{уст}}$ и свободных $I_{1\text{св}}$, $I_{2\text{св}}$ составляющих. Полагая в (9-81) $\bar{i}_1 = I_{1\text{уст}} + I_{1\text{св}}$ и $\bar{i}_2 = I_{2\text{уст}} + I_{2\text{св}}$ и учитывая, что принужденные составляющие, являющиеся частным решением (9-81), удовлетворяют этой системе, получаем уравнения для определения свободных составляющих в виде

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{x_s}{\omega_0} \frac{dI_{1\text{св}}}{dt} + \frac{x_{\mu}}{\omega_0} \frac{dI_{2\text{св}}}{dt} + R_1 I_{1\text{св}}; \\ 0 &= \frac{x_r}{\omega_0} \frac{dI_{2\text{св}}}{dt} + \frac{x_{\mu}}{\omega_0} \frac{dI_{1\text{св}}}{dt} + R_2 I_{2\text{св}} + j \frac{\omega_s}{\omega_0} (x_r I_{2\text{св}} + x_{\mu} I_{1\text{св}}). \end{aligned} \right\} \quad (9-82)$$

Начальные условия для (9-82) следующие:

$$\left. \begin{aligned} I_{1\text{св}}(0) &= I_1(0) - I_{1\text{уст}}(0); \\ I_{2\text{св}}(0) &= I_2(0) - I_{2\text{уст}}(0). \end{aligned} \right\} \quad (9-83)$$

Из (9-82) и (9-83) видно, что решение (9-82), определяющее свободные векторы токов статора и ротора асинхрон-

ного двигателя не зависит от вида питающего напряжения (синусоидальное, несинусоидальное или др.), а определяется начальными условиями, параметрами и угловой скоростью двигателя.

Характеристическое уравнение, соответствующее системе (9-82), имеет вид:

$$D(p) = p^2 + p[\omega_0(\alpha'_s + \alpha'_r) + j\omega_0] + \omega_0(\omega_0\alpha'_s\alpha'_r\sigma + j\omega_0\alpha'_s) = 0, \quad (9-84)$$

где

$$\sigma = 1 - x_\mu^2/x_s x_r; \quad \alpha'_s = R_1/\sigma x_s; \quad \alpha'_r = R_2/\sigma x_r. \quad (9-85)$$

Уравнение (9-84) представляет собой уравнение второго порядка с постоянными, но комплексными коэффициентами.

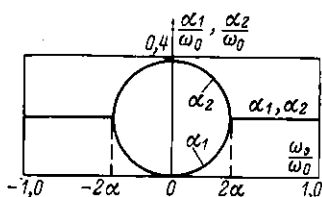


Рис. 9-20. Упрощенные зависимости коэффициентов затухания свободных составляющих токов и момента двигателя от его угловой скорости ($\alpha' = 0,195$; $\sigma = 0,067$).

Получить его решение принципиально несложно, но оно имеет относительно громоздкий вид. С целью получения общего характера зависимости корней уравнения (9-84) от скорости двигателя положим $\alpha'_s = \alpha'_r = \alpha'$ и $\sigma = 0$. Последние условия приближенно выполняются для асинхронных короткозамкнутых двигателей общепромышленного применения, у которых $R_1 \approx R_2$, $x_1 \ll$

$\ll x_\mu$ и $x_2 \ll x_\mu$ [см. формулы (9-85)]. При указанных условиях решение уравнения (9-84) имеет вид:

$$p_{1,2} = \frac{-(2\omega_0\alpha' + j\omega_0) \pm \sqrt{4\omega_0^2\alpha'^2 - \omega_0^2}}{2}. \quad (9-86)$$

Из (9-86) можно найти вещественные части решения, представляющие собой коэффициенты затухания свободных токов статора и ротора:

$$\alpha_{1,2} = \begin{cases} \omega_0\alpha' \mp \sqrt{\omega_0^2\alpha'^2 - \frac{\omega_0^2}{4}} & \text{при } \omega \leq 2\omega_0\alpha'; \\ \omega_0\alpha' & \text{при } \omega \geq 2\omega_0\alpha'. \end{cases} \quad (9-87)$$

На рис. 9-20 приведены зависимости коэффициентов затухания α_1 и α_2 от угловой скорости, построенные по (9-87). При скорости, равной нулю, $\alpha_1 = 0$, а α_2 достигает наибольшей величины. С увеличением угловой скорости

α_1 увеличивается, а α_2 уменьшается и при скорости $\omega_0 = 2\omega_0\alpha'$ их значения сравниваются и далее не изменяются. Важно отметить, что α_1 и α_2 не зависят от направления вращения ротора, а определяются только его скоростью. Этот вывод следует также из зависимости (9-87), которая является четной функцией относительно ω_0 .

При $\omega_0 = 0$ коэффициент затухания $\alpha_1 = 0$. Это означает, что одна из свободных составляющих токов не затухает во времени, что практически невозможно. Если воспользоваться точными формулами для расчета α_1 и α_2 , то α_1 при $\omega_0 = 0$ оказывается не равной нулю, хотя и очень малой по сравнению с α_2 . Построенные с помощью точных формул зависимости α_1 и α_2 от ω_0 показаны на рис. 9-21, а.

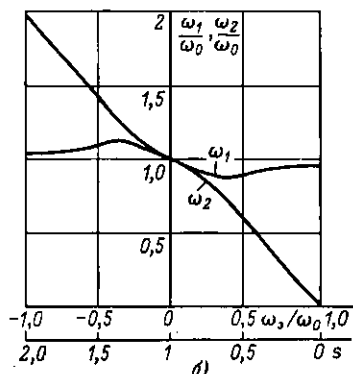
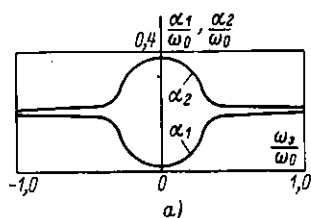


Рис. 9-21. Зависимости коэффициентов затухания (а) и частот (б) изменения свободных составляющих момента асинхронного двигателя мощностью 28 кВт от его угловой скорости ($\alpha'_s = 0,185$; $\alpha'_r = 0,205$; $\sigma = 0,067$).

Из приведенных соображений следует, что при подключении к сети асинхронного двигателя, вращающегося с постоянной угловой скоростью, возникают переходные процессы, при которых векторы токов статора и ротора описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_1 &= \bar{i}_{1уст} + \bar{A}_{11}e^{-\alpha_1 t}e^{j\omega_1 t} + \bar{A}_{12}e^{-\alpha_2 t}e^{j\omega_2 t}; \\ \bar{i}_2 &= \bar{i}_{2уст} + \bar{A}_{21}e^{-\alpha_1 t}e^{j\omega_1 t} + \bar{A}_{22}e^{-\alpha_2 t}e^{j\omega_2 t}; \end{aligned} \right\} \quad (9-88)$$

где $\bar{A}_{11}$, ..., $\bar{A}_{22}$ — определяемые начальными условиями постоянные комплексные числа.

Токи состоят из трех составляющих: принужденной, соответствующей установившемуся режиму работы двигателя при данной угловой скорости, и двух свободных

составляющих, которые уменьшаются в соответствии с коэффициентами затухания α_1 и α_2 и изменяются с частотами ω_1 и ω_2 . Время переходного процесса определяется наименьшим коэффициентом затухания. Поэтому электромагнитные переходные процессы асинхронного двигателя наиболее длительны при малых скоростях, а при увеличении скоростей время переходного процесса уменьшается.

На основании найденных зависимостей (9-88) для векторов токов в соответствии с формулой для момента из (9-78) можно найти его выражение. Прделав необходимые преобразования, можно представить это выражение в виде

$$M(t)|_{\omega_s = \text{const}} = M_{\text{уст}} + M_{a1}e^{-2\alpha_1 t} + M_{a2}e^{-2\alpha_2 t} + \\ + M_{m1}e^{-\alpha_1 t} \sin(\omega_1 t + \psi_1) + M_{m2}e^{-\alpha_2 t} \sin(\omega_2 t + \psi_2) + \\ + M_{m3}e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)t} \sin[(\omega_1 - \omega_2)t + \psi_3], \quad (9-89)$$

где

$M_{\text{уст}}$ — установившийся для данной угловой скорости момент асинхронного двигателя, соответствующий его статической механической характеристике;

M_{a1} , M_{a2} — начальные значения аperiodических свободных составляющих момента;

M_{m1} , M_{m2} , M_{m3} и ψ_1 , ψ_2 , ψ_3 — амплитуды периодических свободных составляющих момента и их начальные фазы.

Установившийся момент асинхронного двигателя определяется взаимодействием установившихся токов статора и ротора. Аperiodические свободные составляющие момента обусловлены взаимодействием свободных составляющих токов, затухающих с одинаковым коэффициентом затухания. Поскольку эти токи изменяются с одинаковой частотой, их векторы неподвижны друг относительно друга, а соответствующая им составляющая момента имеет аperiodический характер. Периодические свободные составляющие момента обусловлены взаимодействием разных по характеру составляющих векторов токов статора и ротора. К примеру, взаимодействие свободных составляющих векторов токов, изменяющихся с коэффициентами затухания α_1 и α_2 , приводит к появлению состав-

ляющей момента, характеризующейся коэффициентом затухания $\alpha_1 + \alpha_2$. Поскольку эти составляющие векторов токов вращаются в пространстве с разными частотами, т. е. эти векторы не неподвижны друг относительно друга, то соответствующая составляющая момента имеет колебательный, периодический характер во времени.

Наиболее сильное влияние на переходные процессы оказывают свободные составляющие токов и моментов, затухающие с наименьшим по величине коэффициентом затухания α_1 . Поэтому его величина может служить мерой влияния электромагнитных переходных процессов. Если α_1 меньше, переходные процессы затухают медленнее, если α_1 больше, то эти процессы протекают быстрее.

На рис. 9-21, б приведены графики зависимости частот изменения свободных составляющих момента от скорости двигателя. При $\omega_s = 0$ частота их изменения равна частоте сети, т. е. частоте вращения магнитного поля. Действительно, при подключении к сети неподвижного асинхронного двигателя возникают установившиеся и апериодические свободные составляющие векторов токов. Частота изменения первых из них равна частоте сети, а вторых — нулю. При их взаимодействии появляется свободная составляющая момента, изменяющаяся с частотой сети. Из графиков на рис. 9-21, б видно, что при произвольной угловой скорости двигателя значение ω_1 относительно близко к частоте сети ω_0 , а ω_2 — к величине $\frac{1+s}{2} \omega_0$, где s — скольжение двигателя.

Реальные переходные процессы — пуск, реверс, торможение и т. д. — сопровождаются изменением скорости двигателя. Однако результаты решения уравнений двигателя при $\omega_s = \text{const}$ в ряде случаев можно использовать для качественного анализа влияния различных параметров двигателя и системы электропривода на электромагнитные переходные процессы, поскольку на небольшом отрезке времени, когда скорость двигателя изменяется незначительно, действительные переходные процессы близки к таковым при условии $\omega_s = \text{const}$.

Рассмотрим переходные процессы асинхронного двигателя, происходящие при изменении его скорости. На рис. 9-22 приведена статическая механическая характеристика этого двигателя (кривая с). Если с ее помощью построить процесс пуска двигателя, то графики изменения скорости и момента во времени будут аналогичны приве-

денным на рис. 9-23, а. Однако при указанных расчетах эти графики не учитывают электромагнитных переходных процессов. На рис. 9-23, б приведены типичные действительные графики изменения момента и скорости двигателя, которые могут быть получены экспериментальным путем или при решении уравнений (9-68)—(9-71) и (9-65) на вычислительных машинах. Если по графикам на рис. 9-23, б построить зависимость $\omega_a = f(M)$, т. е. динамическую механическую характеристику, то она будет иметь вид кривой ∂ , приведенной на рис. 9-22. Каждая точка последней соответствует определенному моменту времени переходного процесса. Так, например, точка O динамической характеристики соответствует началу переходного процесса, точка A на рис. 9-22 — времени t_A на рис. 9-23, б, точка ω_0 соответствует времени окончания переходного процесса на рис. 9-23, б, причем это время теоретически равно бесконечности.

При данном напряжении сети существует единственная статическая механическая характеристика, определяемая параметрами обмоток машины. Динамическая механическая характеристика определяется не только параметрами обмоток двигателя, но и параметрами системы электропривода (момент инерции, статический момент), а также характером переходного процесса (пуск, реверс и т. д.). При изменении последних изменяется характер протекания переходных токов, а следовательно, и переходных моментов, что влечет за собой изменение динамической механической характеристики. Следовательно, каждый асинхронный двигатель при данных напряжении сети и параметрах обмоток имеет одну статическую и бесконечное количество динамических механических характеристик.

Рассматривая начальные участки графиков электромагнитного момента, приведенных на рис. 9-23, а и б, отметим, что максимальное значение переходного момента существенно превышает пусковой момент. Это определяется тем, что максимальные значения переходных токов могут значительно превысить амплитуду пусковых токов двигателя. Поля, образуемые свободными токами, могут усиливать или ослаблять основное поле, создаваемое установившимися токами, вызывая соответствующее увеличение или уменьшение переходного электромагнитного момента. Иногда значение момента может быть даже отрицательным (см. рис. 9-23, б). Из кривых на рис. 9-23, б видно, что изменение момента двигателя имеет затухающий коле-

бательный характер со значительными амплитудами на начальном участке переходного процесса.

Исследования показывают, что переходные процессы, обусловленные подключением двигателя к сети, практически полностью затухают до скорости, соответствующей критическому скольжению статической механической характеристики. На этом этапе переходного процесса динамические характеристики двигателя близки к статическим. При дальнейшем увеличении скорости двигателя электромагнитные переходные процессы проявляются следующим

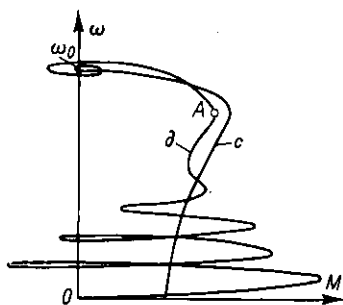


Рис. 9-22. Статическая и динамическая механические характеристики асинхронного двигателя.

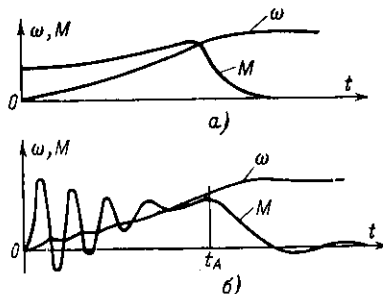


Рис. 9-23. Графики момента и угловой скорости асинхронного двигателя при его пуске вхолостую, рассчитанные без учета (а) и полученные с учетом (б) электромагнитных переходных процессов.

образом. При скольжении двигателя, меньшем критического, токи в обмотках машины, определяемые по статической скоростной характеристике, приведенной на рис. 9-24, резко меняются по величине с изменением скорости. Однако вследствие влияния индуктивности обмоток машины токи ротора не успевают измениться в соответствии с указанной характеристикой. Очевидно, чем жестче рабочий участок статической механической характеристики и чем меньше приведенный момент инерции, тем в большей степени изменение токов будет отставать от изменения скорости. В результате влияния этих факторов при синхронной скорости в процессе пуска двигателя вхолостую токи могут быть не равны нулю, поэтому соответственно его момент не равен нулю и ротор разгоняется до скорости, превышающей синхронную. Далее токи ротора уменьшаются, равно как и момент, развиваемый двигателем, а зна-

чит, уменьшается скорость и т. д. Поэтому в конце переходного процесса изменение скорости и момента двигателя

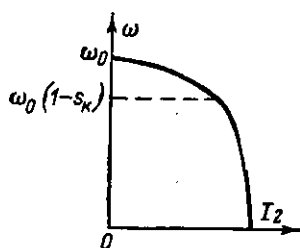


Рис. 9-24. Статическая скоростная характеристика асинхронного двигателя.

имеет затухающий колебательный характер. Чем мягче рабочий участок статической механической характеристики и чем больше момент инерции ротора, тем меньше амплитуда этих колебаний и тем быстрее они затухают. Практически указанные колебания в конце переходного процесса возникают далеко не всегда.

Значительный интерес вызывает анализ влияния параметров обмоток, напряжения сети,

момента инерции, статического момента и других факторов на характер переходных процессов.

На рис. 9-25, а, приведены графики изменения момента и скорости асинхронного двигателя при его пуске холостую. Рассмотрим, как изменятся эти графики, если пуск будет осуществляться при наличии на валу двигателя дополнительных масс. При указанных условиях двигатель разгоняется медленнее. Следовательно, он дольше работает в зоне низких скоростей, где коэффициент затухания α_1 имеет относительно небольшие значения, что приводит к затягиванию электромагнитных переходных процессов. Кривая момента двигателя в начале процесса содержит большое число пиков, близких к первому максимальному пику момента, а в конце процесса колебания момента при скорости, близкой к синхронной, ослабевают, так как при медленном изменении скорости в области кри-

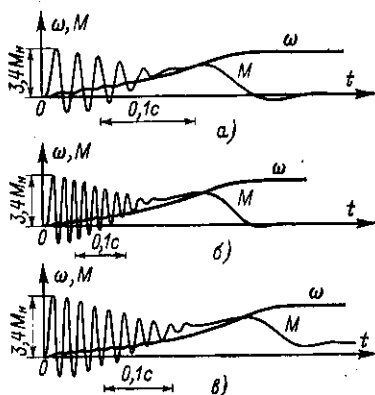


Рис. 9-25. Графики момента и скорости при пуске асинхронного двигателя мощностью 28 кВт.

а — $M_c = 0$ и $J_\Sigma = J_{дв}$; б — $M_c = 0$ и $J_\Sigma = 2J_{дв}$; в — $M_c = 0,5 M_{с.н}$ и $J_\Sigma = J_{дв}$.

тического скольжения переходные токи меньше отличаются от своих установившихся значений, чем при более быстром изменении скорости. Приведенные на рис. 9-25, б зависимости подтверждают эти положения. При пуске двигателя под нагрузкой характер изменения скорости и момента примерно такой же, как и при пуске с дополнительными массами (рис. 9-25, в). Важно отметить, что изменения момента инерции и статического момента приводят не только к изменению длительности переходных процессов, но и к изменению длительности действия свободных токов и соответствующих им свободных моментов.

Значительное влияние на переходные процессы асинхронного двигателя оказывает незатухшее магнитное поле. Для пояснения этого вопроса рассмотрим процесс реверса двигателя, который практически осуществляется следующим образом: вначале работающий двигатель отключается от питающей

сети, а затем после некоторого перерыва, определяемого временем отключения и включения коммутирующих аппаратов, вновь подключается к сети, но при другом чередовании напряжения, так что двигатель начинает тормозиться в режиме противовключения, а затем разворачивается в обратную сторону. После отключения двигателя от сети токи в обмотках статора сразу уменьшаются до нуля. Однако магнитный поток машины не может мгновенно упасть до нуля. Поэтому в обмотках ротора возникают свободные токи, поддерживающие магнитный поток, который был до отключения. Эти токи затухают во времени. Если двигатель вновь подключается к сети, когда токи ротора и соответствующее им магнитное поле еще не затухли, то это незатухшее магнитное поле оказывает существенное влияние на электромагнитные переходные процессы.

На рис. 9-26, а приведены зависимости момента и скорости двигателя от времени при реверсе с затухшим полем, а на рис. 9-26, б — при реверсе с незатухшим полем.

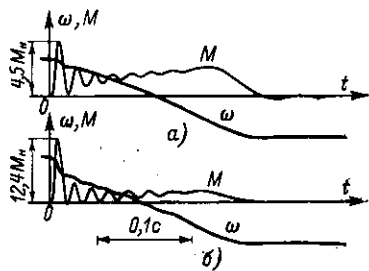


Рис. 9-26. Графики момента и скорости при реверсе асинхронного двигателя мощностью 14 кВт с затухшим (а) и незатухшим (б) магнитными полями.

В первом случае наибольший пик переходного момента может в 3—6 раз, а во втором — в 12—18 раз превышать номинальное значение момента двигателя. Наличие таких больших моментов может вызвать удары в передачах кинематической цепи электропривода, что необходимо учитывать при проектировании последнего. Следует отметить, что в зависимости от начального угла между вектором э. д. с. от незатухшего магнитного поля и вектором напряжения сети переходные процессы начинаются при разных условиях. Поэтому значение первого, наибольшего пика момента при разных процессах реверса различно, что вызывает нестабильность времени и пути торможения двигателя при его работе в режиме противоключения. Практически реверс асинхронного двигателя часто происходит при наличии незатухшего магнитного поля.

Высказанные в данном разделе положения показывают, что электромагнитные переходные процессы асинхронного двигателя оказывают существенное влияние на его динамические режимы. Возникающие в начале переходных процессов пики моментов могут при пуске в 3—5 раз, а при реверсе в 12—18 раз превысить номинальные моменты. Следовательно, эти процессы определяют надежность работы асинхронного электропривода. Исследования показывают, что при переходных процессах с затухшим магнитным полем, например при пуске, электромагнитные переходные процессы практически не оказывают влияния на время переходных режимов. Это в некоторых случаях дает основание не считаться с электромагнитными процессами и рассчитывать переходные режимы с помощью статических характеристик.

При переходных процессах с незатухшим магнитным полем, как правило, нельзя пренебрегать электромагнитными процессами. Возникающая при таких режимах нестабильность в протекании переходных процессов может быть оценена только с учетом анализа указанных процессов.

Возникающие при переходных процессах броски электромагнитных моментов имеют место в начале процессов и далее уменьшаются. Их особенно следует учитывать для электроприводов, в которых часто имеют место переходные процессы.

При использовании специальных мер электромагнитные переходные процессы могут быть значительно ослаблены. Так, если осуществлять плавный пуск асинхрон-

ного двигателя постепенным изменением напряжения на его зажимах от нуля до номинального значения, то при этом изменение момента будет иметь плавный характер, а броски моментов будут отсутствовать. Такой способ пуска можно реализовать при питании асинхронного двигателя через магнитный усилитель или тиристорный регулятор напряжения, с помощью которых при плавном изменении управляющего сигнала можно добиться плавного изменения напряжения на зажимах двигателя.

Г л а в а д е с я т а я

ЭНЕРГЕТИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

10-1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Понятие «энергетика электроприводов» включает в себя вопросы потребления и расхода электроэнергии, потерь энергии при ее электромеханическом преобразовании, вопросы эффективности использования активной и реактивной энергии. Важность этих вопросов делает целесообразным выделить их в самостоятельную главу, хотя частично они излагались и в других главах.

Потребляемая из сети электроэнергия, расходуемая на валу двигателя механическая энергия и значения потерь в электроприводе определяют важные энергетические показатели его работы: к. п. д. η и коэффициент мощности $\cos \phi$. Повышение η и $\cos \phi$ позволяет полнее использовать электрооборудование и снизить его эксплуатационные расходы. Энергетические показатели электропривода существенно зависят от режимов его работы, от момента нагрузки, угловой скорости, напряжения и частоты сети. Остановимся вначале на энергетических показателях нерегулируемого электропривода, когда двигатель работает в режимах, соответствующих его естественной механической характеристике.

Мощность потерь в нерегулируемом электроприводе складывается из мощности потерь в двигателе и в механических передачах от двигателя к рабочему органу, т. е.

$$\Delta P = \Delta P_{\text{дв}} + \Delta P_{\text{мех.}} \quad (10-1)$$

Потери в двигателях можно условно разделить на постоянные (k) и переменные (v) потери, т. е.

$$\Delta P_{\text{дв}} = k + v. \quad (10-2)$$

Под постоянными подразумеваются потери мощности, не зависящие от тока нагрузки. К ним относятся потери в стали, механические потери от трения в подшипниках и вентиляционные потери. Для синхронных двигателей, а также двигателей постоянного тока с независимым воз-

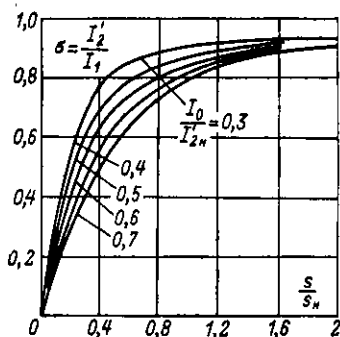


Рис. 10-1. Зависимость отношения токов ротора и статора асинхронного двигателя от относительного скольжения.

буждением к постоянным потерям могут быть отнесены потери в обмотках возбуждения. «Постоянные» потери в действительности не являются постоянными, т. е. неизменными. Они изменяются при изменении скорости двигателя, питающего напряжения, частоты сети. Однако при работе двигателя на естественной характеристике его скорость в большинстве случаев изменяется незначительно. Это позволяет принять постоянные потери неизменными по величине, и равными своему номинальному значению. Под переменными подразумевают потери мощности, зависящие от тока нагрузки, т. е. потери в меди обмоток двигателя, по которым протекает ток нагрузки.

Для двигателей постоянного тока

$$v = I_n^2 R_n = I_n^2 R_{\text{я}} \left(\frac{I_n}{I_n} \right)^2 = v_n \left(\frac{I_n}{I_n} \right)^2, \quad (10-3)$$

где индекс «н» относится к номинальным значениям тока и потерь.

Для асинхронных двигателей

$$\begin{aligned} v &= 3I_1^2 R_1 + 3I_2^2 R_2 = 3I_2^2 \left(R_2' + \frac{R_1}{\sigma^2} \right) \approx \\ &\approx 3I_{2n}^2 \left(R_2' + \frac{R_1}{\sigma_n^2} \right) \left(\frac{I_2}{I_{2n}} \right)^2 = v_n \left(\frac{I_2}{I_{2n}} \right)^2, \end{aligned} \quad (10-4)$$

где $\sigma = I_2'/I_1$ можно найти в зависимости от скольжения и тока холостого хода с помощью кривых на рис. 10-1; $\sigma_n = I_{2n}'/I_{1n} \approx 0,85 + 0,95$.

Для синхронных двигателей

$$v = 3I_1^2 R_1 = 3I_{1н}^2 R_1 \left(\frac{I_1}{I_{1н}} \right)^2 = v_n \left(\frac{I_1}{I_{1н}} \right)^2. \quad (10-5)$$

Обозначим кратность нагрузочного тока через x , т. е.

$x = I_n/I_n$ — для двигателей постоянного тока;

$x = I_2/I_{2н}$ — для асинхронных двигателей;

$x = I_1/I_{1н}$ — для синхронных двигателей.

Тогда переменные потери различных двигателей определяются одним выражением

$$v = v_n x^2. \quad (10-6)$$

При этом мощность потерь в двигателе

$$\Delta P = k + v_n x^2 = v_n (\alpha + x^2), \quad (10-7)$$

где $\alpha = k/v_n$ — коэффициент потерь.

Для большинства двигателей нормального исполнения в зависимости от номинальных мощности и скорости значение α изменяется в пределах от 0,5 до 2.

Потери в механических передачах определяются трением и могут быть приближенно представлены в виде

$$\Delta P_{\text{мех}} \approx \Delta P_{\text{тр0}} + \Delta P_{\text{тр}} \frac{M}{M_n}, \quad (10-8)$$

где $\Delta P_{\text{тр0}}$ — постоянная составляющая потерь трения;

$\Delta P_{\text{тр}}$ — дополнительная составляющая потерь трения, обусловленная передачей номинального момента нагрузки.

Коэффициент полезного действия нерегулируемого электропривода представляет собой отношение мощности на рабочем органе к мощности, потребляемой из сети:

$$\eta = \frac{P_{\text{р0}}}{P_1} = \frac{P_{\text{р0}}}{P_{\text{м}}} \frac{P_{\text{м}}}{P_1} = \eta_{\text{мех}} \eta_{\text{дв}},$$

где $\eta_{\text{мех}} = P_{\text{р0}}/P_{\text{м}}$ — к. п. д. механической передачи;

$\eta_{\text{дв}} = P_{\text{м}}/P_1$ — к. п. д. двигателя.

Если принять, что для рабочего участка естественной характеристики $x = I/I_n \approx P_{\text{м}}/P_{\text{м,н}}$, то для к. п. д. двигателя можно записать:

$$\eta_{\text{дв}} = \frac{P_{\text{м}}}{P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{дв}}} = \frac{x}{x + \frac{v_n}{P_n} (\alpha + x^2)}. \quad (10-9)$$

В номинальном режиме $x = 1$ и

$$\eta_n = \frac{1}{1 + \frac{v_n}{P_n} (1 + \alpha)}. \quad (10-10)$$

Зависимость к. п. д. от кратности нагрузки имеет максимум при

$$x_{\text{опт}} = \sqrt{\alpha},$$

равный

$$\eta_{\text{макс}} = \frac{1}{1 + 2\sqrt{\alpha} \frac{v_n}{P_n}}. \quad (10-11)$$

На рис. 10-2 показан характер зависимости η от x . Для двигателей, имеющих коэффициент потерь $\alpha < 1$,

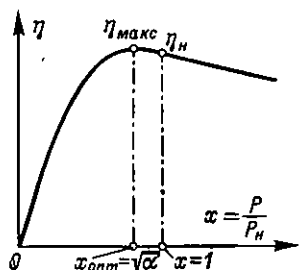


Рис. 10-2. Зависимость к. п. д. двигателя от относительной нагрузки.

максимум к. п. д. имеет место при нагрузках, меньших номинальной ($x_{\text{опт}} < 1$). Напротив, при $\alpha > 1$ $\eta_{\text{макс}}$ наступает при нагрузках, больших номинальной ($x_{\text{опт}} > 1$). Если $\alpha = 1$, то $x_{\text{опт}} = 1$ и $\eta_{\text{макс}} = \eta_n$. Номинальные значения к. п. д., как правило, растут с увеличением габаритов машины. Чем крупнее машина, тем труднее отводится ее тепло наружу. Поэтому с ростом мощности машины приходится уменьшать относительные электромагнитные

нагрузки, в частности плотность тока, что вызывает относительное уменьшение потерь и повышение к. п. д.

Для машин переменного тока важным энергетическим показателем является коэффициент мощности. Асинхронные двигатели потребляют от питающей сети значительную реактивную мощность, необходимую для создания рабочего магнитного потока машины и потоков рассеяния обмоток статора и ротора. Коэффициент мощности определяется выражением

$$\cos \varphi = \frac{P_a}{\sqrt{P_a^2 + P_p^2}},$$

где $P_a = M \omega_0 + 3I_1^2 R_1 + \Delta P_{\text{ст}}$ — активная мощность;
 $P_p = 3I_m^2 x_m + 3I_1^2 x_1 + 3I_2'^2 x_2'$ — реактивная мощность,

Выразим реактивную мощность через активную в виде

$$P_p = P_a \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi} - 1} = P_a \operatorname{tg} \varphi.$$

Для подавляющего большинства асинхронных двигателей $\cos \varphi_n \approx 0,8 \div 0,9$. Тогда

$$P_p \approx (0,5 \div 0,75) P_a,$$

т. е. асинхронные машины на 1 кВт активной мощности потребляют из сети 0,5—0,75 квар реактивной мощности. Чем ниже $\cos \varphi_n$, тем больше загружаются питающие сети реактивной мощностью, обуславливающей в них дополнительные потери. Номинальный коэффициент мощности зависит от мощности двигателей и их угловой скорости. С ростом номинальных мощности и скорости уменьшается объем машины, приходящийся на 1 кВт. Следовательно, относительно уменьшается реактивная мощность главного поля и полей рассеяния, т. е. повышается номинальный коэффициент мощности. $\cos \varphi$ существенно зависит от нагрузки на валу двигателя.

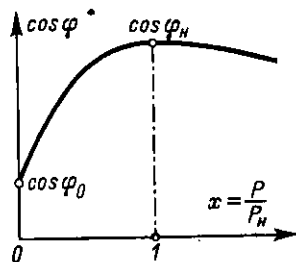


Рис. 10-3. Зависимость коэффициента мощности асинхронного двигателя от относительной нагрузки.

Характер этой зависимости показан на рис. 10-3. Если нагрузка отсутствует ($P_m = 0$), то двигатель потребляет незначительную активную мощность, практически равную постоянным потерям ($P_a = K$), и значительную реактивную мощность, расходуемую в основном на создание главного поля машины ($P_p \approx 3I_\mu^2 x_\mu$). $\cos \varphi$ при этом мал. С ростом нагрузки потребление реактивной мощности вначале изменяется незначительно, так как мощность главного поля ($3I_\mu^2 x_\mu$) несколько снижается из-за уменьшения намагничивающего тока, а мощность полей рассеяния ($3I_1^2 x_1 + 3I_2^2 x_2$) незначительно увеличивается. При этом $\cos \varphi$ растет. При дальнейшем увеличении нагрузки реактивная мощность за счет потоков рассеяния увеличивается в большей степени, чем активная мощность, и $\cos \varphi$ уменьшается.

У синхронного двигателя коэффициент мощности в зависимости от нагрузки изменяется, равно как и у асинхронного двигателя. В отличие от асинхронного синхрон-

ный двигатель допускает регулирование $\cos \varphi$ изменением своего тока возбуждения. С увеличением тока возбуждения уменьшается доля тока статора в создании результирующего поля машины. Уменьшение реактивного тока статора обуславливает повышение $\cos \varphi$ машины. При неко-

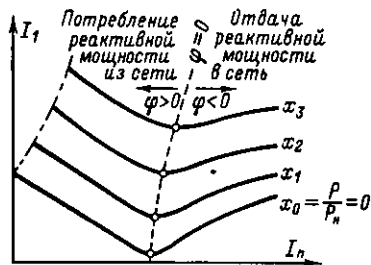


Рис. 10-4. Регулировочные характеристики возбуждения синхронного двигателя.

тором значении тока возбуждения результирующее поле и поле рассеяния создаются только за счет обмотки возбуждения. Реактивный ток цепи статора обращается в нуль, и коэффициент мощности двигателя равен единице. При дальнейшем увеличении тока возбуждения в цепи статора появляется реактивный ток с опережающей фазой. Двигатель работает генератором реактивной

энергии с отдачей этой энергии в сеть. Возможные режимы синхронного двигателя в отношении реактивной мощности характеризуются так называемыми U-образными кривыми (рис. 10-4). Минимальное значение тока статора имеет место при $\cos \varphi = 1$, когда машина потребляет из сети только активный ток.

10-2. ПОТЕРИ МОЩНОСТИ В УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМАХ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Выбор того или иного способа регулирования скорости двигателей определяется в конечном счете его экономичностью. Понятие экономичности способа регулирования весьма многогранное, включающее в себя большое число факторов. Сюда относятся капитальные затраты и эксплуатационные расходы, надежность работы, количество изготавливаемых электроприводов, их назначение и т. п. Трудно установить общий критерий, определяющий выбор того или иного способа регулирования. В каждом конкретном случае выбору способа регулирования электропривода должно предшествовать его подробное технико-экономическое обоснование. Тем не менее, чтобы сделать общую оценку экономичности способа регулирования, воспользуемся такими энергетическими показателями, как

потери и расход электроэнергии при работе электропривода на регулировочных характеристиках. Очевидно, что при прочих равных условиях большей экономичностью будет обладать электропривод с меньшими потерями и расходом электроэнергии.

В энергетическом отношении регулируемый электропривод можно представить состоящим из источника $И$, потребителя $П$ электроэнергии и рабочего органа $РО$ (рис. 10-5). Источником служит сеть или преобразователь, питающий двигатели электрической энергией. Потребителем являются двигатели, включенные по определенной схеме. На рабочем органе расходуется механическая энергия, полученная от двигателей. При этом, если момент сопротивления не зависит от скорости или увеличивается с ее ростом, то регулирование скорости приводит к соответствующему регулированию механической мощности на рабочем органе. Изменение механической мощности может быть достигнуто различными путями. На пути потока электроэнергии ставится регулятор, отбирающий часть энергии (рис. 10-5, а). К такому способу регулирования относится реостатный, где регулятором служат дополнительные сопротивления в силовых цепях двигателей. Уменьшить механическую мощность на рабочем органе можно и за счет выделения дополнительных потерь не в регуляторе, а в самом потребителе (двигателе), воздействуя на него соответствующим образом (рис. 10-5, б). Так, в схемах несимметричного включения, а также при дроссельном регулировании асинхронных двигателей за

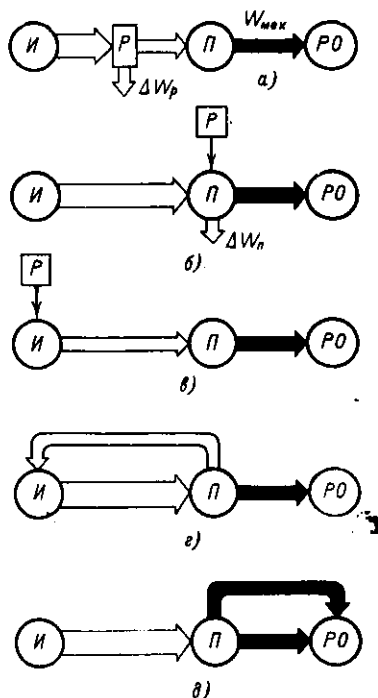


Рис. 10-5. Энергетические схемы систем электропривода при регулировании скорости параметрическим способом (а и б); в системе УП—Д (в); в электрических (г) и электромеханических (д) каскадах.

счет снижения магнитного потока при том же моменте двигателя возрастают токи и потери в самой машине. Таким образом, параметрические способы регулирования скорости, а именно: реостатный, шунтированием якоря, дроссельный и несимметричные включения асинхронных двигателей, оказываются в указанном выше смысле неэкономичными. Здесь регулирование осуществляется за счет выделения дополнительных потерь в регуляторах или в самих двигателях.

Существенно экономичней регулировать поток механической энергии можно не за счет дополнительных потерь, а путем уменьшения общего потока электроэнергии от источника при соответствующем воздействии на него (рис. 10-5, *в*). К такому способу относится регулирование скорости по системе управляемый преобразователь — двигатель на постоянном и переменном токе.

Экономичным окажется регулирование, если, не изменяя основного потока электроэнергии от источника к потребителю, уменьшать механическую мощность за счет рекуперации излишней энергии источнику (рис. 10-5, *г*). Это относится к каскадным схемам включения асинхронного двигателя с возвратом потерь скольжения в сеть (электрические каскады). Наконец, потери в потребителе можно полезно реализовать, а именно направить дополнительно к рабочему органу (рис. 10-5, *д*), что имеет место в электромеханических каскадных схемах, в которых энергия скольжения передается на вал. Если пренебречь потерями на пути потока энергии, то в данном случае вся электрическая энергия преобразуется в механическую и полностью передается на рабочий орган. Этот способ относится к регулированию скорости с постоянной мощностью на валу. При снижении скорости механическая мощность основного двигателя снижается на величину потерь скольжения, а вспомогательного двигателя — на столько же увеличивается. В результате суммарная мощность на валу остается неизменной при возрастающем обратно пропорционально скорости моменте сопротивления.

Если регулирование скорости вниз от номинальной с постоянной механической мощностью осуществляется параметрическим способом, то электрическая мощность, потребляемая от источника, не остается постоянной. Со снижением скорости возрастают потери в двигателе и дополнительных сопротивлениях и потребляемая от источ-

ника мощность возрастает. При этом потери за счет возрастающего момента сопротивления будут большими, чем в случае с постоянным или убывающим M_c . Поэтому регулирование скорости вниз с постоянной мощностью на валу — наиболее неблагоприятный случай для параметрического способа. При регулировании скорости вверх от номинальной $P_0 = \text{const}$ электрическая мощность может оставаться неизменной и в параметрическом способе регулирования. Так, с уменьшением магнитного потока двигателя постоянного тока с независимым возбуждением ток якоря и потребляемая мощность остаются постоянными. Этот способ регулирования, не вызывающий дополнительных потерь, оказывается весьма экономичным.

Исходя из принципа регулирования, наиболее экономичным можно считать способ регулирования скорости по системе УП—Д (рис. 10-5, в). Здесь в соответствии с требующейся механической мощностью источник выделяет необходимую электрическую мощность.

Приведенная сравнительная оценка характеризует экономичность способов регулирования скорости лишь в общих чертах. В расчет принимались только дополнительные потери в силовых регуляторах и двигателях, возникающие при регулировании скорости. Может оказаться, что в конкретных условиях «экономичный» способ будет уступать «неэкономичному». Например, в установках мощностью до нескольких киловатт и небольшим диапазоном регулирования система Г—Д характеризуется большими потерями и потребляемой мощностью, чем асинхронный двигатель с реостатным регулированием. Чтобы сделать вывод об экономической целесообразности конкретного регулируемого электропривода, необходимо прежде всего определить полные потери во всех его элементах.

а) Потери в регулируемом электроприводе с двигателем постоянного тока независимого возбуждения

У двигателя постоянного тока с независимым возбуждением его постоянные потери складываются из потерь в цепи возбуждения k_v , механических k_m и дополнительных потерь в стали k_c . Без большой ошибки можно при-
нять, что

$$k_m + k_c = (k_m + k_c)_H \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2, \quad (10-12)$$

где $(k_m + k_c)_H$ — потери механические и в стали двигателя при его номинальной скорости.

Переменные потери в якорной цепи двигателя равны:

$$v = I_H^2 R_{я\Sigma} = M (\omega_{ор} - \omega), \quad (10-13)$$

где $\omega_{ор}$ — скорость идеального холостого хода двигателя, соответствующая его регулировочной характеристике;

$R_{я\Sigma}$ — результирующее сопротивление якорной цепи, включающее в себя и внутреннее активное сопротивление преобразователя.

При регулировании скорости изменением напряжения с $M_c = \text{const} = M_H$ ток якоря остается неизменным и равным номинальному. Неизменными останутся при регулировании и переменные потери:

$$v = v_H = \text{const}. \quad (10-14)$$

При реостатном способе регулирования переменные потери не остаются постоянными, а растут пропорционально относительному перепаду скорости δ

$$v = M \omega_0 \delta, \quad (10-15)$$

где $\delta = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$.

Суммарные потери для двигателя и его якорной цепи

$$\Delta P_{дв} = k_v + (k_m + k_c)_H \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2 + M (\omega_{ор} - \omega). \quad (10-16)$$

При регулировании скорости ослаблением поля двигателя с $P_c = \text{const}$ ток возбуждения за счет насыщения магнитной системы изменяется в большей степени, чем магнитный поток. Кривую намагничивания в пределах изменения тока возбуждения от нуля до номинального значения можно приближенно аппроксимировать аналитически:

$$\frac{I_B}{I_{B.H}} \approx \left(\frac{\Phi}{\Phi_H} \right)^m = \left(\frac{\omega_0}{\omega_{ор}} \right)^m \approx \left(\frac{\omega_H}{\omega} \right)^m, \quad (10-17)$$

где $1 < m < 2$; ω_0 — скорость идеального холостого хода на естественной характеристике.

Тогда постоянные потери определяются так:

$$k = k_{B.H} \left(\frac{\omega_H}{\omega} \right)^m + (k_m + k_c)_H \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2. \quad (10-18)$$

С некоторым приближением можно принять, что снижение потерь в цепи возбуждения при увеличении скорости

компенсируется увеличением механических потерь, т. е. в сумме постоянные потери остаются неизменными. Так как при регулировании с $P_0 = \text{const} = P_H$ имеем $I_H = \text{const} = I_H$, то и переменные потери не изменяются. Тогда можно считать, что суммарные потери в данном способе регулирования остаются постоянными:

$$\Delta P_{\text{дв}} \approx k_H + v_H = \Delta P_H = \text{const.} \quad (10-19)$$

При регулировании скорости изменением напряжения на якоре двигателя имеют место потери и в преобразователе. Для вращающегося преобразователя (генератора с приводным двигателем) постоянными потерями являются механические и потери в стали машин преобразователя. Так как скорость преобразователя изменяется незначительно, то его постоянные потери можно считать неизменными. Для статического преобразователя с полупроводниковыми вентилями постоянные потери определяются в основном потерями в стали силового трансформатора и анодных реакторов. Эти потери остаются практически неизменными. Следовательно, для управляемого преобразователя, статического или вращающегося,

$$k_H \approx \text{const} = k_{H.H.}, \quad (10-20)$$

где $k_{H.H.}$ — постоянные потери преобразователя в номинальном режиме его работы.

К переменным потерям статического преобразователя относятся потери в меди обмоток силового трансформатора и дросселей, а также потери в вентилях:

$$v_H = 3I_1^2 R_1 + 3I_2^2 R_2 + \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{др.}} \quad (10-21)$$

Последнее выражение можно записать в виде

$$v_H \approx (\Delta P_{\text{к.з}} + \Delta P_{\text{др.н}}) \left(\frac{I_H}{I_H} \right)^2 + \Delta P_{\text{в.н}} \frac{I_H}{I_H}, \quad (10-22)$$

где $\Delta P_{\text{к.з}}$ — потери трансформатора при опыте короткого замыкания;

$\Delta P_{\text{др.н}}$; $\Delta P_{\text{в.н}}$ — потери при номинальном токе якоря соответственно в уравнивательных и сглаживающих дросселях и вентилях.

Переменные потери вращающегося преобразователя состоят из потерь в меди обмоток статора и ротора приводного двигателя генератора. Потери в якоре генератора входят в результирующие потери якорной цепи, которые определяются по формуле (10-13).

6) Потери в регулируемом электроприводе с асинхронным двигателем

Для асинхронного двигателя к постоянным потерям относят механические потери k_m , потери в стали статора k_{c1} и ротора k_{c2} , а также потери в меди статора от намагничивающего тока I_μ , т. е.

$$k = k_m + k_{c1} + k_{c2} + 3I_\mu^2 R_1. \quad (10-23)$$

Для механических потерь можно без большой ошибки принять

$$k_m \approx k_{m.n} \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2, \quad (10-24)$$

где $k_{m.n}$ — механические потери при номинальной скорости двигателя.

Потери в стали (от вихревых токов и гистерезиса) пропорциональны квадрату амплитуды индукции B_m^2 и частоте в степени примерно 1,3. Принимая, что при регулировании скорости двигателя

$$\frac{B_m}{B_{m.n}} = \frac{E_1}{E_{1n}} \approx \frac{U}{U_n}$$

и что объемы шихтованной стали статора и ротора равны, можно получить выражение для суммарных потерь в стали в виде

$$k_c = k_{c1} + k_{c2} \approx k_{c1n} \left(\frac{U}{U_n} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_n} \right)^{1,3} + k_{c1n} \left(\frac{U}{U_n} \right)^2 \left(\frac{f_1 s}{f_n} \right)^{1,3}$$

или

$$k_c \approx k_{c1n} \left(\frac{U}{U_n} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_n} \right)^{1,3} (1 + s^{1,3}), \quad (10-25)$$

где k_{c1n} — потери в стали статора при номинальных частоте f_n и напряжении питания U_n .

При реостатном способе регулирования $U = U_n$, $f = f_n$. При этом

$$k_c \approx k_{c1n} (1 + s^{1,3}), \quad (10-26)$$

т. е. суммарные потери в стали при снижении скорости растут за счет роста потерь в стали ротора. С некоторым приближением можно принять, что увеличение потерь в стали компенсируется в диапазоне скоростей от номинальной до нуля снижением механических потерь. Тогда

$$k \approx \text{const} = k_{m.n} + 3I_\mu^2 R_1 + k_{c1n}. \quad (10-27)$$

При частотном регулировании рабочее скольжение двигателя остается небольшим на всем диапазоне изменения скоростей. Потерями в стали ротора в этом случае можно пренебречь. Тогда для случая регулирования по закону $U/f = \text{const}$ согласно (10-25) получим:

$$k_c \approx k_{c1n} \left(\frac{U}{f} \right)^2 \frac{f_{s,3}}{U_n^2 f_{1n}^3} = k_{c1n} \left(\frac{f}{f_n} \right)^{3,3}. \quad (10-28)$$

Переменные потери в цепях асинхронного двигателя определяются суммой

$$v \approx 3I_1'^2 R_1 + 3I_1'^2 R_{2\Sigma}' = M \omega_0 s \left(1 + \frac{R_1}{R_{2\Sigma}'} \right), \quad (10-29)$$

где R_1 — сопротивление цепи фазы статора;
 $R_{2\Sigma}'$ — приведенное сопротивление цепи фазы ротора.
 Если регулирование скорости осуществляется частотным способом при $M_c = \text{const} = M_n$, то перепад скорости $\Delta \omega = \omega_0 s = \text{const}$ и переменные потери остаются неизменными:

$$v = v_n = M_n = \omega_0 s_n \left(1 + \frac{R_1}{R_{2\Sigma}'} \right) = \text{const}. \quad (10-30)$$

При реостатном регулировании

$$v = M \omega_0 s \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \frac{R_2'}{R_2' + R_{2n}'} \right) = M \omega_0 s + M \omega_0 s_n \frac{R_1}{R_2'}, \quad (10-31)$$

где R_2' — приведенное сопротивление обмотки ротора;
 R_{2n}' — приведенное дополнительное сопротивление в цепи ротора.

Таким образом, переменные потери в роторной цепи определяются моментом и скольжением, а в статорной цепи они зависят только от момента. Если регулирование осуществляется с $M_c = \text{const}$, то потери в статоре постоянны, а в роторной цепи пропорциональны скольжению.

Для «вентиляторного» характера изменения момента сопротивления при

$$M_c = M_n \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \quad (10-32)$$

потери в роторной цепи определяются следующей зависимостью от скорости:

$$v_2 = M_n \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 (\omega_0 - \omega). \quad (10-33)$$

Дифференцирование выражения (10-33) по скорости позволяет определить максимум потерь в роторной цепи,

скорость и скольжение, при которых этот максимум имеет место:

$$\left. \begin{aligned} \omega_m &= \frac{2}{3} \omega_0; & s_m &= \frac{1}{3}; \\ v_{2m} &= \frac{4}{27} M_n \omega_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega_n} \right)^3 = \frac{4}{27} P_n \left(\frac{\omega_0}{\omega_n} \right)^3, \end{aligned} \right\} \quad (10-34)$$

где P_n — номинальная мощность на валу двигателя.

Потери в статорной цепи непрерывно убывают с уменьшением скорости:

$$v_1 = v_{2n} \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2. \quad (10-35)$$

Для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением и при «вентиляторном» моменте сопротивления потери в якорной цепи определяются также с помощью выражений (10-33) и (10-34).

10-3. ПОТЕРИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПРИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ ПЕРЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В общем случае определение потерь электроэнергии

$$\Delta W = \int_0^t \Delta P \, dt,$$

возникающих в приводе при переходных процессах, представляет собой сложную задачу. Суммарные потери мощности (ΔP) оказываются сложной функцией, зависящей от нагрузки на валу, от механической и электромагнитной инерционности двигателя и т. п. Кроме того, отдельные составляющие потерь по-разному изменяются в переходных процессах.

Чтобы лучше понять физическую сторону возникновения потерь в переходных процессах электропривода, упростим задачу, сделав некоторые допущения. Будем рассматривать только активные потери, имеющие место в рабочих цепях двигателей при отсутствии момента сопротивления $M_c = 0$. Будем пренебрегать электромагнитной инерционностью двигателя и постоянными потерями. Заметим, что допущение в отношении постоянных потерь оправдано в большинстве случаев, так как они составляют лишь незначительную часть от переменных потерь в переходных процессах. Допущение $M_c = 0$ оправдано тем, что электроприводы часто работают в пере-

ходных процессах вхолостую, когда их момент сопротивления весьма незначителен. К тому же допущение $M_0 = 0$ позволяет исключить потери от нагрузки и рассмотреть только те потери, которые вызываются самим фактом переходного процесса.

При $M_0 = 0$ электро-механическое преобразование энергии имеет место только в переходных процессах. В установившемся режиме оно отсутствует, так как двигатель не совершает механической работы.

Баланс энергий, участвующих в электро-механическом преобразовании, объединяет кинетическую энергию вращающихся частей привода W_k , электрическую энергию силовых обмоток двигателя (W_0) и потери электроэнергии в этих обмотках (ΔW)

$$W_0 - W_k = \Delta W. \quad (10-36)$$

При анализе потерь электропривод рассматривается как механическое звено, к которому подводится электрическая энергия (рис. 10-6, а). Для такого механического звена кинетическая энергия представляет собой функцию одной переменной — угловой скорости:

$$W_k = J \frac{\omega^2}{2}.$$

Производная кинетической энергии по скорости, равная количеству движения, пропорциональна угловой скорости

$$\frac{dW_k}{d\omega} = J\omega. \quad (10-37)$$

Приращение кинетической энергии при изменении скорости двигателя в пределах от $\omega_{нач}$ до $\omega_{кон}$ определяется

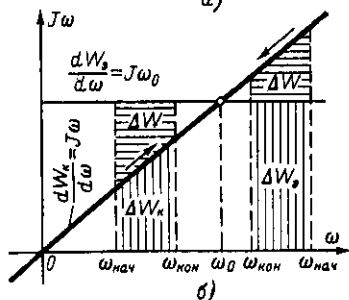
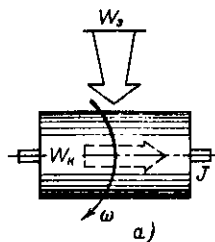


Рис. 10-6. Электро-механическое звено привода (а) и графическое определение потерь электроэнергии в нем при переходных процессах вхолостую (б).

интегралом

$$\Delta W_k = \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega_{\text{кон}}} J \omega d\omega = J \frac{\omega_{\text{кон}}^2 - \omega_{\text{нач}}^2}{2} = J \frac{\omega_{\text{нач}} + \omega_{\text{кон}}}{2} \Delta\omega, \quad (10-38)$$

где $\Delta\omega = \omega_{\text{кон}} - \omega_{\text{нач}}$.

Графически величина ΔW_k в соответствии с (10-38) изображается площадью, ограниченной лучом $J\omega$ и осью абсцисс в пределах изменения скоростей от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$ (рис. 10-6, б).

При увеличении скорости, когда $|\omega_{\text{кон}}| > |\omega_{\text{нач}}|$ и $\Delta W_k > 0$, маховые массы привода накапливают кинетическую энергию. При уменьшении скорости, когда $|\omega_{\text{кон}}| < |\omega_{\text{нач}}|$ и $\Delta W_k < 0$, эти маховые массы отдадут накопленную энергию.

При одном и том же значении ΔW_k подводимая к механическому звену электрическая энергия может быть различна в зависимости от способов ее передачи и энергетических свойств двигателя. Если передаваемую на механическое звено мощность можно представить как

$$P_a = M\omega_0, \text{ где } \omega_0 = \text{const},$$

то соответствующая ей электрическая энергия с учетом уравнения $M = Jd\omega/dt$ выражается следующим образом:

$$W_a = \int_0^\infty M\omega_0 dt = \int_0^\omega J\omega_0 d\omega = J\omega_0\omega. \quad (10-39)$$

Производная этой энергии по скорости оказывается постоянной и равной количеству движения привода в установившемся режиме:

$$\frac{dW_a}{d\omega} = J\omega_0 = \text{const}. \quad (10-40)$$

Таким энергетическим свойством (10-40) обладают двигатели постоянного тока с независимым возбуждением и асинхронные двигатели. Можно сказать, что при включении их в сеть они задают для ротора постоянное количество движения $J\omega_0$. Изменение электрической энергии, соответствующее изменению скорости в пределах от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$, определяется интегралом

$$\Delta W_a = \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega_{\text{кон}}} J\omega_0 d\omega = J\omega_0 \Delta\omega; \quad (10-41a)$$

$$\Delta W_a = J\omega_0^2 (s_{\text{нач}} - s_{\text{кон}}), \quad (10-41b)$$

где

$$s_{\text{нач}} = (\omega_0 - \omega_{\text{нач}})/\omega_0; \quad s_{\text{кон}} = (\omega_0 - \omega_{\text{кон}})/\omega_0.$$

Для асинхронных двигателей $s_{\text{нач}}$ и $s_{\text{кон}}$ означают соответствующие скольжения, а для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением они представляют собой относительные перенады скорости:

$$s_{\text{нач}} = \delta_{\text{нач}}; \quad s_{\text{кон}} = \delta_{\text{кон}}.$$

В соответствии с (10-41а) ΔW_s графически изображается площадью прямоугольника, ограниченного горизонталью $J\omega_0$ и осью абсцисс в пределах скоростей от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$. При $\Delta W_s > 0$ энергия подводится к механическому звену, а при $\Delta W_s < 0$ она направляется в сеть.

Потери электроэнергии в якорной цепи двигателя постоянного тока или в роторной цепи асинхронного двигателя определяются в соответствии с (10-36), (10-38) и (10-41):

$$\begin{aligned} \Delta W &= J\omega_0 \Delta\omega - J \frac{\omega_{\text{нач}} + \omega_{\text{кон}}}{2} \Delta\omega = \\ &= J(\omega_{\text{кон}} - \omega_{\text{нач}}) \left(\omega_0 - \frac{\omega_{\text{нач}} + \omega_{\text{кон}}}{2} \right) \end{aligned} \quad (10-42a)$$

или

$$\Delta W = J \frac{\omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2). \quad (10-42b)$$

Графически потери ΔW определяются как разность площадей для ΔW_s и ΔW_n (10-36).

В частном случае, когда конечной скоростью переходного процесса является скорость установившегося режима, т. е. в данном случае при $\omega_{\text{кон}} = \omega_0$

$$\Delta W = J \frac{\Delta\omega^2}{2}, \quad \text{где } \Delta\omega = \omega_0 - \omega_{\text{нач}}. \quad (10-43)$$

Общее выражение для потерь (10-42) можно получить интегрированием мощности потерь, которая для якорной цепи двигателя постоянного тока с независимым возбуждением и роторной цепи асинхронного двигателя определяется выражением

$$\Delta P = M\omega_0 s.$$

Тогда с учетом уравнения $M = J \frac{d\omega}{dt}$ получим:

$$\Delta W = \int_0^t \Delta P dt = \int_0^t M\omega_0 s dt = \int_{s_{\text{кон}}}^{s_{\text{нач}}} J\omega_0^2 ds = J \frac{\omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2).$$

Для определения величин $\Delta W_{\text{в}}$ и ΔW в конкретном переходном процессе в выражения (10-41) и (10-42) подставляются соответствующие данному переходному процессу значения $\omega_{\text{нач}}$, $\omega_{\text{кон}}$ или $s_{\text{нач}}$, $s_{\text{кон}}$.

Для пуска $\omega_{\text{нач}} = 0$; $\omega_{\text{кон}} = \omega_0$; $s_{\text{нач}} = 1$; $s_{\text{кон}} = 0$

$$\Delta W = J \frac{\omega_0^2}{2}; \quad \Delta W_{\text{в}} = 2J \frac{\omega_0^2}{2}.$$

Для динамического торможения $\omega_{\text{нач}} = \omega_0$; $\omega_{\text{кон}} = 0$; $s_{\text{нач}} = 1$; $s_{\text{кон}} = 0$

$$\Delta W = J \frac{\omega_0^2}{2}; \quad \Delta W_{\text{в}} = 0.$$

Для торможения противовключением $\omega_{\text{нач}} = \omega_0$; $\omega_{\text{кон}} = 0$; $s_{\text{нач}} = 2$; $s_{\text{кон}} = 1$

$$\Delta W = 3J \frac{\omega_0^2}{2}; \quad \Delta W_{\text{в}} = J \frac{\omega_0^2}{2}.$$

Для реверса $\omega_{\text{нач}} = \omega_0$; $\omega_{\text{кон}} = -\omega_0$; $s_{\text{нач}} = 2$; $s_{\text{кон}} = 0$

$$\Delta W = 4J \frac{\omega_0^2}{2}; \quad \Delta W_{\text{в}} = 0.$$

Из выражений (10-42) следует интересное свойство для потерь электроэнергии в цепи якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением и в цепи ротора асинхронного двигателя при переходных процессах этих двигателей вхолостую: потери не зависят от электрических параметров машины и определяются механическими параметрами, а именно запасом кинетической энергии привода в установившемся режиме и пределами изменения скоростей. Это означает, что, например, потери остаются постоянными при прямом пуске в одну ступень и при реостатном пуске в несколько ступеней. Подчеркнем, что отмеченное свойство справедливо в пределах принятых допущений и при условии, что мощность двигателя, передаваемая на механическое звено привода, представляется как произведение $M\omega_0$, где $\omega_0 = \text{const}$. Другими словами, в данном случае энергетическим источником для механического звена является «источник постоянной скорости».

Интересно отметить, что полученные соотношения между энергиями $\Delta W_{\text{к}}$, $\Delta W_{\text{в}}$ и ΔW носят общий характер. Они сохраняются во всех случаях, когда потребитель энергии, величина которой определяется формулой $kx^2/2$, питается от источника, у которого $x = \text{const}$. Такие соотношения справедливы для конденсатора, заряжающегося

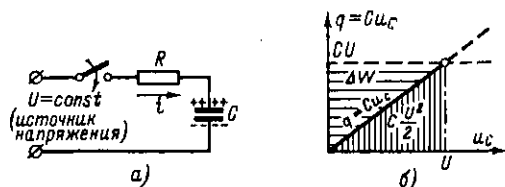


Рис. 10-7. Схема включения (а) и диаграмма зарядки конденсатора (б) от источника постоянного напряжения.

от источника постоянного напряжения (рис. 10-7), для индуктивной катушки, получающей питание от источника тока (рис. 10-8).

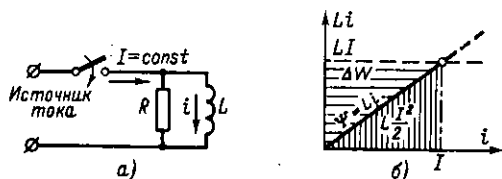


Рис. 10-8. Схема включения индуктивной катушки на источник тока (а) и диаграмма нарастания электромагнитной энергии в ней (б).

Для асинхронного двигателя важно определить потери не только в роторной, но и в статорной цепи. С учетом принятых допущений мощность потерь в статоре можно выразить через соответствующие мощности потерь в роторной цепи:

$$v_1 = 3I_2'^2 R_1 = v_2 \frac{R_1}{R_2'}.$$

Тогда выражения для потерь электроэнергии в статорной цепи и суммарных переменных потерь асинхронного двигателя получат вид:

$$\Delta W_1 = \Delta W_2 \frac{R_1}{R_2'} = J \frac{\omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2) \frac{R_1}{R_2'}; \quad (10-44a)$$

$$\Delta W = \Delta W_1 + \Delta W_2 = J \frac{\omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2) \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right). \quad (10-44b)$$

Из (10-44a) следует, что потери энергии в статорной цепи зависят от соотношения активных сопротивлений

статорной и роторной цепей. Это означает, что эти потери, например при пуске, изменяются в зависимости от способа пуска. Так, введением в роторную цепь дополнительного сопротивления, не изменяя потерь энергии в роторной цепи, можно уменьшить потери в статорной цепи.

Для электроприводов, у которых переходные процессы занимают значительное время в рабочем цикле, важной проблемой является уменьшение потерь. При снижении потерь повышаются энергетические показатели работы привода, облегчается тепловой режим двигателя. Из выра-

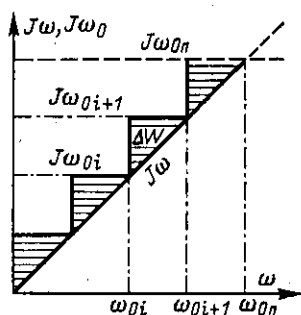


Рис. 10-9. Графическое определение потерь электроэнергии для пуска при ступенчатом изменении скорости холостого хода двигателя.

при пуске ω_0 увеличивается ступенчато, то электрическая энергия поступает на механическое звено парциально, уменьшенными дозами, что обеспечивает на каждой ступени в пределах изменения скоростей от $\omega_{нач} = \omega_{0i}$ до $\omega_{кон} = \omega_{0i+1}$ пониженные потери (рис. 10-9). Согласно (10-43) потери на i -й ступени равны:

$$\Delta W_i = J \frac{\Delta \omega_i^2}{2}.$$

При n -ступенчатом пуске суммарные потери составляют:

$$\Delta W = \sum_{i=1}^n J \frac{\Delta \omega_i^2}{2} = \frac{J}{2} \sum_{i=1}^n \Delta \omega_i^2.$$

Если изменения скоростей $\Delta\omega_i$ равны на всех ступенях, то $\Delta\omega_i = \omega_{0n}/n$ и

$$\Delta W = J \frac{\omega_{0n}^3}{2n}, \quad (10-45)$$

где ω_{0n} — максимальная скорость холостого хода двигателя, соответствующая последней ступени.

Практически рассматриваемый способ пуска может быть реализован, например на асинхронном многоскоростном двигателе с переключением числа пар полюсов. Так, двухскоростной двигатель при пуске включают вначале на низкую скорость ω_{02} , а при скорости, близкой к ω_{02} , переключают на высокую скорость ω_{01} (рис. 10-10). Если $\omega_{01} = 2\omega_{02}$, то согласно (10-45) потери при ступенчатом пуске составляют:

$$\Delta W_{\text{п}} = \frac{1}{2} J \frac{\omega_{01}^3}{2},$$

т. е. половину от потерь при прямом пуске на высокую скорость.

Сокращаются потери и при ступенчатом торможении. При этом двигатель сначала переводят на механическую характеристику с большим числом полюсов, чем осуществляется генераторное торможение с отдачей энергии в сеть, а затем уменьшением числа полюсов и сменой чередования фаз на двигателе переводят его в режим торможения противовключением (рис. 10-10). При этом в соответствии с (10-42б) потери при ступенчатом торможении составят:

$$\Delta W_{\text{т}} = J \frac{\omega_{02}^3}{2} + J \frac{\omega_{01}^3}{2} \left[\left(\frac{3}{2} \right)^3 - 1 \right] = \frac{3}{2} J \frac{\omega_{01}^3}{2},$$

т. е. также половину от потерь при торможении противовключением в одну ступень.

Для двухдвигательного привода постоянного тока имеется возможность осуществлять ступенчатый пуск и торможение переключением якорей с последовательного соединения на параллельное. В этом случае на якорь

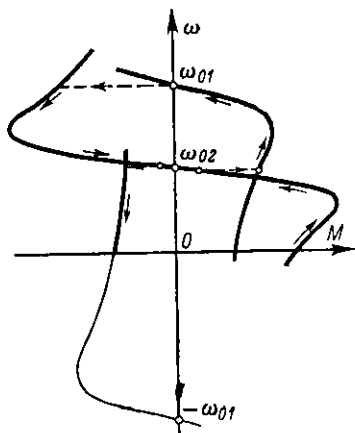


Рис. 10-10. Ступенчатый пуск и торможение асинхронного двухскоростного двигателя.

каждого двигателя изменяется вдвое напряжение, а значит, и соответствующая ему скорость холостого хода.

В переходных процессах под нагрузкой динамический момент привода, а значит, и время переходных процессов зависят от момента сопротивления. Так как при пуске под нагрузкой время разгона двигателя увеличивается, то возрастут и потери энергии по сравнению с таковыми при пуске вхолостую. Напротив, при торможении с моментом сопротивления на валу двигателя время переходного процесса и потери энергии окажутся меньшими, чем при

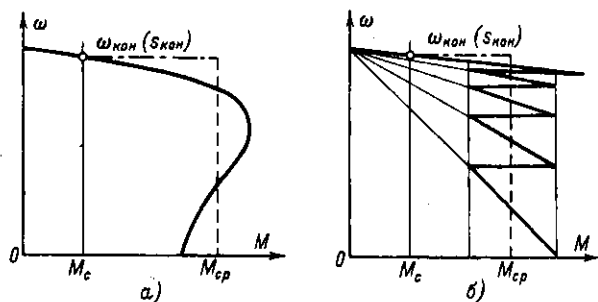


Рис. 10-11. Определение среднепускового момента при прямом (а) и при ступенчатом пуске асинхронного двигателя (б).

торможении вхолостую. Потери энергии в переходных процессах под нагрузкой можно определить в общем случае интегрированием по времени квадрата тока в силовых обмотках двигателей.

Для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением и асинхронных двигателей потери электроэнергии в переходных процессах при $M_c = \text{const}$ можно приблизительно определить, если за время переходного процесса момент двигателя изменяется в небольших пределах. Тогда

$$\Delta W = \int_0^t M \omega_0 s \, dt = \int_{s_{\text{кон}}}^{s_{\text{нач}}} \frac{M}{M - M_c} \omega_0 s \, ds.$$

Приняв в данном случае $M \approx M_{\text{ср}} \approx \text{const}$ в пределах от $s_{\text{нач}}$ до $s_{\text{кон}}$ (рис. 10-11), получим после интегрирования

$$\Delta W \approx \frac{M_{\text{ср}}}{M_{\text{ср}} - M_c} J \frac{\omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2). \quad (10-46)$$

10-4. ПОТЕРИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПРИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЯЕМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ

Система управляемый вентильный преобразователь — двигатель (рис. 8-23) относится к регулируемому электроприводу. Переходные процессы осуществляются путем плавного изменения питающего напряжения для двигателей постоянного тока. Для асинхронных двигателей при частотном способе управления одновременно с напряжением изменяется и частота. При плавном изменении величин U и f источник задает накопителю энергетический уровень ω_0 не скачком, а постепенно. При этом разница между скоростью ω_0 , задаваемой источником и скоростью ω , приобретаемой ротором, оказывается меньшей, чем при скачкообразном изменении ω_0 . Следовательно, уменьшаются и потери. В пределе, если $M_c = 0$ и задающая скорость ω_0 изменяется неограниченно медленно, то скорость ротора двигателя успевает полностью следовать за ней. Энергия, отдаваемая источником, будет целиком расходоваться на кинетическую энергию ротора. Потери энергии при этом отсутствуют. В другом крайнем случае, когда ω_0 изменяется неограниченно быстро, т. е. источник задает необходимую угловую скорость скачком, якорь или ротор не успевают мгновенно приобрести заданный уровень кинетической энергии. Часть энергии, отдаваемой источником, расходуется в виде потерь. Отставание скорости двигателя от заданной будет в данном случае наибольшим, что вызывает и наибольшие потери энергии.

Рассмотрим, как зависят потери энергии при пуске в системе УП—Д от темпа линейного нарастания во времени величины ω_0 , задаваемого преобразователем.

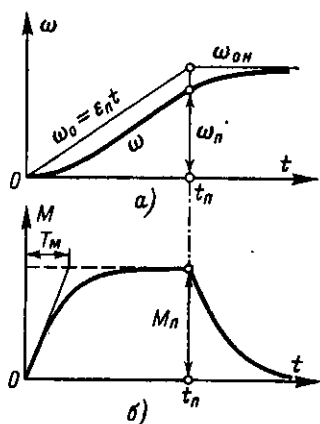


Рис. 10-12. Графики изменения скорости (а) и момента (б) двигателя в системе УП—Д при пуске вхолостую.

На рис. 10-12 показаны зависимости от времени ω_0 , ω и M при пуске вхолостую. В соответствии с (8-75) — (8-77) для интервала времени $0 < t < t_n$

$$\omega_0 = \varepsilon_n t;$$

$$\omega = \varepsilon_n t - T_m \varepsilon_n \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right); M = J \varepsilon_n \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right);$$

для последующего интервала времени $t > t_n$

$$\omega_0 = \text{const} = \omega_{0n};$$

$$\omega = (\omega_n - \omega_{0n}) e^{-\frac{t}{T_m}} + \omega_{0n};$$

$$M = M_n e^{-\frac{t}{T_m}}.$$

Потери энергии в якорной цепи двигателя постоянного тока независимого возбуждения или роторной цепи асинхронного двигателя на всем интервале времени пуска с учетом (10-36) и (10-38) определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta W_n &= \int_0^{t_n} M (\omega_0 - \omega) dt + J \frac{\omega_{0n}^2}{2} s_n^2 = \\ &= \int_0^{t_n} J \varepsilon_n^2 T_m \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right)^2 dt + J \frac{\omega_{0n}^2}{2} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_m}}\right)^2. \end{aligned}$$

После интегрирования и преобразований получим:

$$\Delta W_n = J \frac{\omega_{0n}^2}{2} 2 \left(\frac{T_m}{t_n}\right)^2 \left(\frac{t_n}{T_m} - 1 + e^{-\frac{t_n}{T_m}}\right) \quad (10-47)$$

или

$$\Delta W_n = J \varepsilon_n^2 T_m^2 \left(\frac{t_n}{T_m} - 1 + e^{-\frac{t_n}{T_m}}\right). \quad (10-48)$$

Параметр

$$\alpha_n = 2 \left(\frac{T_m}{t_n}\right)^2 \left(\frac{t_n}{T_m} - 1 + e^{-\frac{t_n}{T_m}}\right) \quad (10-49)$$

меньше единицы и характеризует уменьшение потерь по сравнению с прямым пуском, когда напряжение и частота задаются скачком. Зависимость α_n от t_n/T_m представлена

на рис. 10-13. В большинстве практических случаев время пуска t_n системы УП—Д, задаваемое преобразователем, примерно в 5—10 раз превышает механическую постоянную времени электропривода T_m . При этом

$$\alpha_n \approx 2 \left(\frac{T_m}{t_n} \right)^2 \left(\frac{t_n}{T_m} - 1 \right) \quad (10-50)$$

и потери энергии снижаются примерно в 3—5 раз по сравнению с потерями при пуске с неизменным напряжением.

Для привода переменного тока с преобразователем частоты суммарные потери в роторной и статорной цепях

$$\Delta W_n = J \frac{\omega_0^2}{2} \alpha_n \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right), \quad (10-51)$$

где R_1 — результирующее активное сопротивление фазы статорной цепи системы УП—Д.

Потери энергии для процессов торможения и реверса при линейном снижении ω_0 определяются, как и для пуска в соответствии с (10-47).

Действительно, при торможении и реверсе график изменения момента, а значит, и тока отличается от такового при пуске только знаком. Темп изменения момента и его максимальное значение определяются в переходных процессах входостую только механической постоянной времени привода и ускорением, задаваемым преобразователем. Следовательно, при одном и том же ϵ_n потери энергии при торможении равны потерям при пуске. При реверсе время t_n в 2 раза больше, чем при пуске, при одном и том же ускорении и потери энергии в соответствии с (10-47) возрастают в

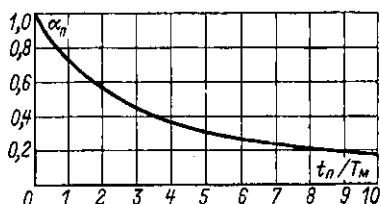


Рис. 10-13. Коэффициент уменьшения потерь при пуске в системе УП—Д постоянного тока по сравнению с прямым пуском двигателя при $U = \text{const}$.

$$2 \frac{1 - \frac{1}{2} \frac{T_m}{t_n} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_m}} \right)}{1 - \frac{T_m}{t_n} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_m}} \right)} \text{ раз,}$$

т. е. больше чем в 2 раза.

Если на валу двигателя имеется момент сопротивления $M_c = \text{const}$, то момент двигателя

$$M = M_c + M_{\text{дин}},$$

где $M_{\text{дин}} = J e_{\Pi} (1 - e^{-t/T_M})$ для $0 \leq t \leq t_{\Pi}$;

$$M_{\text{дин}} = J e_{\Pi} e^{-t/T_M} \quad \text{для} \quad t > t_{\Pi}.$$

Для системы УП—Д на постоянном токе можно записать:

$$\begin{aligned} \Delta W &= \int_0^t I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}} dt = \int_0^t (I_c + I_{\text{дин}})^2 R_{\text{я}} dt = \\ &= \int_0^t I_c^2 R_{\text{я}} dt + \int_0^t I_{\text{дин}}^2 R_{\text{я}} dt \pm 2 \int_0^t I_c I_{\text{дин}} R_{\text{я}} dt. \end{aligned}$$

Таким образом, потери электроэнергии в переходных процессах под нагрузкой складываются из трех составляющих потерь:

$$\int_0^t I_{\text{дин}}^2 R_{\text{я}} dt = J \frac{\omega_{0\Pi}^2}{2} \alpha_{\Pi} = \Delta W_0$$

— потерь в переходных процессах холостую;

$$\int_0^t I_c^2 R_{\text{я}} dt = M_c \Delta \omega_c t_{\Pi.П} = P_c \delta_c t_{\Pi.П}$$

— потерь, обусловленных моментом нагрузки;

$$2 \int_0^t I_c I_{\text{дин}} R_{\text{я}} dt$$

— дополнительной составляющей потерь.

Так как $I_{\text{дин}} = M_{\text{дин}}/k\Phi$, то

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} I_{\text{дин}}^2 R_{\text{я}} dt &= \int_0^{t_{\Pi}} J e_{\Pi} \frac{R_{\text{я}}}{k\Phi} (1 - e^{-t/T_M}) dt + \\ &+ \int_{t_{\Pi}}^{\infty} J e_{\Pi} \frac{R_{\text{я}}}{k\Phi} (1 - e^{-t/T_M}) e^{-t/T_M} dt = \\ &= \frac{J e_{\Pi} R_{\text{я}}}{k\Phi} [t_{\Pi} - T_M + T_M e^{-t_{\Pi}/T_M} (2 - e^{-t_{\Pi}/T_M})]. \end{aligned}$$

Учитывая, что $T_m = J/\beta = JR_{\pi}/(k\Phi)^2$, получаем:

$$\int_0^{\infty} I_{\text{дин}} dt = k\Phi e_{\pi} T_m^2 \left[\frac{t_{\pi}}{T_m} - 1 + e^{-t_{\pi}/T_m} (2 - e^{-t/T_m}) \right]. \quad (10-52)$$

Окончательно для результирующих потерь энергии имеем:

$$\Delta W = \Delta W_0 + P_c \delta_c t_{\pi, \Pi} + k_W P_c t_{\pi} 2 \left(\frac{T_m}{t_{\pi}} \right)^2 \times \\ \times \left[\frac{t_{\pi}}{T_m} - 1 + e^{-t_{\pi}/T_m} (2 - e^{-t_{\pi}/T_m}) \right], \quad (10-53)$$

где $k_W = 1$ для пуска; $k_W = -1$ для торможения; $k_W = -2$ для реверса.

Если $t_{\pi}/T_m > 5$, то

$$\Delta W \approx \Delta W_0 + P_c \delta_c t_{\pi, \Pi} + k_W P_c t_{\pi} 2 \left(\frac{T_m}{t_{\pi}} \right)^2 \left(\frac{t_{\pi}}{T_m} - 1 \right). \quad (10-54)$$

Для системы Г—Д э. д. с. генератора изменяется по экспоненциальному закону. Ток якоря в переходных процессах вхолостую определяется в соответствии с (8-86)

$$i_{\pi} = k_W I_{\pi, \text{в}} \frac{1}{m-1} (e^{-t/T_{\text{в}}} - e^{-t/T_m}),$$

где $k_W = 1$ для пуска; $k_W = -1$ для торможения; $k_W = -2$ для реверса.

Тогда потери электроэнергии

$$\Delta W = \int_0^{\infty} i_{\pi}^2 R_{\pi} dt = \int_0^{\infty} \left(I_{\pi, \text{в}} \frac{1}{m-1} \right)^2 (e^{-t/T_{\text{в}}} - e^{-t/T_m})^2 dt.$$

После интегрирования

$$\Delta W_0 = k_W^2 J \frac{\omega_{0\pi}^2}{2} \frac{1}{m+1}. \quad (10-55)$$

Таким образом, потери электроэнергии в системе Г—Д уменьшаются в $1/(m+1)$ раз по сравнению с соответствующими потерями в переходных процессах двигателя при скачкообразном изменении напряжения на якоре.

Полезная работа, совершенная двигателем в переходных процессах вхолостую, определяется приобретенным запасом кинетической энергии. Расход электроэнергии двигателя за время переходного процесса составляет:

для пуска

$$W_{\pi} = W_{\pi 0} + \Delta W_{\pi} = J \frac{\omega_{0\pi}^2}{2} \frac{m+2}{m+1}; \quad (10-56)$$

для торможения

$$W_{\tau} = W_{\kappa 0} - \Delta W_{\tau} = J \frac{\omega_{\text{н}}^2}{2} \frac{m}{m+1}; \quad (10-57)$$

для реверса

$$W_{\text{p}} = \Delta W_{\text{p}} = 4J \frac{\omega_{\text{н}}^2}{2} \frac{1}{m+1}. \quad (10-58)$$

В переходных процессах под нагрузкой при $M_{\text{с}} = \text{const}$

$$\begin{aligned} \Delta W &= \int_0^t (I_{\text{с}} \pm I_{\text{дин}})^2 R_{\text{я}} dt = \int_0^t I_{\text{с}}^2 R_{\text{я}} dt + \\ &+ \int_0^t I_{\text{дин}}^2 R_{\text{я}} dt \pm 2I_{\text{с}} R_{\text{я}} \int_0^t I_{\text{дин}} dt; \\ \int_0^t I_{\text{дин}} dt &= k_W I_{\text{н.з}} \frac{1}{m-1} \int_0^t (e^{-t/T_{\text{в}}} - e^{-t/T_{\text{м}}}) dt. \end{aligned}$$

После интегрирования и преобразований

$$\begin{aligned} \Delta W &= \Delta W_0 + P_{\text{с}} \delta_{\text{с}} t_{\text{н.п}} \pm 2k_W P_{\text{с}} T_{\text{м}} = \\ &= \Delta W_0 + P_{\text{с}} T_{\text{м}} \left(\delta_{\text{с}} \frac{t_{\text{н.п}}}{T_{\text{м}}} \pm 2k_W \right). \end{aligned} \quad (10-59)$$

Г л а в а о д и н н а д ц а т а я

ВЫБОР ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ

1-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Выбор электрических двигателей, работающих в системах автоматизированного электропривода, производится по следующим параметрам и показателям: роду тока и номинальному напряжению, номинальным мощности и скорости, виду естественной механической характеристики, пусковым и тормозным качествам, особенностям регулирования скорости в двигательном и тормозных режимах работы, конструктивному исполнению двигателя и т. д.

Для электропривода производственного механизма следует выбирать наиболее простой двигатель по устройству и управлению, надежный в эксплуатации, имеющий наименьшие массу, габариты и стоимость. Вместе с тем двигатель должен полностью удовлетворять требованиям

технологического процесса и соответствовать условиям окружающей среды, в которой он будет находиться во время эксплуатации.

Наиболее простыми в отношении устройства и управления, надежными в эксплуатации, имеющими наименьшие массу, габариты и стоимость при определенной мощности, являются асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Их масса на единицу мощности в 1,5—2,0 раза ниже, чем у машин постоянного тока.

По сравнению с двигателями постоянного тока асинхронные двигатели имеют еще и то преимущество, что питание их осуществляется непосредственно от сети трехфазного тока, т. е. для них не требуются сложные и дорогие преобразовательные устройства переменного тока в постоянный.

Наличие указанных положительных качеств асинхронных короткозамкнутых двигателей позволяет использовать их во многих отраслях народного хозяйства: в промышленности, сельском хозяйстве, на горных разработках, транспорте и т. д. Чаще всего они применяются при невысокой частоте включений, когда не требуется регулирование скорости или возможно ступенчатое ее регулирование. Перспективными являются и установки с глубоким регулированием скорости асинхронных короткозамкнутых двигателей при частотном управлении.

В установках, где требуется регулирование скорости в относительно небольших пределах, необходимы плавный пуск, хорошие тормозные качества, ограничение токов в переходных процессах и т. д., находят широкое применение асинхронные двигатели с фазным ротором. Характерной особенностью этих двигателей является возможность уменьшения с помощью реостатов их пусковых токов при одновременном увеличении пускового момента. Потери энергии за время переходных процессов в обмотках статора и ротора двигателей с фазным ротором значительно меньше по сравнению с аналогичными потерями энергии в короткозамкнутых двигателях. Это позволяет использовать двигатели с фазным ротором для привода механизмов, технологический процесс которых связан с частыми пусками и торможениями.

Недостатком асинхронных двигателей с фазным ротором является то, что при обычной схеме включения не представляется возможным получить жесткие механические характеристики при пониженных скоростях в дви-

гательном и тормозных режимах работы. Для получения жестких характеристик при пониженных скоростях применяются различные специальные схемы включения двигателей. В ряде случаев использование этих схем связано с повышенными потерями при малых скоростях.

Для механизмов средней и большой мощности, где не требуется регулирование скорости, весьма перспективным является использование синхронных двигателей. Эти машины характеризуются такими положительными качествами, как жесткая механическая характеристика, высокая перегрузочная способность, меньшая по сравнению с асинхронными двигателями зависимость максимального момента от напряжения сети, высокие энергетические показатели, возможность компенсации реактивной энергии.

Для механизмов, где предъявляются высокие требования в отношении регулирования скорости, качества переходных процессов, а также при напряженных режимах с частыми пусками и остановками электропривода, применяются двигатели постоянного тока. Их использование в этих случаях связано с необходимостью применения в промышленных условиях установок для преобразования переменного тока в постоянный.

В зависимости от требований в отношении диапазона регулирования и характера статического момента на валу для электропривода производственных механизмов используются двигатели постоянного тока независимого, последовательного или смешанного возбуждения. Во многих промышленных установках несколько двигателей постоянного тока получают питание от общей сети; для двигателей независимого возбуждения характерным является питание от отдельных машинных или вентильных преобразователей.

Наиболее простой, надежный и дешевый электропривод может быть создан на базе короткозамкнутого асинхронного двигателя. При выборе другой системы должны быть тщательно проанализированы технологические условия, по которым она выбирается, и проведен технико-экономический сравнительный анализ, доказывающий необходимость использования, например, машины постоянного тока или иного двигателя, более дорогого, чем короткозамкнутый.

Асинхронные двигатели малой и средней мощности выпускаются с номинальными напряжениями 220/127, 380/220 и 660 В. Асинхронные и синхронные двигатели сред-

ней и большой мощности выпускаются на напряжения 3 000, 6 000 и 10 000 В. Наиболее распространенными номинальными напряжениями двигателей постоянного тока являются 110, 220 и 440 В. При значительной мощности двигателей постоянного тока номинальные напряжения лежат в пределах 660—900 В.

Когда электропривод проектируется для механизмов действующего предприятия, двигатели следует выбирать по напряжениям существующих на предприятии сетей переменного и постоянного тока. Выбор напряжения для питания двигателей вновь сооружаемого предприятия решается совместно с выбором напряжений для всего предприятия в целом путем технико-экономического сравнения нескольких вариантов электроснабжения.

Выбор номинальной скорости двигателя в случае применения типового редуктора производится по известному передаточному отношению и заданной скорости производственного механизма. Выбор номинальной скорости и передаточного отношения вновь проектируемого привода должен производиться путем технико-экономического сравнения нескольких вариантов. Особое внимание следует уделять выбору номинальной скорости двигателя и передаточного отношения в случае напряженного режима работы с частыми пусками и остановками, так как от выбора этих величин зависит продолжительность переходных процессов, что в ряде случаев определяет производительность производственных механизмов.

Большое значение при комплектовании автоматизированного электропривода имеет правильный выбор двигателя по конструктивному исполнению в отношении крепления и защиты от воздействия окружающей среды. Для большинства производственных механизмов применяются двигатели с горизонтальным расположением вала и лапами для крепления к несущим конструкциям. Отметим также, что для некоторых механизмов целесообразным является применение двигателей с вертикальным расположением вала и креплением на лапах. Для создания более совершенных форм механизмов и уменьшения их габаритов электротехническая промышленность выпускает двигатели с горизонтальным и вертикальным расположением валов и фланцевым креплением. Еще в большей степени вписываются в конструктивные формы механизмов встраиваемые двигатели, которые не имеют станины, подшипниковых щитов, а иногда и вала. Монти-

руются они в корпусах производственных механизмов и в ряде случаев непосредственно выполняют функции рабочих органов.

Очень ответственной задачей является правильный выбор двигателя для работы в определенных условиях окружающей среды. От способа защиты двигателя зависят его долговечность, надежность и безопасность обслуживания. По защите от действия окружающей среды различают открытые, защищенные в том числе каплезащищенные и герметичные двигатели.

Открытые двигатели не имеют защитных приспособлений, препятствующих соприкосновению с вращающимися и токоведущими частями, а также попаданию внутрь двигателя посторонних предметов. У защищенных двигателей имеются защитные приспособления в виде коробов, решеток и сеток. Каплезащищенные двигатели имеют устройства, предохраняющие их от попадания внутрь капель, падающих отвесно или под углом не более 60° к вертикали; брызгозащищенные двигатели предохраняются от попадания внутрь брызг любого направления. Защитные устройства различного назначения не нарушают свободного обмена воздуха между двигателем и окружающей средой. Пыль, влага и газы имеют свободный доступ внутрь защищенных, каплезащищенных и брызгозащищенных двигателей.

Более сложны по конструкции защитных устройств закрытые двигатели. Они не имеют специальных отверстий для обмена воздухом между двигателем и окружающей средой. Некоторый обмен воздухом имеет место за счет неплотностей в соединении деталей. С большей герметизацией двигателей увеличиваются их масса и стоимость вследствие усложнения защитных приспособлений.

Так взрывозащищенные двигатели снабжаются специальным кожухом, который может противостоять без повреждений взрыву внутри двигателя и препятствует распространению пламени в окружающую среду. Водозащищенные двигатели выполняются с усиленными уплотнениями крышек при помощи резиновых прокладок, а выступающий конец вала пропускается через специальный сальник. Уплотнения водозащищенного двигателя не пропускают внутрь воды при обливании двигателя из брандспойта. У герметичных двигателей все отверстия и соединения закрыты и уплотнены настолько тщательно, что исключается всякое сообщение между внутренним

пространством машины и внешней газовой средой или жидкостью. Герметичная машина может работать погруженной в воду.

Для работы в особых условиях окружающей среды выпускаются специализированные двигатели. Так, для работы в условиях тропического климата, характеризующегося значительной температурой, влажностью, росой, наличием грибковой плесени, выпускаются двигатели тропического исполнения. Для работы в помещениях с повышенной влажностью, а также на открытом воздухе при температуре окружающей среды от -45 до $+45^{\circ}\text{C}$ выпускаются двигатели влагостойкого и холодостойкого исполнения. Для работы в химически активных средах выпускаются двигатели химически стойкого исполнения. Двигатели специализированных исполнений отличаются от обычных двигателей электроизоляционными материалами, особой пропиткой обмоток и антикоррозионными покрытиями. Все это приводит к повышению их стоимости.

Несколько разнятся по своему конструктивному исполнению двигатели за счет различных способов вентиляции. Двигатели выполняются с естественной вентиляцией, с самовентиляцией и независимой вентиляцией. При естественной вентиляции двигатели не имеют каких-либо специальных устройств для охлаждения. У двигателей с самовентиляцией охлаждение осуществляется вентилятором, смонтированным на валу двигателя. При закрытом исполнении вентилятор устанавливается снаружи под колпаком и обдувает ребристую поверхность двигателя. Такие двигатели называют обдуваемыми. Интенсивность охлаждения двигателей с естественной вентиляцией и самовентиляцией зависит от угловой скорости вала двигателя и ухудшается при ее снижении.

Охлаждение двигателей при независимой вентиляции осуществляется с помощью специального вентилятора, приводимого в движение дополнительным двигателем. Наличие независимой вентиляции позволяет несколько повысить нагрузку главного двигателя, особенно при снижении его скорости.

Выбор двигателя по защите от действия окружающей среды должен производиться в соответствии с условиями, в которых он будет работать. При выборе двигателей необходимо учитывать, что при одной и той же мощности и скорости наибольшие масса, габариты и стоимость имеют закрытые двигатели. Необоснованный выбор, напри-

мер, закрытого двигателя вместо защищенного приводит к излишнему увеличению капитальных затрат и утяжелению конструкции.

Общие указания, касающиеся выбора двигателей по способу защиты от воздействия окружающей среды, приведены в табл. 11-1.

Таблица 11-1

Место установки двигателя	Рекомендуемый тип двигателя
Сухое помещение без пыли, грязи и едких газов	Открытый или защищенный
Пыльное или влажное помещение	Закрытый
Помещение с высокой температурой	Закрытый с независимой вентиляцией
Помещения с высокой влажностью или содержащие едкие газы	Закрытый или герметичный
Взрывоопасные помещения	Взрывозащищенный
Открытый воздух	Закрытый или защищенный

При выборе двигателя по мощности следует исходить из необходимости его полного использования в процессе работы. В случае завышения номинальной мощности двигателя снижаются технико-экономические показатели электропривода, т. е. к. п. д. и коэффициент мощности. Если же нагрузка на валу двигателя превышает номинальную, то это, естественно, приводит к росту токов в его обмотках, а значит, и потерь мощности выше соответствующих номинальных значений, вследствие чего температура двигателя может превысить допустимую величину. Рост температуры выше определенных значений прежде всего приводит к снижению электрической прочности электроизоляционных материалов вследствие изменения их физико-химических свойств, что связано с опасностью пробоя изоляции обмоток и выходом двигателя из строя. В связи с этим одним из критериев выбора двигателя по мощности является температура его обмоток.

Задача выбора электродвигателя по мощности в ряде случаев осложняется еще тем обстоятельством, что нагрузка на его валу в процессе работы не остается постоянной, а изменяется во времени, вследствие чего изменяются также потери мощности, а значит, и температура двигателя. Если при этих условиях выбрать двигатель таким образом, чтобы его номинальная мощность была равна наибольшей мощности статической нагрузки, то в периоды снижения

нагрузки он будет недоиспользован по мощности. Такой выбор двигателя приводит к необоснованному завышению капитальных затрат и эксплуатационных расходов вследствие снижения к. п. д. и коэффициента мощности. Очевидно также, что недопустимо выбирать номинальную мощность двигателя равной минимальной мощности нагрузки.

Для обоснованного решения указанной задачи необходимо прежде всего знать, как изменяется нагрузка на валу двигателя во времени, что в свою очередь позволяет судить о характере изменения потерь мощности. Кроме того, следует выяснить как происходит процесс нагрева двигателя в результате выделения в нем потерь энергии. Такой подход позволяет выбрать двигатель таким образом, чтобы его максимальная температура, точнее, максимальная температура изоляции обмоток, не превышала допустимую величину. Это условие является одним из основных для обеспечения надежной работы электропривода в течение всего срока его эксплуатации.

С целью определения нагрузки двигателей большинства производственных механизмов строятся так называемые нагрузочные диаграммы, под которыми понимаются зависимости развиваемых двигателем момента и мощности от времени, т. е. $M(t)$ и $P(t)$. В ряде случаев нагрузочная диаграмма может быть представлена в виде зависимости от времени тока главной цепи двигателя $I(t)$, т. е. тока якоря для машин постоянного тока и тока статора или ротора для машин переменного тока.

Для определения температуры обмоток двигателя и отдельных его частей необходимо выяснить, как происходит процесс нагрева, чем он обусловлен, от чего зависит температура двигателя.

Допустимое нагревание двигателей определяется нагревостойкостью применяемых изоляционных материалов, которые делятся на шесть классов: А, Е, В, F, H и С с предельно допустимой температурой от 105 до 175° С. Превышение указанных температур недопустимо, так как это ведет к разрушению изоляции и сокращению срока службы двигателей.

Для упрощения тепловых расчетов принимается стандартная температура охлаждающей среды, равная +40° С. Следовательно, мощность двигателя, указанная на его щитке, соответствует температуре охлаждающей среды +40° С. При значительно более низкой температуре

охлаждающей среды двигатель может быть нагружен несколько выше номинальной мощности, а при более высокой температуре окружающей среды загрузку двигателя следует уменьшать, если не принимать специальных мер для усиления его охлаждения.

11-2. НАГРЕВ И ОХЛАЖДЕНИЕ ДВИГАТЕЛЕЙ

При преобразовании электрической энергии в механическую часть энергии теряется в самом двигателе. Энергия потерь превращается в тепло, в результате чего двигатель во время работы нагревается.

Вследствие неоднородности двигателя как физического тела точный учет тепловых процессов в нем оказывается весьма сложным. Поэтому при анализе процессов нагрева и охлаждения обычно принимают двигатель за сплошное однородное тело, обладающее бесконечно большой теплопроводностью. Кроме того, считают, что количество тепла, отдаваемое в охлаждающую среду, пропорционально разности температур двигателя и охлаждающей среды; охлаждающая среда обладает бесконечно большой теплоемкостью, т. е. в процессе нагрева двигателя ее температура не изменяется; потери тепла, теплоемкость двигателя и коэффициент теплоотдачи не зависят от температуры двигателя.

Для определения характера процесса изменения температуры двигателя под действием выделяющейся в нем тепловой энергии рассмотрим баланс этой энергии за элементарный промежуток времени dt . Количество выделяющегося в двигателе тепла за время dt можно определить по формуле

$$dQ_1 = \Delta P dt, \quad (11-4)$$

где ΔP — потери мощности в двигателе, Вт.

Количество тепла, отдаваемого охлаждающей среде за время dt , можно определить следующим образом:

$$dQ_2 = A \tau dt, \quad (11-2)$$

где A — теплоотдача двигателя, т. е. количество тепла, отдаваемого охлаждающей среде за 1 с при разности температур двигателя и охлаждающей среды 1°C , Дж/(с·°C);

$\tau = \vartheta_d - \vartheta_{охл}$ — превышение температуры двигателя над температурой охлаждающей среды, °С;

$\vartheta_d, \vartheta_{охл}$ — значения температуры двигателя и охлаждающей среды, °С.

Количество тепла, идущее на нагрев двигателя, пропорционально приращению температуры, т. е. если за время dt превышение температуры двигателя над температурой охлаждающей среды изменяется на $d\tau$, то количество тепла, затраченное на его нагрев, составляет:

$$dQ_3 = C d\tau, \quad (11-3)$$

где C — теплоемкость двигателя, т. е. количество тепла необходимое для нагрева двигателя на 1° С, Дж/°С.

Выделяемое в двигателе тепло dQ_1 в процессе нагрева расходуется на увеличение его температуры dQ_3 , а также отдается охлаждающей среде dQ_2 , т. е. уравнение теплового баланса имеет вид:

$$dQ_2 + dQ_3 = dQ_1$$

или с учетом (11-1) — (11-3)

$$A\tau dt + C d\tau = \Delta P dt. \quad (11-4)$$

Разделим в полученном уравнении все члены на $A dt$. Тогда

$$\tau + \frac{C}{A} \frac{d\tau}{dt} = \frac{\Delta P}{A}. \quad (11-4a)$$

Таким образом, процесс нагрева двигателя описывается линейным дифференциальным уравнением первого порядка, которое при постоянной правой части, т. е. при $\Delta P = \text{const}$, имеет решение:

$$\tau = \tau_{уст} (1 - e^{-t/T_n}) + \tau_{нач} e^{-t/T_n}, \quad (11-5)$$

где $\tau_{уст}$ — установившееся значение превышения температуры двигателя над температурой охлаждающей среды;

$\tau_{нач}$ — начальное значение превышения температуры двигателя над температурой охлаждающей среды;

T_n — постоянная времени нагрева.

Установившееся значение температуры определяется потерями мощности и теплоотдачей двигателя. Действительно, установившемуся процессу нагрева соответствует

отсутствие изменения температуры, т. е. $d\tau/dt = 0$. Тогда из (11-4а)

$$\tau_{уст} = \Delta P / A. \quad (11-6)$$

Из (11-4а) следует значение постоянной времени нагрева как коэффициента при производной:

$$T_H = C / A. \quad (11-7)$$

Постоянная времени нагрева может быть представлена как время, в течение которого двигатель достиг бы установившегося значения превышения температуры $\tau_{уст}$, если бы отсутствовала отдача тепла охлаждающей среде.

Действительно, при $A = 0$ уравнение (11-4) принимает вид:

$$C d\tau = \Delta P dt.$$

Если считать, что в начале процесса нагрева температура двигателя равна температуре охлаждающей среды, т. е. $\tau_{нач} = 0$, то после интегрирования левой части от 0 до $\tau_{уст}$, а правой — от 0 до $t_{уст}$ получаем:

$$C\tau_{уст} = \Delta P t_{уст}.$$

Подставив в последнее выражение значение $\tau_{уст} = \Delta P / A$, найдем время нагревания двигателя до установившейся температуры:

$$t_{уст} = \frac{C}{\Delta P} \tau_{уст} = \frac{C}{A} = T_H.$$

Уравнение (11-5) может быть использовано для определения превышения температуры τ как при увеличении нагрузки двигателя, так и при ее уменьшении. Необходимо лишь подставить в (11-5) соответствующие значения $\tau_{нач}$ и $\tau_{уст}$. Очевидно, что при увеличении нагрузки растет значение ΔP , а значит, увеличивается τ ; при уменьшении нагрузки τ соответственно уменьшается. Из (11-5) следует, что в результате изменения нагрузки превышение температуры изменяется по экспоненциальному закону. На рис. 11-1 в качестве примера представлены графики изменения превышения температуры двигателя $\tau(t)$ при различных начальных условиях и различных неизменных во времени значениях нагрузки и соответственно потерь мощности.

Время изменения превышения температуры от начального до установившегося значения теоретически бесконечно велико. Практически процесс нагрева можно считать

установившимся, когда превышение температуры двигателя составляет $(0,95 \div 0,98) \tau_{уст}$, т. е.

$$t_{уст} \approx (3 \div 4) T_n.$$

Таким образом, время изменения превышения температуры зависит от постоянной времени нагрева двигателя. Так как теплоемкость двигателя пропорциональна его объему, а теплоотдача — площади его поверхности, то

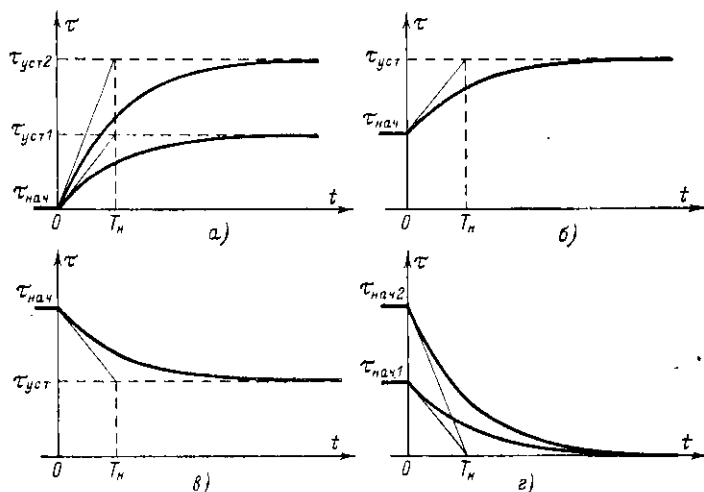


Рис. 11-1. Графики изменения превышения температуры двигателя при его включении (а), увеличении (б) и уменьшении (в) нагрузки, а также при отключении двигателя от сети (г).

двигатели большой мощности, закрытые, с низкой номинальной скоростью, т. е. двигатели, имеющие большие габариты, имеют соответственно и большую постоянную времени нагрева. У двигателей с самовентиляцией теплоотдача A и, следовательно, постоянная времени T_n зависят от скорости. Например, для неподвижного двигателя она больше, чем для вращающегося с номинальной скоростью.

Процессы нагрева и охлаждения двигателей протекают сравнительно медленно. Так, постоянные времени нагрева краповых двигателей лежат в пределах от 0,5 до нескольких часов.

Следует обратить внимание на заметное отличие между действительным и теоретическим графиками нагрева обмо-

ток двигателя в начале процесса нагрева. Действительное повышение температуры обмоток сначала идет быстрее, чем это предусматривается теоретическими положениями, так как процесс нагрева обмоток вследствие низкой теплопроводности изоляции на этой стадии близок к адиабатическому. Только при превышениях температуры $\tau > (0,5 \div 0,6) \tau_{уст}$ действительный график нагрева обмоток приближается к экспоненциальному. Отличие действительного графика нагрева от экспоненты в начале процесса приводит к тому, что определение постоянной

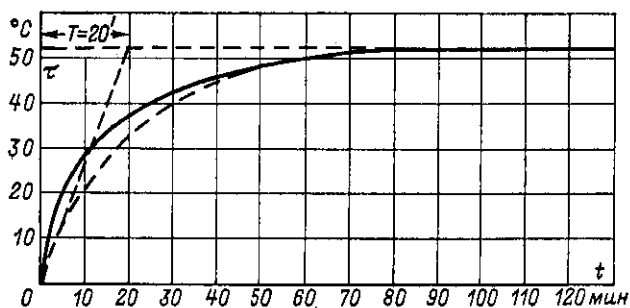


Рис. 11-2. Зависимости превышения температуры обмоток асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором ($P_H = 14$ кВт, $n_0 = 1500$ об/мин) при номинальной постоянной нагрузке.

———— экспериментальная; — — — — — теоретическая.

времени нагрева по начальному участку кривой $\tau(t)$ может привести к значительной погрешности.

Для иллюстрации данного положения на рис. 11-2 приведены расчетная и действительная кривые нагрева обмотки статора асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, постоянная времени нагрева которого составляет $T_H = 20$ мин и получена использованием действительной кривой нагрева из условия: $\tau = 0,95 \tau_{уст}$ при $t = 3T_H$.

При различных нагрузках процессу нагрева двигателя будут соответствовать различные графики $\tau(t)$ (рис. 11-1, а и б). Постоянная времени нагрева двигателя остается при этом неизменной. Значения установившихся температур $\tau_{уст1}$ и $\tau_{уст2}$ будут лежать тем выше, чем больше нагружен двигатель, так как значение установив-

шейся температуры пропорционально потерям в двигателе.

Если нагрузка двигателя во время работы изменяется, то изменяется и количество тепла, выделяемое в разные периоды времени. При переменной нагрузке график изменения температуры двигателя (рис. 11-3) представляет собой ломаную линию. С увеличением нагрузки растут потери и температура двигателя. При снижении ее, например, до величины, обусловленной холостым ходом двигателя, потери уменьшаются и температура двигателя соответственно снижается. Таким образом, при переменной нагрузке температура двигателя непрерывно изменяется.

Необходимость определения температуры двигателя обусловлена тем, что при правильном его выборе должно соблюдаться условие

$$\tau_{\max} \leq \tau_{\text{доп}}, \quad (11-8)$$

где $\tau_{\text{доп}}$ — допустимое превышение температуры, определяемое классом изоляции, применяемой в двигателе;

$\tau_{\max}$ — наибольшее значение превышения температуры двигателя в процессе работы при переменной нагрузке.

Для определения значения $\tau_{\max}$ необходимо знать график изменения потерь мощности от времени, который в свою очередь обусловлен графиком изменения нагрузки — нагрузочной диаграммой. Производственные механизмы по характеру изменения нагрузки на валу могут быть отнесены к нескольким группам с типовыми рабочими режимами. Наиболее характерными для промышленных электроприводов являются три режима.

1. **Продолжительный режим работы.** В этом режиме рабочий период столь велик, что температура двигателя достигает своего установившегося значения. В качестве примеров здесь могут служить длительно работающие двигатели вентиляторов, насосов, преобразовательных установок и т. п., где периоды работы измеряются

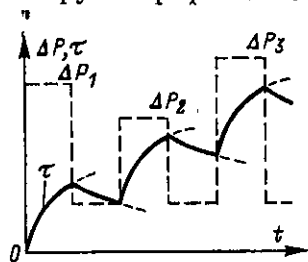


Рис. 11-3. График изменения превышения температуры двигателя $\tau(t)$ при изменении потерь мощности $\Delta P(t)$.

часами и даже сутками. Упрощенные графики для этого режима при $P = \text{const}$ и $\Delta P = \text{const}$ приведены на рис. 11-4, а.

2. К р а т к о в р е м е н н ы й режим работы характеризуется тем, что в рабочий период температура двигателя не успевает достигнуть установившегося значения, а пауза столь длительна, что температура двигателя снижается до температуры охлаждающей среды. Такой режим встречается, например, в приводах разводных мостов, шлюзов, зажимов колонн металлорежущих станков и т. п.,

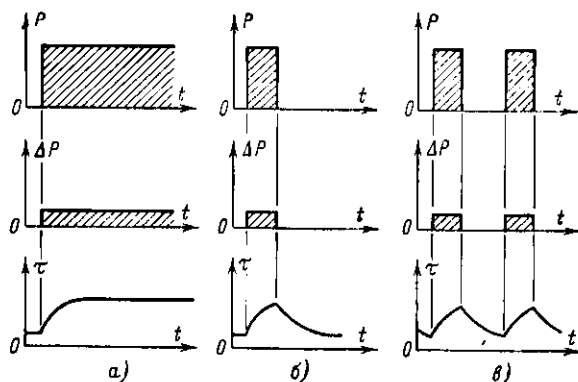


Рис. 11-4. Диаграммы изменения мощности двигателя (P), потерь мощности (ΔP) и превышения температуры (τ) для продолжительного (а), кратковременного (б) и повторно-кратковременного (в) режимов работы.

где пауза в работе значительно превышает длительность рабочего периода. Упрощенные графики для такого режима приведены на рис. 11-4, б.

3. П о в т о р н о - к р а т к о в р е м е н н ы й режим работы. При этом режиме ни в одном из периодов работы температура двигателя не достигает установившегося значения, а во время паузы двигатель не успевает охладиться до температуры охлаждающей среды. Типичным примером таких приводов являются электроприводы механизмов кранов, лифтов, некоторых металлорежущих станков и т. п. Упрощенные графики для этого режима показаны на рис. 11-4, в.

Условия нагрева машин для указанных режимов неодинаковы, в связи с чем методы выбора двигателей по мощности различны и в дальнейшем рассматриваются отдельно для каждого режима работы.

11-3. ПОСТРОЕНИЕ НАГРУЗОЧНЫХ ДИАГРАММ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Принято различать нагрузочные диаграммы механизма и двигателя. Под нагрузочной диаграммой механизма подразумевается зависимость статического момента от времени $M_c(t)$. Для двигателя эта зависимость более сложна; она определяется не только статическими режимами работы, но и переходными процессами электропривода, так как

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt}.$$

Переходные процессы в системе электропривода оказывают заметное влияние на момент, развиваемый двигателем, и соответственно на зависимость $M(t)$. К ним в первую очередь относятся: включение двигателя в сеть и его отключение, изменение подводимого напряжения, изменение параметров главных цепей и цепей возбуждения и т. п. В этих случаях электропривод работает в переходных режимах, а значит, $d\omega/dt \neq 0$. Поэтому при построении нагрузочной диаграммы двигателя $M(t)$ следует пользоваться уравнением движения.

Для многих электроприводов, работающих длительно с постоянными нагрузкой и скоростью, можно не считаться с потерями энергии в переходных процессах, т. е. можно не учитывать динамическую составляющую момента двигателя. В этом случае $M(t) = M_c = \text{const}$ и $P(t) = P_c = \text{const}$. Напомним, что

$$M_c = M_{p.o}/i_p\eta \quad \text{и} \quad P_c = P_{p.o}/\eta,$$

где $M_{p.o}$, $P_{p.o}$ — момент и мощность на валу рабочего органа производственного механизма;
 i_p , η — передаточное отношение и к. п. д. передач, устанавливаемых между двигателем и рабочим органом механизма.

Формулы для расчета мощности и момента производственных механизмов определяются спецификой их работы и, как правило, относительно просты. Так, мощность насоса зависит от массы перекачиваемой жидкости и скорости ее движения, мощность двигателя подъемного механизма определяется массой поднимаемого груза и скоростью подъема, мощность двигателя шпинделя метал-

лорежущего станка определяется усилием и скоростью резания и т. д.

Более сложным представляется построение нагрузочной диаграммы электропривода, когда скорость, ускорение и другие показатели системы не остаются постоянными в процессе работы механизма. В качестве примера

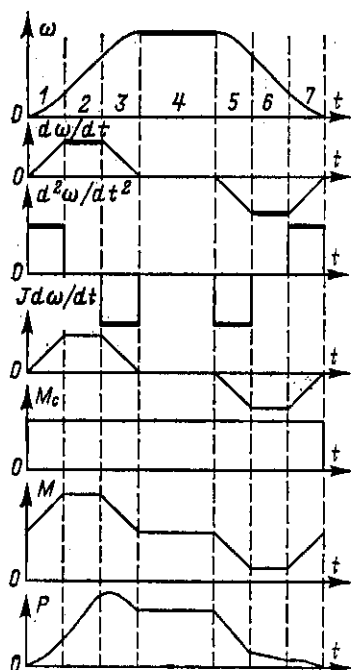


Рис. 11-5. К построению нагрузочной диаграммы двигателя электропривода пассажирского лифта.

рассмотрим принципиальные положения, связанные с построением нагрузочной диаграммы лифта для одного из рабочих участков, который характеризуется тем, что на нем кабина лифта разгоняется до определенной скорости, движется некоторое время с постоянной скоростью, а затем лифт затормаживается. По соответствующим формулам можно определить статическую нагрузку лифта, представляющуюся зависимостью $M_c(t)$. Заданными для лифта являются установившаяся скорость движения, а также максимальные величины $d\omega/dt$ и $d^2\omega/dt^2$, которые обуславливаются соответствующими нормами.

В соответствии с заданными условиями нагрузочная диаграмма лифта строится в виде семиучасткового графика (рис. 11-5). Первым строится участок 4 графика, на котором скорость движения ка-

бины остается постоянной: затем могут быть построены участки 2 и 6 графика, где постоянными являются соответственно ускорение и замедление, которые определяются нормами, а скорость увеличивается или уменьшается по линейному закону. Участки 1, 3, 5, 7 характеризуются линейным изменением ускорения, при котором вторая производная скорости по времени (рывок) остается постоянной, обусловленной нормами, а скорость изменяется по параболическому закону.

По известному моменту инерции движущейся системы лифта может быть построен график $J \frac{d\omega}{dt}(t)$, так как производная скорости по времени известна. Известен также и график статического момента M_c от времени. Таким образом, имеются все данные для построения графика $M(t)$, так как

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt}.$$

На основании графиков $M(t)$ и $\omega(t)$ можно построить зависимость $P(t)$, так как $P = M\omega$, и далее перейти к выбору двигателя по мощности, если по той же методике будут построены нагрузочные графики для других участков движения кабины лифта.

11-4. ВЫБОР ДВИГАТЕЛЕЙ ПО МОЩНОСТИ ПРИ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Если при продолжительном режиме работы мощность P , которой должен быть нагружен двигатель, не изменяется (рис. 11-4, а), то должен быть выбран двигатель с номинальной мощностью P_n , равной мощности нагрузки. Если же такого двигателя нет, то выбирается двигатель на ближайшую большую номинальную мощность. Таким образом, при постоянной нагрузке на валу двигателя его мощность выбирается в соответствии с соотношением

$$P_n \geq P. \quad (11-9)$$

Если при продолжительном режиме работы нагрузка на валу двигателя не остается постоянной, а периодически изменяется, как это показано, например, на рис. 11-6, то в этом случае также периодически будут изменяться потери в двигателе и как следствие его температура. На рис. 11-6 показан примерный график изменения превышения температуры двигателя для рассматриваемого случая. В соответствии с (11-5) при увеличении потерь мощности температура растет, а при их снижении — уменьшается. При достаточно большом числе циклов работы электропривода q , когда $qt_{\text{ц}} > 4T_n$ (где $t_{\text{ц}}$ — время цикла работы; T_n — постоянная времени нагрева двигателя), график температуры также повторяется и температура

двигателя в начале и конце цикла оказывается одинаковой, т. е. $\tau_{нач,ц} = \tau_{к,ц}$.

Для рассматриваемого графика изменения нагрузки, когда рабочий цикл состоит из n участков, на каждом из которых нагрузка, а значит, и потери в двигателе

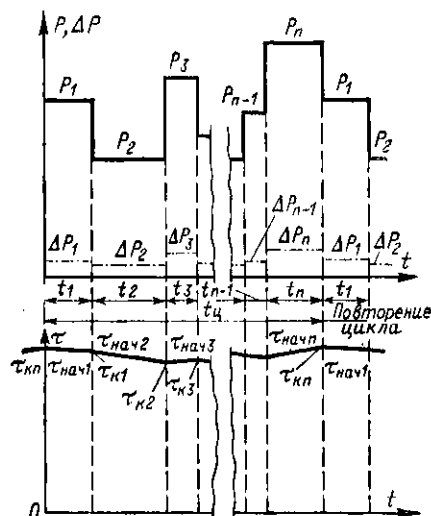


Рис. 11-6. Нагрузочная диаграмма и диаграммы изменения потерь мощности и превышения температуры двигателя при продолжительном режиме работы и периодически изменяющейся нагрузке.

постоянны, превышение температуры двигателя на любом участке может быть определено на основании (11-5)

$$\tau_i = \tau_{уст i} (1 - e^{-t_i/T_n}) + \tau_{нач i} e^{-t_i/T_n}, \quad (11-10)$$

где $\tau_{уст i} = \Delta P_i / A$ — установившееся значение превышения температуры, соответствующее потерям мощности ΔP_i на i -м участке нагрузочной диаграммы;

$\tau_{нач i}$ — значение превышения температуры в начале i -го участка нагрузочной диаграммы.

Из рис. 11-6 также следует, что конечная температура двигателя на одном участке является начальной для сле-

дующего, т. е. $\tau_{ki} = \tau_{нач}(i+1)$. Учитывая это соотношение, можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \tau_{K1} &= \tau_{YCT1} (1 - e^{-t_1/T_n}) + \tau_{HRY.1} e^{-t_1/T_n}; \\ \tau_{K2} &= \tau_{YCT2} (1 - e^{-t_2/T_n}) + \tau_{K1} e^{-t_2/T_n}; \\ &\dots \dots \dots \\ \tau_{Ki} &= \tau_{YCTi} (1 - e^{-t_i/T_n}) + \tau_{K(i-1)} e^{-t_i/T_n}; \\ &\dots \dots \dots \\ \tau_{Kn} &= \tau_{YCTn} (1 - e^{-t_n/T_n}) + \tau_{K(n-1)} e^{-t_n/T_n}. \end{aligned} \right\} (11-11)$$

Если в этой системе уравнений исключить значения превышения температуры в конце каждого промежуточного участка при $i < n$, то можно найти значение превышения температуры в конце рабочего цикла

$$\begin{aligned} \tau_{R_n} &= \tau_{\text{ycr}_n} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_n}} \right) + \tau_{\text{ycr}_{(n-1)}} \left(1 - e^{-\frac{t_{n-1}}{T_n}} \right) e^{-\frac{t_n}{T_n}} + \dots \\ &\dots + \tau_{\text{ycr}_i} \left(1 - e^{-\frac{t_i}{T_n}} \right) e^{-\frac{t_n + t_{n-1} + \dots + t_{i+1}}{T_n}} + \dots \\ &\dots + \tau_{\text{ycr}_1} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_n}} \right) e^{-\frac{t_n + t_{n-1} + \dots + t_2 + t_1}{T_n}} + \\ &\quad + \tau_{\text{нач.н}} e^{-\frac{t_n + t_{n-1} + \dots + t_2 + t_1}{T_n}} = \\ &= \sum_{i=1}^n \tau_{\text{ycr}_i} \left(1 - e^{-\frac{t_i}{T_n}} \right) e^{-\frac{t_n - \sum_{j=1}^i t_j}{T_n}} + \tau_{\text{нач.н}} e^{-t_n/T_n}. \end{aligned}$$

Учитывая, что $\tau_{\text{нач.ц}} = \tau_{\text{в.ц}} = \tau_{\text{кн}}$, находим:

$$\tau_{K, II} = \frac{\sum_{i=1}^n \tau_{ycr i} \left(1 - e^{-\frac{t_i}{T_{II}}} \right) e^{-\frac{t_u - \sum_{j=1}^n t_j}{T_{II}}}}{1 - e^{-\sum_{i=1}^n t_i / T_{II}}} \quad (11-12)$$

Если $t_{\text{ц}}$ мало по сравнению с $T_{\text{н}}$, т. е. если $t_{\text{ц}}/T_{\text{н}} \ll 1$, а значит, тем более $t_i/T_{\text{н}} \ll 1$ и $(t_{\text{ц}} - \sum_1^i t_j)/T_{\text{н}} \ll 1$, то, используя разложение в ряд Маклорена $e^{-x} = 1 -$

$-\frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} - \dots$ и ограничившись в нем лишь двумя первыми членами вследствие малости всех последующих, можно найти:

$$\tau_{\text{к.ц}} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{\tau_{\text{уст}i} t_i}{T_{\text{н}}}}{\sum_{i=1}^n \frac{t_i}{T_{\text{н}}}}. \quad (11-13)$$

Отсюда значение превышения температуры в конце рабочего цикла определяется как среднее арифметическое значение превышения температуры в конце каждого рабочего участка

$$\tau_{\text{к.ц}} = \frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n \tau_{\text{уст}i} t_i. \quad (11-14)$$

Нетрудно видеть, что при рассматриваемом графике рабочего цикла любой из рабочих участков может быть принят за начальный, т. е. при принятых допущениях значение $\tau_{\text{к.ц}}$, определяемое по (11-14), по-существу является средним значением превышения температуры двигателя за цикл. Действительно, полученный результат не зависит от того, какой участок рабочего цикла выбран в качестве начального ($i = 1$) и какой конечного ($i = n$): участок с $\Delta P_{\text{макс}}$ или с $\Delta P_{\text{мин}}$.

Если в (11-13) заменить значения $\tau_{\text{уст}i}$ в соответствии с (11-6), то

$$\tau_{\text{к.ц}} = \frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta P_i t_i}{A} = \frac{1}{A t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i, \quad (11-15)$$

т. е. среднее превышение температуры двигателя за рабочий цикл определяется средним значением потерь мощности за цикл. На основании этого положения может быть сделан важный практический вывод: для определения среднего значения превышения температуры двигателя при переменной нагрузке необходимо знать средние потери за цикл. В этом смысле средние потери оказываются эквивалентными переменным потерям, под действием которых происходит действительный нагрев двигателя.

На этих положениях базируется весьма важный метод проверки теплового режима двигателя, а также (как будет показано в дальнейшем) и методы выбора двигателя

по мощности, а именно метод эквивалентных средних потерь мощности. Из (11-15) следует:

$$\tau_{к.ц} = \Delta P_{ср} / A, \quad (11-15a)$$

где

$$\Delta P_{ср} = \frac{1}{t_{ц}} \sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i. \quad (11-16)$$

С другой стороны, в номинальном продолжительном режиме работы двигателя

$$\tau_{доп} = \Delta P_n / A_n. \quad (11-17)$$

Критерием правильного выбора двигателя является условие

$$\tau_{к.ц} \leq \tau_{доп}.$$

Подставляя сюда (11-15a) и (11-16), находим:

$$\Delta P_{ср} \leq \Delta P_n, \quad (11-18)$$

где

$$\Delta P_{ср} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_{ц}}. \quad (11-16a)$$

Таким образом, двигатель работает, не перегреваясь выше допустимой температуры, если средняя величина потерь мощности за рабочий цикл равна или не превышает потери мощности, выделяющиеся в двигателе при работе его с номинальной нагрузкой, т. е. когда его скорость равна номинальной и он развивает номинальную мощность (соответственно номинальный момент).

Следует обратить внимание на то, что при определении среднего значения превышения температуры по (11-14) принято, что условия нагрева и охлаждения двигателя в течение рабочего цикла остаются неизменными, т. е. $A = A_n = \text{const}$, где A_n — теплоотдача двигателя при работе его с номинальной скоростью. Если же в процессе работы теплоотдача для разных участков рабочего цикла изменяется, то, заменяя в (11-13) $\tau_{уст i}$ по (11-6) и T_n по (11-7), находим:

$$\tau_{к.ц} = \frac{\sum_{i=1}^n \frac{\Delta P_i t_i A_i}{A_i C}}{\sum_{i=1}^n \frac{t_i A_i}{C}} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i}{A_n \sum_{i=1}^n \beta_i t_i}, \quad (11-13a)$$

где $\beta_i = A_i / A_n$ — коэффициент изменения теплоотдачи.

Отсюда аналогично выводу для (11-16) находим:

$$\Delta P_3 = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i t_i}. \quad (11-166)$$

В тех случаях, когда в рабочем цикле имеют место участки, на которых самовентилируемый двигатель работает с пониженной скоростью или вовсе останавливается,

$\sum_{i=1}^n \beta_i t_i < t_{\text{ц}} = \sum_{i=1}^n t_i$, так как участкам с пониженной угловой скоростью соответствуют значения $\beta_i < 1$. Таким образом, в случае ухудшения теплоотдачи эквивалентные потери мощности больше средних потерь. Это положение необходимо учитывать при выборе двигателей для регулируемых электроприводов и в тех случаях, когда в рабочем цикле имеют место периоды отключения двигателя от источника питания ($\omega = 0$), а также периоды разгона и торможения.

Необходимо обратить внимание на то, что условие (11-18) справедливо лишь в том случае, когда двигатель работает при температуре охлаждающей среды $\Phi_{\text{охла}} = 40^\circ\text{C}$, установленной стандартом. Если же температура охлаждающей среды заметно отличается от указанной, то в метод средних потерь необходимо внести соответствующие коррективы. Действительно, условием нормальной работы двигателя является

$$\Phi_{\text{макс}} \leq \Phi_{\text{доп}},$$

где $\Phi_{\text{макс}}$ и $\Phi_{\text{доп}}$ — соответственно максимальное и допустимое значения температуры двигателя и его изоляции.

По определению $\tau = \Phi_{\text{д}} - \Phi_{\text{охла}}$.

Тогда с учетом (11-15а) и (11-17) условие (11-18) может быть записано в виде

$$\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_{\text{н}} \frac{\Phi_{\text{доп}} - \Phi_{\text{охла}}}{\Phi_{\text{доп}} - 40^\circ\text{C}}. \quad (11-18а)$$

Из полученного выражения следует, что при увеличении температуры охлаждающей среды необходимо снижать потери мощности в двигателе, а значит, и нагрузку на его валу. При снижении же температуры охлаждающей среды допустимые нагрузки на валу двигателя возрастают. В частности, при $\Phi_{\text{охла}} < 40^\circ\text{C}$ в двигателе могут выде-

ляться потери мощности $\Delta P > \Delta P_n$, а значит, он может развивать момент и мощность больше соответствующих номинальных величин.

Метод эквивалентных (средних) потерь является универсальным и наиболее точным методом проверки выбранного двигателя по условиям его нагрева. Но он не дает возможности выбрать двигатель по нагрузочной диаграмме, так как для определения значения ΔP_i , соответствующего заданному значению мощности нагрузки P_{ci} , необходимо знать параметры двигателя. Кроме того, этот метод не всегда удобен вследствие трудности расчета потерь мощности. Поэтому на практике используются другие методы оценки нагрева двигателя, которые позволяют выбрать его по нагрузочной диаграмме.

Методы эквивалентных тока, момента и мощности. Потери мощности в электрических двигателях определяются как сумма постоянных потерь k и переменных потерь v — см. (10-2). Переменные потери двигателей пропорциональны квадрату тока главной цепи — тока якоря для машин постоянного тока и токов статора и ротора для асинхронных машин. Таким образом, $\Delta P_i = k + v_n (I_i/I_n)^2$. Тогда средние потери мощности за рабочий цикл равны:

$$\begin{aligned} \Delta P_{cp} &= \frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i = \frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n k t_i + \\ &+ \frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n v_n \left(\frac{I_i}{I_n} \right)^2 t_i = k + \frac{v_n}{t_n I_n^2} \sum_{i=1}^n I_i^2 t_i. \end{aligned}$$

С другой стороны, в соответствии с (11-18)

$$k + \frac{v_n}{t_n I_n^2} \sum_{i=1}^n I_i^2 t_i \leq \Delta P_n = k + v_n.$$

Отсюда условие правильного выбора двигателя по его нагреву может быть сформулировано в виде

$$\frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n I_i^2 t_i \leq I_n^2$$

или

$$\sqrt{\frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n I_i^2 t_i} \leq I_n. \quad (11-19)$$

В левой части (11-19) стоит среднеквадратичный ток, эквивалентный действительному изменяющемуся во времени току по условиям нагрева, в связи с чем эту величину принято называть эквивалентным током, который определяется следующим образом:

$$I_{\theta} = \sqrt{\frac{1}{t_{\Sigma}} \sum_{i=1}^n I_{\theta i}^2 t_i} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_{\Sigma}}} \quad (11-20)$$

С учетом (11-20) неравенство (11-19) может быть также записано в виде

$$I_{\theta} \leq I_{\Pi} \quad (11-19a)$$

Выбрать двигатель в соответствии с (11-19a) также нельзя. По этому условию можно лишь проверить выбранный двигатель. Преимущество же его по сравнению с методом средних потерь заключается в том, что при известных значениях нагрузки на валу двигателя, как правило, проще определяются значения токов, чем соответствующие потери мощности.

Следует обратить внимание на то, что при выводе формул метода эквивалентного тока переменные потери принимались пропорциональными квадрату тока двигателя. Данное положение справедливо лишь в том случае, когда сопротивления главных цепей двигателей остаются неизменными в процессе работы, т.е. если в течение рабочего цикла нет переключения главных цепей, а асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, имеющим либо двойную беличью клетку, либо глубокие пазы, работают при приблизительно постоянной скорости, когда изменение скольжения, а следовательно, и частоты токов ротора не приводит к заметному изменению параметров роторной цепи вследствие эффекта вытеснения тока. Кроме того, этот метод не учитывает возможные изменения той части потерь, которая была принята постоянной, не зависящей от нагрузки. В действительности в ряде случаев при изменении скорости в широких пределах величина k может изменяться.

Однако с учетом указанных ограничений метод эквивалентного тока может использоваться для проверки по условиям нагрева всех типов двигателей с достаточной для практики точностью.

На основании метода эквивалентного тока может быть сформулировано и другое условие оценки нагрева двига-

теля, а именно по величине эквивалентного момента. Действительно, для двигателей постоянного тока независимого возбуждения магнитный поток часто остается практически постоянным независимо от изменения нагрузки и равным Φ_n . Если в (11-20) обе части равенства умножить на величину $k\Phi_n$, то

$$k\Phi_n I_a = M_a = \sqrt{\frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n (k\Phi_n)^2 I_i^2 t_i} = \sqrt{\frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}, \quad (11-21)$$

где M_a — развиваемый двигателем момент, эквивалентный по условиям нагрева действительному изменяющемуся во времени моменту и определяемый как среднеквадратичная величина момента двигателя за рабочий цикл.

Условием правильного выбора двигателя аналогично (11-19а) будет:

$$M_a \leq M_n. \quad (11-22)$$

Метод эквивалентного момента позволяет выбрать двигатель по мощности. Действительно, если известны нагрузочная диаграмма $M(t)$ и угловая скорость ω_1 , то может быть найдена величина $P_{расч} = M_a \omega_1$, а следовательно, и выбран двигатель по мощности

$$P_{расч} \leq P_n.$$

Необходимо подчеркнуть, что метод эквивалентного момента справедлив для двигателей постоянного тока, имеющих неизменный магнитный поток ($\Phi = \Phi_n = \text{const}$), а также при ограничениях, указанных для метода эквивалентного тока.

Метод эквивалентного момента применим и при выборе по мощности асинхронных двигателей в тех случаях, когда изменения нагрузки на валу соответствуют линейному участку механической характеристики, для которого согласно (2-57а) и (2-61б) справедливо соотношение $M = M_n I_2 / I_{2н}$.

В тех случаях, когда при изменении нагрузки на валу двигателя его скорость меняется незначительно, т. е. если можно принять:

$$\omega_1 \approx \omega_2 \approx \dots \approx \omega_i \approx \dots \omega_n \approx \omega_n,$$

то можно использовать еще один метод оценки нагрева двигателя — метод эквивалентной мощности. Если при указанном соотношении скоростей умножить правую и

левую часть (11-21) на ω_n , то

$$M_3 \omega_n = P_3 = \sqrt{\frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n M_i^2 \omega_i^2 t_i} = \sqrt{\frac{1}{t_n} \sum_{i=1}^n P_i^2 t_i}, \quad (11-23)$$

где P_3 — мощность, развиваемая двигателем, эквивалентная по условиям нагрева действительной изменяющейся во времени мощности и определяемая как среднеквадратичная мощность двигателя за рабочий цикл.

Условие правильного выбора двигателя имеет вид:

$$P_3 \leq P_n. \quad (11-24)$$

Очевидно, что метод эквивалентной мощности применим для выбора по мощности двигателей постоянного тока независимого возбуждения и асинхронных двигателей, если рабочему циклу соответствует работа на жестких естественных характеристиках. Чем выше модуль жесткости механических характеристик, тем точнее осуществляется выбор двигателя по методу эквивалентной мощности.

После того как двигатель выбран по каталогу на основании метода эквивалентной мощности или эквивалентного момента, его необходимо проверить по условиям допустимой максимальной нагрузки. Очевидно, что наибольший за рабочий цикл момент на валу двигателя $M_{\text{нагр, макс}}$ не должен превосходить величину наибольшего допустимого момента $M_{\text{макс, доп}}$ для данного типа двигателя, т. е.

$$M_{\text{нагр, макс}} \leq M_{\text{макс, доп}}. \quad (11-25)$$

Так, для асинхронных двигателей значение $M_{\text{макс, доп}}$ берется из условия возможного снижения напряжения питающей сети до 0,9 номинального значения. Отсюда

$$M_{\text{макс, доп, а.д}} \approx 0,8 M_K.$$

Значения M_K приводятся в каталогах на асинхронные двигатели.

Максимальный момент синхронного двигателя обычно составляет (2,5 ÷ 3,0) M_n . За счет форсирования возбуждения двигателя эта величина может быть увеличена до (3,5 ÷ 4,0) M_n .

Перегрузочная способность двигателей постоянного тока определяется условиями нормальной коммутации и, следовательно, допустимой перегрузкой по току якоря. Последняя заметно различается для двигателей различной

конструкции. Так, для двигателей общего назначения $I_{\text{д, макс. доп}}/I_{\text{н}} = 2,5$, а для двигателей с гладким якорем $I_{\text{д, макс. доп}}/I_{\text{н}} = 6 \div 8$. Перегрузочная способность также зависит от скорости: с ростом скорости допустимая величина тока якоря снижается. Следует также отметить, что значение наибольшего допустимого момента двигателей постоянного тока в значительной степени зависит от типа системы возбуждения. При одинаковой допустимой перегрузке по току перегрузочная способность двигателей последовательного и смешанного возбуждения выше, чем двигателей независимого возбуждения, что объясняется ростом потока при увеличении тока якоря.

Предварительный выбор двигателя по мощности. Методы эквивалентных момента и мощности справедливы при ограниченных условиях и не для всех типов двигателей. Кроме того, в ряде случаев вид нагрузочной диаграммы определяется не только статическими нагрузками, обусловленными спецификой технологического процесса производственного механизма, но и динамическими нагрузками, которые в значительной мере зависят от инерционных масс системы электропривода, причем, как правило, от момента инерции самого двигателя. При этих условиях действительная нагрузочная диаграмма до выбора двигателя не может быть построена.

Во всех указанных случаях возникает задача предварительного выбора двигателя по мощности с последующей его проверкой по условиям нагрева и допустимой максимальной нагрузки.

Предварительный выбор двигателя по мощности может быть выполнен на основании средних за рабочий цикл величин момента и мощности статической нагрузки, а именно

$$M_{\text{н}} \geq k_{\text{а}} M_{\text{с, ср}} = \frac{k_{\text{а}}}{t_{\text{н}}} \sum_{i=1}^n M_{\text{с}i} t_i; \quad (11-26)$$

$$P_{\text{н}} \geq k_{\text{а}} P_{\text{с, ср}} = \frac{k_{\text{а}}}{t_{\text{н}}} \sum_{i=1}^n P_{\text{с}i} t_i, \quad (11-27)$$

где $M_{\text{с}i}$, $P_{\text{с}i}$ — момент и мощность статической нагрузки, соответствующие i -му участку рабочего цикла нагрузочной диаграммы;
 t_i — время работы двигателя на i -м участке;

$k_3 = 1,1 \div 1,3$ — коэффициент, учитывающий отличие нагрузочной диаграммы двигателя от диаграммы статической нагрузки; при наличии в рабочем цикле заметных динамических нагрузок во время периодов пуска, электрического торможения, реверса, изменения скорости следует принимать большие значения k_3 .

В тех случаях, когда в принципе применимы методы эквивалентных момента и мощности, предварительный выбор двигателя по мощности может быть выполнен на основании нагрузочной диаграммы механизма по формулам, аналогичным (11-21) и (11-23):

$$M_H \geq k_3 M_{c, \vartheta} = k_3 \sqrt{\frac{1}{t_H} \sum_{i=1}^n M_{ci}^2 t_i}; \quad (11-28)$$

$$P_H \geq k_3 P_{c, \vartheta} = k_3 \sqrt{\frac{1}{t_H} \sum_{i=1}^n P_{ci}^2 t_i}. \quad (11-29)$$

Если же нагрузочные диаграммы двигателя и механизма совпадают, т. е. если можно не считаться с динамическими нагрузками, то расчет по (11-28) и (11-29) совпадает с расчетом соответственно по (11-21) и (11-22), а также (11-23) и (11-24).

После предварительного выбора двигателя по мощности он, как указывалось выше, обязательно должен быть проверен по условиям нагрева. С этой целью строятся нагрузочные диаграммы двигателя, с помощью которых на основании одного из методов эквивалентных величин могут быть установлены условия нагрева двигателя в процессе работы. Если определяемая эквивалентная величина — мощность, момент, ток или потери мощности — превышает соответствующую номинальную величину двигателя, то он выбран неправильно и необходимо выбрать двигатель большей мощности. Если же она меньше или равна ей, то двигатель выбран правильно и в процессе работы его температура не превысит допустимые пределы. Выбор метода проверки зависит от типа двигателя и условий его работы. Отметим, что наиболее универсальным и точным является метод эквивалентных или средних потерь.

В тех случаях, когда в процессе работы имеет место изменение теплоотдачи двигателя — при изменениях скорости, пусках, торможении, остановке, при проверке двигателя методами эквивалентных величин следует учитывать изменение условий теплоотдачи, что может быть выполнено на основании (11-166). Из этого выражения можно найти:

$$I_a = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i t_i}}; \quad (11-20a)$$

$$M_a = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i t_i}}; \quad (11-21a)$$

$$P_a = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n P_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i t_i}}. \quad (11-23a)$$

В частности, если в рабочем цикле заметное время занимают периоды переходных процессов и паузы, как это показано, например, в нагрузочной диаграмме на рис. 11-7, то выражение для эквивалентных потерь имеет вид:

$$\Delta P_a = \frac{\Delta W_{\Pi} + \Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n + \Delta W_T}{\beta_{\Pi}(t_{\Pi} + t_T) + t_1 + t_2 + \dots + t_n + \beta_0 t_0}, \quad (11-30)$$

а для эквивалентного момента

$$M_a = \sqrt{\frac{M_{\Pi}^2 t_{\Pi} + M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n + M_T^2 t_T}{\beta_{\Pi}(t_{\Pi} + t_T) + t_1 + t_2 + \dots + t_n + \beta_0 t_0}}. \quad (11-31)$$

Здесь ΔW_{Π} , ΔW_T — потери энергии при пуске и торможении;

M_{Π} , M_T — средние значения моментов при пуске и торможении;

t_{Π} , t_T , t_0 — времена пуска, торможения и паузы;

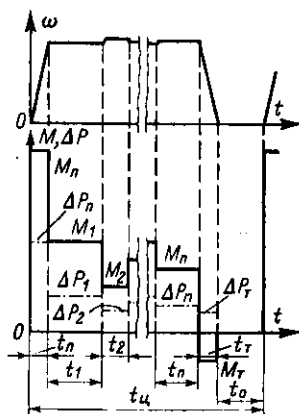


Рис. 11-7. Тахограмма $\omega(t)$ и диаграммы изменения момента и потерь мощности двигателя, работающего в продолжительном режиме, когда рабочий цикл содержит периоды пуска t_{Π} , электрического торможения t_T и паузы t_0 .

β_0 — коэффициент, учитывающий ухудшение условий охлаждения во время паузы;

$\beta_{\text{п}} = (1 + \beta_0)/2$ — коэффициент, учитывающий ухудшение условий охлаждения во время пуска и торможения.

При расчетах обычно принимают следующие значения β_0 : 0,25—0,35 для двигателей открытого и защищенного исполнения с вентилятором на валу; 0,30—0,55 для закрытых обдуваемых двигателей с ребристой поверхностью;

0,70—0,98 для двигателей закрытого исполнения без обдува; 1,0 для двигателей с независимой вентиляцией от отдельного вентилятора.

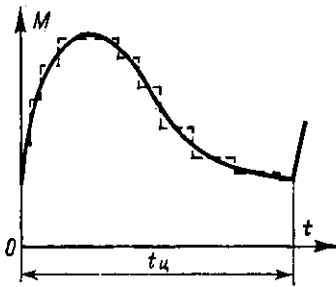


Рис. 11-8. Нагрузочная диаграмма при непрерывном изменении момента двигателя.

В приведенных формулах $\beta_0 < 1$ и $\beta_{\text{п}} < 1$, что приводит как бы к уменьшению времени рабочего цикла, а это в свою очередь вызывает увеличение соответствующих эквивалентных величин. Тем самым при проверке двигателя учитывается необходимость увеличения установ-

приве

ленной (номинальной) мощности двигателя за счет ухудшения теплоотдачи в отдельные периоды работы. Следует отметить, что небольшие отклонения скорости, обусловленные изменением нагрузки на валу двигателя, практически не влияют на величину β , в связи с чем в выражениях (11-30) и (11-31) для участков нагрузочной диаграммы, когда $\omega \approx \omega_{\text{н}}$, принято $\beta = 1$.

Нагрузочные диаграммы в отличие от представленных на рис. 11-5—11-7 могут иметь вид не ломаных линий, а кривых, как это показано, например на рис. 11-8. Для определения эквивалентных величин в этом случае можно воспользоваться приведенными ранее формулами, если заменить действительную кривую ломаной линией (рис. 11-8 пунктир). Если же действительная кривая, представляющая собой нагрузочную диаграмму $M(t)$, содержит участки с большой крутизной, в связи с чем аппроксимация ее представленной ломаной линией, содержащей только горизонтальные и вертикальные отрезки, может привести к заметным погрешностям при расчете, то

в этом случае в формулах для эквивалентных величин следует перейти от конечных сумм к интегралам. Например, эквивалентный момент может быть определен по формуле

$$M_{\text{э}} = \sqrt{\frac{1}{t_n} \int_0^{t_n} M^2(t) dt}. \quad (11-216)$$

Аналогичные выражения могут быть записаны для определения эквивалентных потерь, тока и мощности.

11-5. РАСЧЕТ МОЩНОСТИ И ВЫБОР ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ КРАТКОВРЕМЕННОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Нагревание двигателя, работающего в кратковременном режиме, значительно отличается от соответствующего процесса при продолжительном режиме. На рис. 11-9, а изображен упрощенный график работы электродвигателя в кратковременном режиме. В течение времени t_p двигатель работает, развивая момент M_1 , а затем он длительное время отключен от сети. При этом за время работы температура двигателя не успевает достигнуть установившейся величины, соответствующей нагрузке двигателя, а за время паузы он успевает охладиться до температуры охлаждающей среды.

Поскольку за время работы нагрузка двигателя постоянна, то уравнение его нагрева имеет вид:

$$\tau = \tau_{\text{уст}} (1 - e^{-t/T_n}). \quad (11-32)$$

На рис. 11-9, б изображены графики изменения превышения температуры в процессе работы двигателя. Если выбрать двигатель для продолжительного режима работы с номинальным моментом, равным M_1 , то при кратковременном режиме превышение температуры не достигнет установивше-

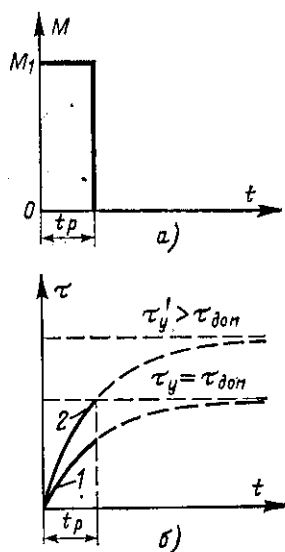


Рис. 11-9. Упрощенная диаграмма изменения нагрузки (а) и диаграммы превышения температуры двигателя (б) при кратковременном режиме работы.

гося значения $\tau_{уст}$ и в конце рабочего периода t_p оно будет меньше допустимого значения $\tau_{доп}$, как это видно из кривой 1 на рис. 11-9, б. В этом случае двигатель будет недоиспользован по нагреву. Для заданной нагрузки M_1 можно подобрать двигатель с номинальным моментом, меньшим, чем M_1 . При продолжительной работе этого двигателя с нагрузкой M_1 его превышение температуры $\tau'_{уст}$ оказывается больше допустимого значения $\tau_{доп}$. Однако при кратковременной работе двигателя за время t_p превышение температуры не успевает достигнуть установившейся величины. Очевидно, для заданных величин нагрузки M_1 и времени работы t_p можно подобрать двигатель с таким номинальным моментом, меньшим, чем M_1 , при котором к концу рабочего участка t_p превышение температуры двигателя достигает значения $\tau = \tau_{доп}$, т. е. предельно допустимого для данного класса изоляции. В этом случае τ за время работы изменяется в соответствии с кривой 2 на рис. 11-9, б.

Из изложенного следует, что для полного использования в кратковременном режиме работы двигателя, предназначенного для продолжительного режима, его необходимо перегружать. Для количественной оценки перегрузки используются коэффициенты термической и механической перегрузок.

Отношение потерь мощности при кратковременном режиме к потерям мощности при номинальном режиме при условии одинакового значения превышения температуры двигателя называется коэффициентом термической перегрузки:

$$P_T = \Delta P_K / \Delta P_{н.пр}, \quad (11-33)$$

где ΔP_K — допустимые потери мощности при кратковременной нагрузке;

$\Delta P_{н.пр}$ — потери мощности при продолжительной номинальной нагрузке.

Отношение допустимого по условиям нагрева момента при кратковременной нагрузке $M^{(к)}$ к номинальному моменту $M_{н.пр}$ при продолжительной работе называется коэффициентом механической перегрузки

$$P_M = M^{(к)} / M_{н.пр}. \quad (11-34)$$

В течение времени t_p превышение температуры двигателя изменяется по закону, определяемому выражением (11-32):

$$\tau = \tau'_{уст} (1 - e^{-t/T_H}), \quad (11-32a)$$

где $\tau'_{уст} = \Delta P_{н.пр}/A$.

В момент времени $t = t_p$ превышение температуры должно быть равно максимально допустимому значению для данного класса изоляции, т. е. $\tau|_{t_p} = \tau_{доп}$. С другой стороны, $\tau_{доп}$ равно установившемуся значению $\tau_{уст}$ при продолжительной нагрузке двигателя номинальным моментом, т. е.

$$\tau_{уст} = \Delta P_{н.пр}/A.$$

Из (11-33) и (11-32a), учитывая $\tau|_{t_p} = \tau_{доп} = \tau_{уст}$, можно найти:

$$\begin{aligned} p_T &= \frac{\Delta P_K}{\Delta P_{н.пр}} = \frac{\tau'_{уст}}{\tau_{уст}} = \\ &= \frac{1}{1 - e^{-t_p/T_H}}. \end{aligned} \quad (11-35)$$

На рис. 11-10 приведена зависимость коэффициента термической перегрузки p_T от t_p/T_H , построенная в соответствии с (11-35).

Если задано значение p_T , то с помощью (11-35) можно определить соответствующее допустимое время работы

$$t_p = T_H \ln \frac{p_T}{p_T - 1}. \quad (11-36)$$

Зная коэффициент термической перегрузки, можно также определить коэффициент механической перегрузки, так как

$$p_T = \frac{\Delta P_K}{\Delta P_{н.пр}} = \frac{k + v_H [M^{(K)}/M_H]^2}{k + v_H} = \frac{a + p_M^2}{a + 1},$$

где $a = k/v_H$ — коэффициент потерь.

Отсюда

$$p_M = \sqrt{p_T(a + 1) - a}. \quad (11-37)$$

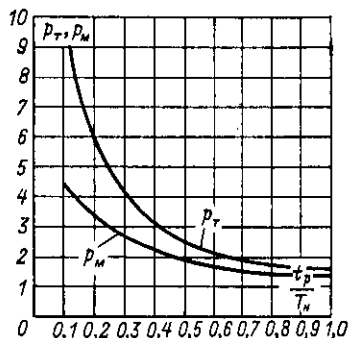


Рис. 11-10. Зависимости коэффициентов термической (p_T) и механической (p_M) перегрузки двигателя при кратковременном режиме работы от относительной длительности рабочего периода.

Если в последнее выражение подставить значение p_T в соответствии с (11-35), то можно записать:

$$p_M = \sqrt{\frac{a+1}{1 - e^{-t_p/T_n}} - a}. \quad (11-38)$$

Выражение (11-38) позволяет при заданных значениях коэффициента потерь a , времени работы t_p и постоянной времени нагрева T_n определить коэффициент механической перегрузки.

На рис. 11-10 показана зависимость p_M от t_p/T_n , построенная по (11-38) при $a = 1$.

Если пренебречь постоянными потерями, т. е. принять $a = 0$, то, как следует из (11-37)

$$p_M = \sqrt{p_T}. \quad (11-37a)$$

Это простое соотношение между коэффициентами p_M и p_T можно использовать при приближенных расчетах.

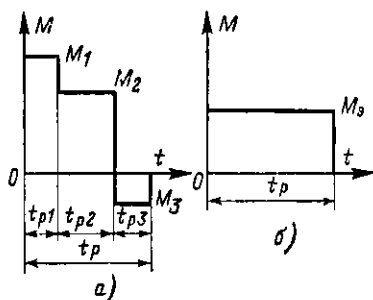


Рис. 11-11. Реальная (а) и эквивалентная (б) нагрузочные диаграммы двигателя при кратковременном режиме работы.

Из графиков (11-10) видно, что при отношениях t_p/T_n , близких к значениям 0,35, допустимый по условиям нагрева коэффициент механической перегрузки p_M равен примерно 2,5, что соответствует перегрузочной способности нормальных двигателей постоянного тока и несколько больше перегрузочной способности асинхронных двигателей общепромышленного применения. Вследствие этого пол-

ное использование двигателей по нагреву при малых значениях t_p/T_n ограничивается перегрузочной способностью двигателей. Полное использование двигателей по нагреву возможно только при относительно больших значениях отношения t_p/T_n .

В реальных условиях при кратковременном режиме работы нагрузка на валу двигателя в течение рабочего периода может изменяться. В этом случае, пользуясь методами эквивалентных величин, можно перейти от реального графика нагрузки к такому графику нагрузки, когда при той же длительности работы t_p мощность, момент

или потери мощности двигателя будут постоянными и равными соответствующим эквивалентным величинам.

Так, на рис. 11-11, а приведен трехчастковый график нагрузки. Используя метод эквивалентного момента, от этого графика можно перейти к эквивалентному ему по условиям нагрева графику на рис. 11-11, б. Эквивалентный момент в данном случае равен:

$$M_0 = \sqrt{\frac{M_1^2 t_{p1} + M_2^2 t_{p2} + M_3^2 t_{p3}}{t_p}}.$$

График нагрузки, приведенный на рис. 11-11, б, можно использовать для расчета мощности двигателя в кратковременном режиме работы. Справедливыми при расчетах будут выведенные выше формулы для коэффициентов термической и механической перегрузок.

Следует напомнить, что точная нагрузочная диаграмма двигателя может быть построена только в том случае, если он уже выбран и рассчитаны переходные процессы. Поэтому при проектировании электропривода с кратковременным режимом работы вначале следует предварительно выбрать двигатель только по условию перегрузки — $M_n \lambda \geq M_{с. макс}$ или на основании данных опыта проектирования и эксплуатации аналогичных электроприводов. Затем можно рассчитать переходные процессы и построить реальную нагрузочную диаграмму. Пользуясь методом эквивалентных величин, последнюю можно привести к нагрузочной диаграмме, соответствующей постоянной нагрузке.

Для кратковременного режима работы возможно выбрать двигатель из серии машин, предназначенных для работы в продолжительном режиме, или из серии специальных машин, рассчитанных для работы в кратковременном режиме. В обоих случаях необходима соответствующая проверка правильности выбора двигателя.

Обратимся к выбору двигателя из серии машин, предназначенных для продолжительного режима. Известными являются время работы t_p и нагрузка, т. е. известна предварительная нагрузочная диаграмма, построенная без учета параметров двигателя. По каталогу из серии машин продолжительного режима работы предварительно выбирается двигатель по условиям допустимой перегрузки или на основании данных проектирования и эксплуатации аналогичных электроприводов.

Для выбранного двигателя с номинальным моментом M_n следует определить коэффициент потерь $a = k/v_n$. Пере-

менные потери при номинальной нагрузке для двигателей постоянного тока можно найти по номинальному току и сопротивлению цепи якоря $v_n = I_{н.д}^2 R_{я}$, а для асинхронных двигателей они определяются суммой потерь в обмотках статора и ротора в номинальном режиме $v_n = 3I_{2н}^2 R_2' + 3I_{1н}^2 R_1$.

Учитывая, что в номинальном режиме к. п. д. $\eta_n = P_n / (P_n + \Delta P_n)$, можно найти потери мощности в двигателе при номинальной нагрузке

$$\Delta P_n = P_n \frac{1 - \eta_n}{\eta_n}.$$

Отсюда постоянные потери

$$k = \Delta P_n - v_n.$$

Таким образом, указанным выше способом может быть определено значение a .

На основании известных данных рассчитываются статические характеристики, переходные процессы и строится реальная нагрузочная диаграмма электропривода. Затем можно найти эквивалентную по нагреву величину M_a (или тока, или мощности) за время t_p .

В результате проведенных расчетов оказываются известными M_a (или I_a , или P_a) и время работы t_p .

С другой стороны, для выбранного двигателя известны номинальный момент M_n , постоянная времени нагрева T_n и коэффициент потерь a . По этим данным может быть найден момент, который может развивать данный двигатель, не перегреваясь, в течение времени t_p при кратковременном режиме работы:

$$M_n^{(к)} = M_{нрм} = M_n \sqrt{\frac{a+1}{1 - e^{-t_p/T_n}} - a}. \quad (11-39)$$

Если при этом выполняется условие $M_n^{(к)} \geq M_a$, то максимальное превышение температуры двигателя не превосходит допустимой величины. В этом случае выбранный двигатель удовлетворяет условиям нагрева. Если же последнее условие не выполняется, то следует выбрать другой двигатель большей мощности.

Кроме проверки по условиям нагревания, выбранный двигатель проверяется по условиям перегрузки. Для асинхронных короткозамкнутых двигателей проверяется еще условие достаточности пускового момента при заданном статическом моменте.

Следует подчеркнуть, что для работы в кратковременном режиме, как правило, нецелесообразно использовать

двигатели, рассчитанные на продолжительный режим работы. Из анализа кратковременного режима следует, что если стремиться полностью использовать данный двигатель по нагреву, то его нагрузка должна быть больше номинальной при продолжительном режиме работы. Это приводит к уменьшению перегрузочной способности двигателя. Кроме того, если время t_p невелико, то для полного использования двигателя по нагреву необходимо значительно перегружать двигатель по моменту. В этой связи становится очевидным, что двигатели, специально предназначенные для кратковременного режима, должны обладать повышенной перегрузочной способностью.

Отечественная промышленность выпускает специальные электродвигатели, рассчитанные для кратковременного режима работы. Время работы этих двигателей нормируется и составляет 15, 30, 60, 90 мин. Это значит, что двигатель, например имеющий номинальные данные $P_n = 10$ кВт при $t_p = 30$ мин, может развивать в течение 30 мин мощность 10 кВт, а затем он должен быть отключен от сети до тех пор, пока полностью не охладится до температуры окружающей среды.

Следует отметить, что по каталожным данным двигателей кратковременного режима можно определить постоянную времени нагрева. Известными при этом являются P_k , t_k и η_k для кратковременного режима работы и $P_{пр}$, $\eta_{пр}$ для продолжительного режима работы того же двигателя.

Потери мощности для указанных режимов определяются по формулам:

$$\Delta P_{пр} = P_{пр} \frac{1 - \eta_{пр}}{\eta_{пр}};$$

$$\Delta P_k = P_k \frac{1 - \eta_k}{\eta_k}.$$

Коэффициент термической перегрузки

$$P_T = \frac{\Delta P_k}{\Delta P_{пр}}.$$

Используя (11-35), можно определить:

$$T_n = \frac{t_k}{\ln \frac{\Delta P_k}{\Delta P_k - \Delta P_{пр}}}.$$

Постоянную времени нагрева T_n можно найти также и в том случае, если в каталоге приведены данные для двух кратковременных режимов одного и того же двигателя

(P_{K1} , t_{K1} , η_{K1} и P_{K2} , t_{K2} , η_{K2}). В этом случае, исходя из равенства предельной температуры, можно записать:

$$\Delta P_{K1} (1 - e^{-t_{K1}/T_H}) = \Delta P_{K2} (1 - e^{-t_{K2}/T_H}).$$

Постоянная времени нагрева T_H может быть найдена путем решения приведенного трансцендентного уравнения одним из приближенных методов, например графическим.

Для оценки нагрева двигателя кратковременного режима работы большой интерес представляет также вопрос о том, какую нагрузку может допустить двигатель, не перегреваясь, если время работы его отличается от каталожного значения. По каталожным данным $P_{H, \text{кат}}$, $t_{p, \text{кат}}$, η_H можно рассмотренными выше способами определить потери мощности ΔP_H и постоянную времени нагрева T_H . Двигатель при номинальной нагрузке за время $t_{p, \text{кат}}$ нагревается до допустимой температуры. При этом

$$\tau_{\text{доп}} = \frac{\Delta P_H}{A} (1 - e^{-t_{p, \text{кат}}/T_H}). \quad (11-40)$$

С другой стороны, при работе в течение времени t_p с нагрузкой, отличной от номинальной, также справедливо соотношение

$$\tau_{\text{доп}} = \frac{\Delta P_K}{A} (1 - e^{-t_p/T_H}),$$

где ΔP_K — потери, соответствующие нагрузке двигателя.

Из полученных выражений следует:

$$\frac{\Delta P_K}{\Delta P_H} = \frac{1 - e^{-t_{p, \text{кат}}/T_H}}{1 - e^{-t_p/T_H}}.$$

Потери мощности при номинальной нагрузке

$$\Delta P_H = k + v_H,$$

а при нагрузке, отличной от номинальной,

$$\Delta P_K = k + v_H \left(\frac{M_{\text{доп}, p}}{M_H} \right)^2,$$

где M_H — номинальный момент двигателя;

$M_{\text{доп}, t_p}$ — момент двигателя, определяющий его допустимый нагрев за время t_p .

Из полученных выражений следует:

$$M_{\text{доп}, t_p} = M_H \sqrt{(a+1) \frac{1 - e^{-t_{p, \text{кат}}/T_H}}{1 - e^{-t_p/T_H}} - a}. \quad (11-41)$$

Заметим, что при $t_{p, \text{кат}} = \infty$ значение момента по (11-41) совпадает с его значением по (11-39).

Для расчета и проверки по нагреву двигателя кратковременного режима работы должны быть известны время работы t_p и нагрузка. По этим данным предварительно по условиям перегрузки или на основании сведений по проектированию аналогичных электроприводов двигатель выбирается по каталогу. Для выбранного двигателя определяются коэффициент потерь и постоянная времени нагрева.

Далее рассчитываются необходимые статические характеристики и переходные процессы, на основании чего может быть построена нагрузочная диаграмма и найдены M_a (или I_a или P_a) и t_p . По формуле (11-41) находится момент, определяющий допустимую температуру двигателя за время t_p . При этом двигатель удовлетворяет условиям нагрева, если соблюдается неравенство $M_{\text{доп}, t_p} \geq M_a$. Кроме того, выбранный двигатель следует проверить по условиям перегрузки.

Необходимо отметить, что двигатели, предназначенные для кратковременного режима работы, как правило, нецелесообразно использовать в продолжительном режиме, так как они характеризуются повышенными постоянными потерями. В ряде случаев эти двигатели не имеют собственного вентилятора. Для них характерна повышенная перегрузочная способность. Для асинхронных двигателей увеличение критического момента приводит к необходимости увеличения магнитного потока, что связано с увеличением намагничивающего тока и уменьшением коэффициента мощности. Иногда такие двигатели при наличии больших постоянных потерь не могут работать в продолжительном режиме даже вхолостую.

Выведенные выше формулы для кратковременного режима работы двигателей достаточно точно отражают реальный процесс нагрева машины при относительно больших величинах t_p , поскольку начальный участок кривой нагрева отличается от экспоненты. В частности, согласно данным завода — изготовителя асинхронных двигателей крановой серии в случае кратковременного режима с рабочим периодом $t_p \leq 15$ –20 мин результаты расчета по приведенным выше формулам значительно отличаются от результатов эксперимента. В этих случаях необходимо иметь в виду, что при относительно небольших значениях t_p/T_n и реальных значениях перегрузочной способности

двигателей последние недоиспользуются по нагреву. Поэтому, если время работы при кратковременном режиме мало, можно вообще не производить проверку двигателя по условиям нагрева, а следует ограничиться только проверкой по условиям перегрузки.

11.6. РАСЧЕТ МОЩНОСТИ И ВЫБОР ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ПОВТОРНО-КРАТКОВРЕМЕННОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Повторно-кратковременный режим работы двигателя характеризуется графиком нагрузки, приведенным на рис. 11-12. Основными показателями этого режима работы

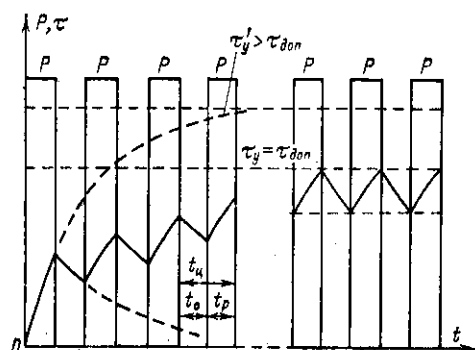


Рис. 11-12. Диаграмма изменения превышения температуры двигателя и упрощенная нагрузочная диаграмма при повторно-кратковременном режиме работы.

являются мощность P , которую должен развивать двигатель на рабочих участках графика, а также время работы t_p и паузы t_0 , причем сумма последних определяет собой время цикла $t_{ц}$. На том же рисунке приведен график изменения превышения температуры двигателя: через n циклов при $nt_{ц} > 4T_n$ температурный режим двигателя достигает квазиустановившегося состояния. Этот график может быть построен на основании приведенной ранее формулы нагрева и охлаждения двигателя (11-5). Сравнивая конечную температуру квазиустановившегося режима с допустимой для предварительно выбранного двигателя, можно судить о возможности его работы в данном режиме.

Для повторно-кратковременного режима работы выпускается серия специальных машин, рассчитанных на

этот режим. В каталогах указывается номинальная мощность двигателя P_n при определенной продолжительности включения ПВ%, которая равна соответственно

$$\text{ПВ}\% = \frac{t_p}{t_p + t_o} 100\%. \quad (11-42)$$

Для машин повторно-кратковременного режима в каталогах приводятся их номинальные данные при следующих стандартных продолжительностях включения: 15, 25, 40, 60 и 100%. Длительность рабочего цикла не должна превышать 10 мин, в противном случае двигатель должен выбираться, как и для продолжительного режима.

При выборе мощности двигателя обычно не строят графика его нагрева до квазиустановившегося состояния, ибо этот метод кропотлив и неточен. Существует более простой метод проверки правильности выбора мощности двигателя, основанный на сравнении цикловых потерь.

Если при повторно-кратковременном режиме нагрузка двигателя, времена работы и пауз от цикла к циклу не меняются и относительная продолжительность включения ПВ_1 равна одному из стандартных значений $\text{ПВ}_{\text{ст}}$, то выбор двигателя по мощности затруднений не представляет. По каталогу при $\text{ПВ}_{\text{ст}} = \text{ПВ}_1$ должен быть выбран двигатель в соответствии с соотношением

$$P_1 \leq P_n.$$

Рассмотрим метод выбора двигателя по мощности для случая, когда нагрузка не меняется, но $\text{ПВ}_1 \neq \text{ПВ}_{\text{ст}}$. Допустим, что относительной продолжительности включения ПВ_1 соответствует мощность P_1 , а стандартной продолжительности включения $\text{ПВ}_{\text{ст}}$ соответствует номинальная мощность P_n (рис. 11-13). На основании метода эквивалентных потерь мощности можно утверждать следующее: средняя температура двигателя при его работе с мощностью $P_1 \neq P_n$ при $\text{ПВ}_1 \neq \text{ПВ}_{\text{ст}}$ не будет превышать допустимую температуру в том случае, если средние потери

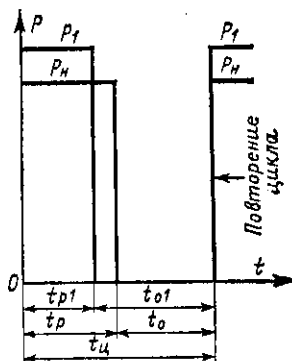


Рис. 11-13. К вопросу приведения постоянной нагрузки двигателя к стандартному значению ПВ.

мощности за цикл при P_1 и P_{B1} не будут превышать средние потери мощности за тот же цикл при P_n и $P_{Bст}$ (рис. 11-13), т. е. если

$$\frac{\Delta P_1 t_{p1}}{t_{p1} + t_{o1}} \leq \frac{\Delta P_n t_p}{t_p + t_o}$$

или

$$\Delta P_1 P_{B1} \leq \Delta P_n P_{Bст}.$$

Отсюда условие выбора двигателя

$$\Delta P_n \geq \Delta P_1 \frac{P_{B1}}{P_{Bст}}. \quad (11-43)$$

Таким образом, для того чтобы при работе с мощностью P_1 и P_{B1} средняя температура двигателя не превышала допустимую температуру, между потерями мощности должно существовать соотношение, обусловленное выражением (11-43). Выбор двигателя по мощности в рассматриваемом случае сводится к проверке в соответствии с выражением (11-43) предварительно выбранного двигателя с ближайшими величинами P_n и $P_{Bст}$ по отношению к заданным значениям P_1 и P_{B1} .

Проверка предварительно выбранного двигателя может быть произведена также по приводимым ниже соотношениям между токами, моментами и мощностями. Заменяя в выражении (11-43) потери мощности через постоянные k и переменные v_n потери и обозначив $a = k/v_n$, после преобразования получим:

$$I_n \geq I_1 \sqrt{\frac{P_{B1}}{a(P_{Bст} - P_{B1}) + P_{Bст}}}. \quad (11-44)$$

Для двигателей независимого возбуждения, работающих с неизменным магнитным потоком, а также для асинхронных двигателей, работающих в пределах линейной части механической характеристики, легко получить аналогичное соотношение между моментами, а при работе указанных двигателей на естественной характеристике — аналогичное соотношение и между мощностями:

$$M_n \geq M_o = M_1 \sqrt{\frac{P_{B1}}{a(P_{Bст} - P_{B1}) + P_{Bст}}}; \quad (11-45)$$

$$P_n \geq P_o = P_1 \sqrt{\frac{P_{B1}}{a(P_{Bст} - P_{B1}) + P_{Bст}}}. \quad (11-46)$$

Если условиться производить предварительный выбор двигателя с относительной продолжительностью включения

$P_{B_{ст}}$, ближайшей к заданной P_{B_1} , то величиной $a(P_{B_{ст}} - P_{B_1})$ можно пренебречь. Тогда

$$I_n \geq I_1 \sqrt{\frac{P_{B_1}}{P_{B_{ст}}}}; \quad (11-44a)$$

$$M_n \geq M_1 \sqrt{\frac{P_{B_1}}{P_{B_{ст}}}}; \quad (11-45a)$$

$$P_n \geq P_1 \sqrt{\frac{P_{B_1}}{P_{B_{ст}}}}. \quad (11-46a)$$

Последние два выражения позволяют определить номинальную мощность двигателя в рассматриваемом случае для его предварительного выбора. Кроме приведенных выражений, выбор мощности при указанных условиях можно произвести по графикам P_n (ПВ), которые легко построить для каждого двигателя по данным каталога.

Рассмотрим более вероятный с практической точки зрения случай, когда в пределах цикла нагрузка не остается неизменной (рис. 11-14, а). Нагрузочные диаграммы двигателя $P(t)$, $I(t)$ и $M(t)$ могут быть заменены эквивалентными в отношении нагрева нагрузочными диаграммами (рис. 11-14, б) с постоянными эквивалентными потерями мощности, эквивалентными током, моментом или мощностью. При такой замене эквивалентные времена работы, пауз и относительная продолжительность включения определяются следующим образом:

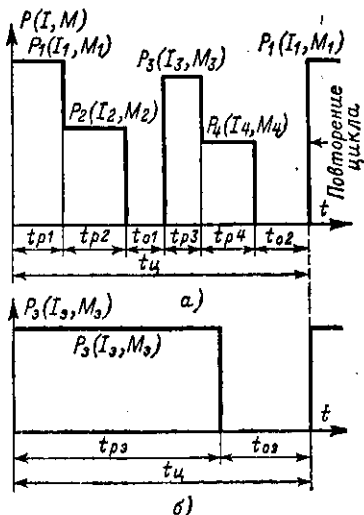


Рис. 11-14. Реальная (а) и эквивалентная (б) нагрузочные диаграммы двигателя, работающего в повторно-кратковременном режиме.

$$t_{p,э} = \sum t_{p_i}; \quad t_{o,э} = \sum t_{o_i};$$

$$P_{B\%} = \frac{t_{p,э}}{t_{p,э} + t_{o,э}} 100\% = \frac{\sum t_{p_i}}{\sum t_{p_i} + \sum t_{o_i}} 100\%. \quad (11-47)$$

Для определения средних потерь мощности, эквивалентных тока, момента или мощности используются выражения (11-46), (11-20), (11-21) или (11-23). Например, применительно к нагрузочной диаграмме, изображенной на рис. 11-14, а, они будут иметь вид:

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta P_1 t_{p1} + \Delta P_2 t_{p2} + \Delta P_3 t_{p3} + \Delta P_4 t_{p4}}{t_{p1} + t_{p2} + t_{p3} + t_{p4}}; \quad (11-48)$$

$$I_{\text{э}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_{p1} + I_2^2 t_{p2} + I_3^2 t_{p3} + I_4^2 t_{p4}}{t_{p1} + t_{p2} + t_{p3} + t_{p4}}}. \quad (11-49)$$

При определении $\Delta P_{\text{ср}}$, $I_{\text{э}}$, $M_{\text{э}}$ и $P_{\text{э}}$ необходимо учитывать возможные изменения коэффициента теплоотдачи. Для двигателей с самовентиляцией и естественной вентиляции при значительном числе включений следует учитывать ухудшение условий охлаждения при пуске и электрическом торможении, если последнее применяется.

После определения ПВ_э, $\Delta P_{\text{ср}}$, $I_{\text{э}}$, $M_{\text{э}}$ или $P_{\text{э}}$ проверка предварительно выбранного двигателя производится по одному из выражений (11-44)–(11-46), в которых этими величинами следует заменить соответственно ПВ₁, ΔP_1 , I_1 , M_1 или P_1 .

Выбор мощности двигателей повторно-кратковременного режима в общем случае производится в следующем порядке. По нагрузочной диаграмме производственного механизма $M_{\text{с}}(t)$ или $P_{\text{с}}(t)$ с помощью формулы (11-47) определяют ПВ_э; рассчитывают средние значения момента статического сопротивления или статической мощности за время работы в пределах цикла. Далее пересчитывают полученный момент или мощность согласно выражению (11-45) или (11-46) на ближайшее стандартное значение ПВ_{ст} и производят предварительный выбор двигателя.

Для проверки выбранного двигателя определяют потери мощности при работе двигателя с различными нагрузками в течение цикла или строят одну из его нагрузочных диаграмм, после чего подсчитывают по (11-47) действительное значение ПВ и по одному из выражений (11-48), (11-44), (11-45) или (11-46) средние потери мощности или эквивалентные ток, момент или мощность. Пользуясь соответствующими выражениями (11-44)–(11-46), производят проверку предварительно выбранного двигателя.

Если нагрузочные диаграммы двигателя и производственного механизма практически совпадают и если можно использовать для расчета метод эквивалентного момента или эквивалентной мощности, то необходимость в предва-

рительном выборе двигателя отпадает. В этом случае по нагрузочной диаграмме производственного механизма и выражениям (11-47) и (11-45) или (11-46) следует определить P_B , M_3 или P_3 , после чего в соответствии с выражением (11-45а) или (11-46а) можно произвести выбор двигателя.

11-7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДОПУСТИМОЙ ЧАСТОТЫ РАБОЧИХ ЦИКЛОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

Интенсификация производственных процессов приводит к необходимости увеличения частоты рабочих циклов электроприводов с повторно-кратковременным режимом работы. При этом заметно увеличиваются потери энергии в двигателе за время переходных процессов. Очевидно, что в рассматриваемом случае совершенно недопустимо учитывать только потери энергии за время установившейся работы двигателя, так как на его температуру нагрева будут оказывать значительное влияние потери в переходных процессах и условия охлаждения за время паузы. В связи с отмеченным возникает задача определения минимально допустимой длительности рабочего цикла $t_{ц.доп}$, при которой двигатель работает не перегреваясь выше допустимой температуры или допустимой частоты рабочих циклов. Последняя обычно характеризуется допустимым числом включений в час $Z_{доп}$. Данная проблема особенно важна для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, так как в этом случае все потери энергии выделяются в объеме самой электрической машины, тогда как при использовании двигателей постоянного тока или асинхронных с фазным ротором большая часть потерь энергии, обусловленных переходными процессами, рассеивается во внешних сопротивлениях цепей якорей или роторов.

Для определения средних потерь мощности в соответствии с (11-166) необходимо знать потери энергии $\sum \Delta P_i t_i$ и характер изменения коэффициента ухудшения теплоотдачи β , а значит, и скорости за рабочий цикл. Положим, что рабочий цикл состоит из периодов пуска, работы с установившейся скоростью при постоянной нагрузке, торможения и паузы, когда двигатель отключен от сети. Такому циклу работы соответствует упрощенная тахограмма, показанная на рис. 11-15, а, при построении которой принято, что за время пуска

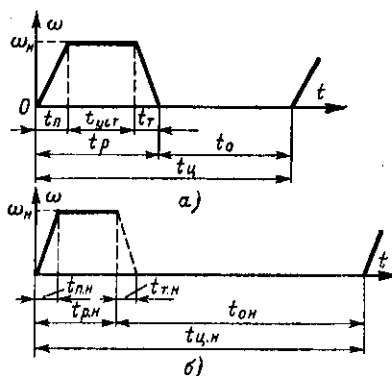


Рис. 11-15. Упрощенные тахограммы рабочего цикла при повторно-кратковременном режиме работы.

а — произвольного цикла; б — номинального цикла.

и торможения скорость двигателя изменяется по линейному закону. Потери энергии в двигателе определяются как сумма потерь энергии за время переходных процессов и потерь энергии в установившемся режиме работы, т. е.

$$\Delta W = \Delta W_{\text{п}} + \Delta W_{\text{т}} + \Delta P t_{\text{уст}},$$

где $\Delta W_{\text{п}}$, $\Delta W_{\text{т}}$ — потери энергии соответственно при пуске и торможении;

ΔP — потери мощности в установившемся режиме.

Тогда средние за рабочий цикл потери мощности могут быть найдены в соответствии с (11-166)

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta W_{\text{п}} + \Delta W_{\text{т}} + \Delta P t_{\text{уст}}}{\beta_{\text{п}} (t_{\text{п}} + t_{\text{т}}) + t_{\text{уст}} + \beta_0 t_0}.$$

Здесь так же, как и при выводе (11-30) и (11-31), можно принять, что за время пуска и торможения коэффициент ухудшения теплоотдачи $\beta_{\text{п}}$ при линейном законе изменения скорости будет определяться как средняя величина начального и конечного значений β , т. е. $\beta_{\text{п}} = (1 + \beta_0)/2$. Введем с целью упрощения записей следующие обозначения: $\Delta W_{\text{п.п}} = \Delta W_{\text{п}} + \Delta W_{\text{т}}$ — суммарные потери энергии за время переходных процессов; $t_{\text{п.п}} = t_{\text{п}} + t_{\text{т}}$ — суммарное время переходных процессов.

Учитывая также, что

$$t_{\text{р}} = \frac{\text{ПВ}}{100} t_{\text{ц}};$$

$$t_{\text{уст}} = t_{\text{р}} - t_{\text{п.п}} = \frac{\text{ПВ}}{100} t_{\text{ц}} - t_{\text{п.п}};$$

$$t_0 = t_{\text{ц}} - t_{\text{р}} = t_{\text{ц}} \left(1 - \frac{\text{ПВ}}{100} \right),$$

приведенное выражение для средних потерь можно записать в виде

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta W_{\text{п.п}} - \Delta P t_{\text{п.п}} + \Delta P \frac{\text{ПВ}}{100} t_{\text{ц}}}{\left[\beta_0 + \frac{\text{ПВ}}{100} (1 - \beta_0) \right] t_{\text{ц}} - \frac{1 - \beta_0}{2} t_{\text{п.п}}}. \quad (11-50)$$

Очевидно, что для номинального режима работы двигателя справедливо равенство:

$$\Delta P_{\text{ср.н}} = \frac{\Delta W_{\text{п.п.н}} - \Delta P_{\text{н}} t_{\text{п.п.н}} + \Delta P_{\text{н}} \frac{\text{ПВ}_{\text{н}}}{100} t_{\text{ц.н}}}{\left[\beta_0 + \frac{\text{ПВ}_{\text{н}}}{100} (1 - \beta_0) \right] t_{\text{ц.н}} - \frac{1 - \beta_0}{2} t_{\text{п.п.н}}}, \quad (11-50a)$$

где $\Delta W_{\text{п.п.н}}$, $\Delta P_{\text{н}}$, $t_{\text{п.п.н}}$, $\text{ПВ}_{\text{н}}$, $t_{\text{ц.н}}$ — потери энергии во время переходных процессов, потери мощности, время переходных процессов, относительная продолжительность включения и время рабочего цикла, соответствующие номинальному режиму работы двигателя.

Аналогично (11-18) условиям нормального температурного режима работы двигателя соответствует условие

$$\Delta P_a \leq P_{a,н}$$

или

$$\frac{\Delta W'_{п.п} + \Delta P \frac{ПВ}{100} t_{ц}}{\left[\beta_0 + \frac{ПВ}{100} (1 - \beta_0) \right] t_{ц} - \frac{1 - \beta_0}{2} t_{п.п}} \leq \frac{\Delta W'_{п.п.н} + \Delta P_{н} \frac{ПВ_{н}}{100} t_{ц.н}}{\left[\beta_0 + \frac{ПВ_{н}}{100} (1 - \beta_0) \right] t_{ц.н} - \frac{1 - \beta_0}{2} t_{п.п.н}}, \quad (11-51)$$

где

$$\Delta W'_{п.п} = \Delta W_{п.п} - \Delta P t_{п.п};$$

$$\Delta W'_{п.п.н} = \Delta W_{п.п.н} - \Delta P_{н} t_{п.п.н}.$$

На основании этого неравенства может быть найдено значение $t_{ц.доп}$, а значит, и допустимое число включений в час (точнее, число циклов в час)

$$Z_{доп} = \frac{3600}{t_{ц.доп}}. \quad (11-52)$$

Подстановка в (11-51) $t_{ц} = t_{ц.доп} = 3600/Z_{доп}$ позволяет найти:

$$Z_{доп} = 3600 \frac{Z_{н} \left\{ \Delta W'_{п.п.н} \left[\beta_0 + \frac{ПВ}{100} (1 - \beta_0) \right] - \frac{1 - \beta_0}{2} \frac{ПВ}{100} \Delta P t_{п.п.н} \right\} +}{Z_{н} \frac{1 - \beta_0}{2} (\Delta W'_{п.п.н} t_{п.п.н} - \Delta W'_{п.п} t_{п.п.н}) +} + 36 \left[\beta_0 (ПВ_{н} \Delta P_{н} - ПВ \Delta P) + \frac{1 - \beta_0}{100} ПВ_{н} ПВ (\Delta P_{н} - \Delta P) \right] + 36 \left\{ \Delta W'_{п.п} [100\beta_0 + ПВ_{н} (1 - \beta_0)] + \frac{1 - \beta_0}{2} ПВ_{н} \Delta P_{н} t_{п.п} \right\}. \quad (11-53)$$

Здесь $Z_{н} = 3600/t_{ц.н}$.

Формула (11-53) может быть использована для проверки по нагреву предварительно выбранного двигателя на допустимое число включений в час. При этом расчеты производятся следующим образом. Зная данные двигателя и нагрузочной диаграммы, можно с помощью (11-53) найти $Z_{доп}$. Далее следует проверить неравенство

$$Z_{доп} \geq Z,$$

где Z — действительное число включений двигателя в час, определяемое характером работы приводимого им механизма.

Если указанное неравенство выполняется, то двигатель выбран правильно. В противном случае следует выбрать двигатель большей мощности и вновь повторить все расчеты.

Анализ полученного выражения показывает, что для данного двигателя с ростом относительной продолжительности включения

ПВ и нагрузки на валу, а значит, и потеря мощности ΔP снижается $Z_{\text{доп}}$. К этому же результату приводит и увеличение потерь энергии за время переходных процессов $\Delta W'_{\text{п.п.}}$, обусловленное не только ростом нагрузки на валу двигателя, а главным образом увеличением влияния момента инерции электропривода. В связи с этим с целью увеличения $Z_{\text{доп}}$ для заданного режима работы привода целесообразно стремиться к снижению его момента инерции путем соответствующего конструирования его механических звеньев и выбора специальных двигателей с относительно удлиненным ротором и соответственно уменьшенным моментом инерции. Значительного снижения $\Delta W'_{\text{п.п.}}$, а следовательно, и увеличения $Z_{\text{доп}}$, можно добиться, если исключить из рабочего цикла тормозной режим двигателя, особенно режим торможения противовключением, используя для полной остановки привода механическое тормозное устройство.

На величину допустимого числа включений заметное влияние оказывает ухудшение теплоотдачи двигателя во время пауз, характеризующее β_0 . Увеличение β_0 может привести к заметному росту $Z_{\text{доп}}$. В частности, для двигателей с независимой вентиляцией ($\beta_0 = 1$), как следует из (11-53)

$$Z_{\text{доп}}(\beta_0=1) = \frac{Z_{\text{н}} \Delta W'_{\text{п.п.н}} + 36 (\text{ПВ}_{\text{н}} \Delta P_{\text{н}} - \text{ПВ} \Delta P)}{\Delta W'_{\text{п.п.}}} \quad (11-53a)$$

В тех случаях, когда для электропривода с повторно-кратковременным режимом работы выбирается двигатель, предназначенный для продолжительного режима, формула (11-53) значительно упрощается. Действительно, для продолжительного режима работы $\text{ПВ}_{\text{н}} = 100\%$, $t_{\text{ц.н}} \rightarrow \infty$ и, следовательно, $Z_{\text{н}} \rightarrow 0$. Последнее не означает, что в номинальном режиме двигатель совсем нельзя включать ($Z_{\text{н}} = 0$). Полученное соотношение соответствует пренебрежимо малой величине потерь энергии при пуске по сравнению с потерями энергии в установившемся режиме.

При указанных значениях номинальных величин

$$Z_{\text{доп}}(t_{\text{ц.н}} \rightarrow \infty) = 36 \frac{\text{ПВ} (\Delta P_{\text{н}} - \Delta P) + \beta_0 \Delta P_{\text{н}} (100 - \text{ПВ})}{\Delta W'_{\text{п.п.}} + \frac{1 - \beta_0}{2} \Delta P_{\text{н}} t_{\text{п.п.}}} \quad (11-54)$$

При определении $Z_{\text{доп}}$ в случае использования односкоростных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, предназначенных для работы в повторно-кратковременном режиме, следует учитывать, что они рассчитаны на шесть номинальных циклов в час ($Z_{\text{н}} = 6$; $t_{\text{ц.н}} = 10$ мин). Для двухскоростных двигателей отечественного производства число номинальных циклов в час обычно приводится в каталогах (450—2 700 вкл./ч). Под номинальным в этом случае понимается цикл, в котором период работы с номинальной относительной продолжительностью $\text{ПВ}_{\text{н}}$ состоит из периода пуска и работы с установившейся номинальной скоростью при номинальном моменте статической нагрузки на валу (рис. 11-15, б). При этом имеется в виду, что вал двигателя не связан с доопределяемыми инерционными массами, т. е. $J = J_{\text{дв}}$. Следует также обратить внимание на отсутствие в номинальном цикле тормозного режима работы двигателя, т. е. остановка двигателя осуществляется под действием

номинального момента статической нагрузки. При указанных условиях в приведенных ранее выражениях

$$\Delta W'_{п.п.н} = \Delta W_{п.п.н} - \Delta P_{н} t_{п.п.н};$$

$$t_{п.п.п} = t_{п.п.н} - t_{т.п.н} = t_{п.п.н} - J \frac{\omega_{п.н}}{M_{н.н}},$$

где $\Delta W_{п.п.н}$ и $t_{п.п.н}$ — потери энергии и время разгона до номинальной скорости $\omega_{п.н}$ при пуске двигателя в случае $M_c = M_{п.н} = \text{const}$ и $J = J_{д.в.н}$;

$t_{т.п.н}$ — время торможения собственно двигателя от номинальной скорости до полной остановки под действием постоянного тормозного момента, равного номинальному.

Из сказанного здесь следует, что даже при работе двигателя с номинальной продолжительностью включения и при номинальном

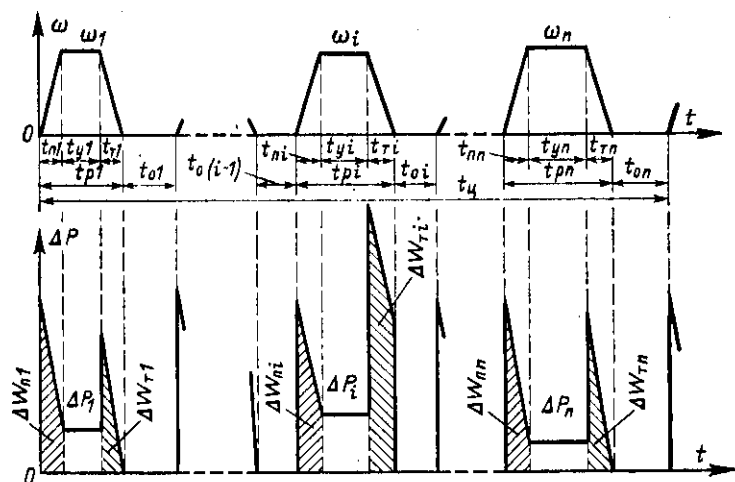


Рис. 11-16. Упрощенные тахограммы и диаграммы изменения потерь мощности для рабочего цикла, состоящего из n частных циклов.

моменте статической нагрузки, а следовательно, при номинальных потерях мощности на $Z_{доп}$ заметное влияние оказывает момент инерции системы электропривода. Действительно, при $PВ = PВ_{н}$ и $\Delta P = \Delta P_{н}$ в соответствии с (11-53)

$$Z_{доп}(PВ_{н}, \Delta P_{н}) = \frac{\Delta W'_{п.п.н} [100\beta_0 + PВ_{н}(1 - \beta_0)] + \frac{1 - \beta_0}{2} PВ_{н} \Delta P_{н} t_{п.п.н}}{\Delta W'_{п.п.н} [100\beta_0 + PВ_{н}(1 - \beta_0)] + \frac{1 - \beta_0}{2} PВ_{н} \Delta P_{н} t_{п.п.н}} \quad (11-55)$$

Если в полученном выражении пренебречь относительно малыми вторыми слагаемыми в числителе и знаменателе, то

$$Z_{\text{доп}}(ПВ_{\text{н}}, \Delta P_{\text{н}}) \approx Z_{\text{н}} \frac{\Delta W'_{\text{п.п.н}}}{\Delta W'_{\text{п.п}}} \quad (11-55a)$$

Учитывая, что потери в переходных процессах пропорциональны моменту инерции системы электропривода, можно записать:

$$Z_{\text{доп}}(ПВ_{\text{н}}, \Delta P_{\text{н}}) \approx Z_{\text{н}} \frac{J_{\text{дв}}}{J} \quad (11-55b)$$

Для электроприводов многих производственных механизмов характерным является рабочий цикл, состоящий из нескольких частных циклов, причем нагрузка на валу двигателя за время какого-либо частного цикла может отличаться от нагрузки в течение других частных циклов, как это показано на рис. 11-16. В этом случае допустимая частота основных рабочих циклов может быть также определена по (11-53), если в эту формулу подставить

$$\Delta W'_{\text{п.п.н}} = \sum_{i=1}^n (\Delta W_{\text{п.п.и}} - \Delta P_i t_{\text{п.п.и}});$$

$$ПВ = \frac{100}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n t_{\text{pi}};$$

$$\Delta P = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i t_{\text{pi}}}{\sum_{i=1}^n t_{\text{pi}}};$$

$$t_{\text{п.п.н}} = \sum_{i=1}^n t_{\text{п.п.и}},$$

где $\Delta W_{\text{п.п.и}}$, ΔP_i , t_{pi} , $t_{\text{п.п.и}}$ — соответственно потери энергии за время переходных процессов, потери мощности при работе в установленном режиме, время включения двигателя и время переходных процессов для i -го частного цикла;
 n — число частных циклов.

11-8. РАБОТА ЭЛЕКТРОПРИВОДА С МАХОВИКОМ ПРИ УДАРНОЙ НАГРУЗКЕ

Большое число производственных механизмов, которые могут быть объединены в одну группу по рабочему режиму, характеризуется ударной нагрузкой на валу, когда момент статической нагрузки резко увеличивается по различным законам, а затем снижается до момента холостого хода. Изменение статического момента проис-

ходит чаще всего с некоторой периодичностью. К механизмам указанного типа могут быть отнесены ковочные машины, прессы, некоторые прокатные станы, поршневые насосы, компрессоры и т. п.

Простейший график статического момента при ударном характере нагрузки приведен на рис. 11-17, а. Если бы электропривод соответствующего механизма не обладал инерционностью, то момент и скорость двигателя изменялись бы в полном соответствии с его механической характеристикой в пределах $M_{c0} - M_c$ и соответственно $\omega_{c0} - \omega_c$ (рис. 11-17, б).

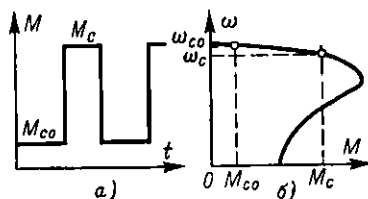


Рис. 11-17. График изменения статического момента (а) при ударной нагрузке и соответствующие предельным значениям момента положения рабочей точки на механической характеристике (б) в случае $J = 0$.

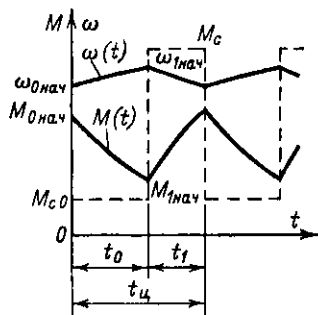


Рис. 11-18. Графики изменения момента и скорости при регулярной ударной нагрузке.

Однако любой электропривод обладает инерционностью, поэтому законы изменения момента и скорости двигателя могут быть найдены на основании (8-7) и (8-8) — см. также (8-37) и (8-38).

В период холостого хода механизма (рис. 11-18)

$$\omega_0 = \omega_{0 \text{ уст}} + (\omega_{0 \text{ нач}} - \omega_{0 \text{ уст}}) e^{-t/T_M};$$

$$M_0 = M_{c0} + (M_{0 \text{ нач}} - M_{c0}) e^{-t/T_M};$$

в период приложения нагрузки

$$\omega_1 = \omega_{1 \text{ уст}} + (\omega_{1 \text{ нач}} - \omega_{1 \text{ уст}}) e^{-t/T_M};$$

$$M_1 = M_c + (M_{1 \text{ нач}} - M_c) e^{-t/T_M}.$$

При периодическом изменении нагрузки для периода, отдаленного от начала работы ($t > 4T_M$),

$$M_{\text{макс}} = M_{0 \text{ нач}} = M_{1 \text{ кон}} = M_1(t_1);$$

$$M_{\text{мин}} = M_{1 \text{ нач}} = M_{0 \text{ кон}} = M_0(t_0).$$

Тогда на основании (8-40) можно записать:

$$M_{\text{макс}} = \frac{M_c (1 - e^{-t_1/T_M}) + M_{c0} (1 - e^{-t_0/T_M}) e^{-t_1/T_M}}{1 - e^{-t_{ц}/T_M}}.$$

Анализ этого выражения показывает, что значение $M_{\max}$ уменьшается с ростом T_M , а при снижении T_M увеличивается. Действительно, для предельных значений T_M можно найти:

$$\lim_{T_M \rightarrow 0} M_{\max} = M_c;$$

$$\lim_{T_M \rightarrow \infty} M_{\max} = \frac{M_c t_1 + M_{c0} t_0}{t_{\Sigma}} = M_{c, \text{ср}},$$

т. е. со снижением электромеханической постоянной времени значение максимального момента двигателя стремится к значению максимального момента статической нагрузки, а с увеличением T_M значение $M_{\max}$ стремится к среднему за период значению момента статической нагрузки. Разница между статическим моментом и моментом двигателя в процессе прохождения пика нагрузки покрывается за счет запаса кинетической энергии, накопленной во вращающихся частях электропривода.

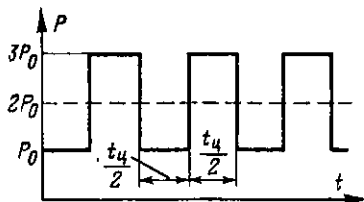


Рис. 11-19. К вопросу уменьшения потерь энергии при выравнивании нагрузки.

Обычно в электроприводах, работающих с ударной нагрузкой, на валу двигателя устанавливается дополнительный маховик, который берет на себя часть нагрузки при резком ее возрастании. Происходит это вследствие снижения скорости электропривода во

время пика нагрузки, благодаря чему часть кинетической энергии, запасенной маховиком, передается на вал электропривода. При перепаде скорости от ω_{c0} до ω_c энергия, запасенная маховиком и отдаваемая на вал привода, составит:

$$W = J \frac{\omega_{c0}^2 - \omega_c^2}{2}, \text{ Дж.}$$

В период снижения нагрузки, когда скорость электропривода возрастет, запас кинетической энергии маховика вновь возрастет; двигатель при этом несет нагрузку большую, чем M_{c0} .

Ударная нагрузка, вызывая колебания момента и тока двигателя, приводит, кроме того, к увеличению переменных потерь в двигателе и сети, поскольку эти потери пропорциональны квадрату тока. Выравнивание графика нагрузки ведет к снижению этих потерь.

Поясним сказанное примером. На рис. 11-19 приведен график работы механизма с ударной нагрузкой $P(t)$. Допустим, что время одного цикла состоит из двух равных частей $t_{\Sigma}/2$ и что в течение первой половины времени — при пике нагрузки — мощность в 3 раза превышает мощность холостого хода P_0 . При постоянном напряжении сети переменные потери пропорциональны квадрату мощности и, например, для графика, приведенного на рис. 11-19, за время одного цикла они равны:

$$\Delta W_1 = c (3P_0)^2 \frac{t_{\Sigma}}{2} + c P_0^2 \frac{t_{\Sigma}}{2} = c \cdot 5P_0^2 t_{\Sigma},$$

где c — коэффициент пропорциональности.

Если бы удалось полностью выровнять график до некоторой средней величины $P_{cp} = \frac{3P_0 + P_0}{2} = 2P_0$, то потери за цикл составили бы:

$$\Delta W_2 = c (2P_0)^2 t_{ц} = c 4P_0^2 t_{ц}.$$

Таким образом, выравнивание графика нагрузки в этом примере привело бы к уменьшению потерь на 20%. При большей неравномерности графика нагрузки уменьшение потерь после ее выравнивания может быть еще более значительным. Благодаря указанным обстоятельствам при наличии маховика двигатель может быть выбран с меньшей номинальной мощностью и меньшим перегрузочным моментом.

Нагрузочная диаграмма при ударной нагрузке двигателя представляется обычно несколько более сложной, чем приведенная на рис. 11-17. Так, для нескольких пропусков металла через рабочие валки прокатного стана нагрузочная диаграмма его двигателя представляется графиком, изображенным на рис. 11-20. Общий принцип во всех случаях совместного выбора двигателя и маховика для механизмов с ударным характером заключается в том, что кинетическая энергия маховика к началу нового цикла должна оставаться неизменной, а скорость двигателя постоянной и равной ω_{co} . В процессе прохождения циклов нагрузки во время цикла маховик отдает энергию на вал (на рис. 11-20 соответствует площади заштрихованных участков со знаком «минус»), а в период холостого хода, т. е. с увеличением скорости, запасает ее (площадь незаштрихованных участков со знаком «плюс»). Энергия, отданная маховиком за цикл, должна быть равна энергии, вновь накопленной маховиком. Если это условие не соблюдается, то в последующие периоды начальная скорость цикла не будет оставаться постоянной, двигатель при этом будет перегружен либо он выбран с избыточной мощностью.

Один из наиболее простых методов совместного предварительного выбора двигателя и маховика заключается в том, что из всего рабочего цикла рассматривается лишь наиболее тяжелый период загрузки двигателя. На рис. 11-20 он определяется временем $t_{ц}$. Указанный период характеризуется максимальным статическим моментом $M_{c, макс}$, моментом, который развивает двигатель в конце периода

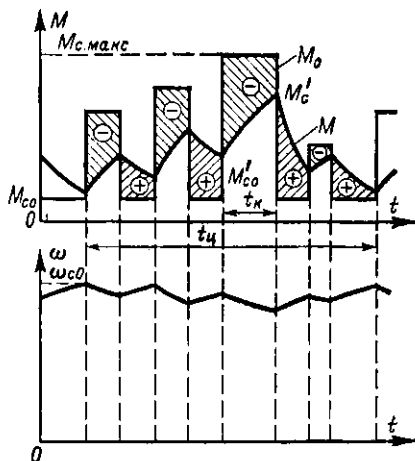


Рис. 11-20. Графики изменения статического момента $M_c(t)$, момента двигателя $M(t)$ и скорости $\omega(t)$ электропривода механизма, работающего с переменной ударной нагрузкой.

M'_c , и начальным моментом двигателя M'_{c0} . Для упрощения предварительных расчетов обычно полагают $M'_{c0} \approx M_{c0}$.

Для приведенного графика, считая, что при M'_c двигатель должен работать с максимальной перегрузкой, можно записать:

$$M'_c = \lambda M_H = M_{c. макс} (1 - e^{-t_K/T_M}) + M_{c0} e^{-t_K/T_M},$$

где M_H — номинальный момент двигателя;

λ — коэффициент перегрузки,

откуда

$$t_K = T_M \ln \frac{M_{c. макс} - M_{c0}}{M_{c. макс} - \lambda M_H} = J \frac{\omega_0 s_H}{M_H} \ln \frac{M_{c. макс} - M_{c0}}{M_{c. макс} - \lambda M_H}. \quad (11-56)$$

В полученном выражении t_K , $M_{c. макс}$, M_{c0} определяются графиком нагрузки, а M_H , λ , ω_0 , s_H — паспортными данными двигателя. Входящий в выражение момент инерции равен сумме моментов инерции двигателя и маховика.

Решая (11-56) относительно момента инерции, получаем:

$$J = \frac{M_H t_K}{\omega_0 s_H \ln \frac{M_{c. макс} - M_{c0}}{M_{c. макс} - \lambda M_H}}. \quad (11-57)$$

Момент инерции маховика найдет из выражения

$$J_{махов} = J - J_{пр},$$

где $J_{пр}$ — момент инерции электропривода.

После соответствующего механического расчета маховика необходимо провести проверку правильности выбора двигателя и маховика, для чего строятся графики момента и скорости за цикл, аналогичные приведенным на рис. 11-20. Критерием правильности выбора служат условия:

$$M_{c0 нач} = M_{c0 кон};$$

$$\omega_{c0 нач} = \omega_{c0 кон}.$$

Обратим внимание на то, что сумма отрицательных площадей, пропорциональных кинетической энергии, отдаваемой маховиком (рис. 11-20), при правильном его выборе должна быть равна сумме положительных площадей, пропорциональных запасенной маховиком энергии.

Предварительно выбранный указанным методом двигатель проверяется по нагреву одним из наложенных ранее способов.

Из (11-57) следует, что момент инерции маховика может быть снижен при увеличении скольжения двигателя s_H . Этим положением часто пользуются, выбирая соответственно двигателя с повышенным скольжением $s_H \approx 10 + 12\%$, $s_K \approx 15 + 20\%$. Большее уве-

личение скольжения непремлемо, так как приводит к снижению производительности механизма.

Возможно и еще одно техническое решение вопроса о повышении скольжения двигателя. При прохождении участков с резким повышением нагрузки желательно, чтобы маховик как можно более эффективно мог отдать запас кинетической энергии на вал. В этот момент в роторную цепь двигателя вводят дополнительное сопротивление, что приводит к росту скольжения. На участках с малой нагрузкой сопротивление выводится и двигатель работает с малым скольжением и высокой скоростью. При этом маховик запасает кинетическую энергию, соответствующую этой скорости. Процесс регулирования величины сопротивления роторной цепи выполняется в промышленных установках регуляторами скольжения.

11-9. ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА ДВИГАТЕЛЯ ПО МОЩНОСТИ ДЛЯ РЕГУЛИРУЕМОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

При выборе электродвигателя по мощности для регулируемого электропривода весьма ответственным является выявление целесообразного способа регулирования скорости, исходя из минимальных габаритов двигателя. Указанная задача может быть рассмотрена на основании следующих конкретных примеров.

Обратимся к рис. 11-21, где приведены пределы регулирования скорости $\omega_{\min}$ — $\omega_{\max}$, при этом статический момент M_c остается во всем диапазоне постоянным, а мощность P_c возрастает при увеличении скорости по линейному закону. Отметим при этом, что на любой скорости двигатель должен работать не перегреваясь сколь угодно долгое время. Очевидно, что при этом способе регулирования максимальной будет мощность двигателя при скорости, равной $\omega_{\max}$:

$$P_{c, \max} = M_c \omega_{\max}.$$

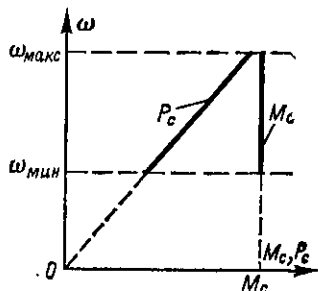


Рис. 11-21. К выбору двигателя по мощности для регулируемого электропривода в случае $M_c = \text{const}$.

Для заданного графика нагрузки можно выбрать несколько способов регулирования, в частности можно остановиться на регулировании скорости введением сопротивления в якорную цепь двигателя, если привод осуществляется двигателем независимого возбуждения.

Очевидно, что при этом способе регулирования скорости мощность двигателя определяется из следующих соотношений:

$$M_H = M_c;$$

$$\omega_H = \omega_{\max}.$$

Последнее выражение следует из того, что при рассматриваемом способе регулирования ведется выпл от номинальной скорости. Соответственно мощность

$$P_H = M_H \omega_H = M_c \omega_{\max} = P_{c, \max}.$$

Выбранный по указанным величинам двигатель работает во всем диапазоне с постоянным магнитным потоком, а так как момент на валу постояен и равен номинальному, то и ток нагрузки во всем диапазоне остается равным номинальному, что обеспечивается соответственно включением дополнительного сопротивления в якорную цепь при снижении скорости.

Такие же рассуждения можно бы провести для электропривода, осуществляемого с помощью асинхронного двигателя с фазным ротором, для двигателя, работающего в системе генератор—двигатель и т. д., словом, для систем электропривода, для которых при регулировании скорости $M_{\text{доп}} = \text{const}$.

Возможен и другой вариант системы электропривода для работы при заданном на рис. 11-21 графике нагрузки. Пусть регулирование скорости осуществляется в этом случае изменением потока двигателя. Очевидно, что номинальная мощность при этом также должна быть равна максимальной $P_H = P_{\max}$, а за номинальную скорость следует принять $\omega_{\min}$, так как регулирование можно вести вверх от номинальной скорости

$$\omega_H = \omega_{\min}.$$

Тогда номинальный момент двигателя равен:

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H} = \frac{P_{\max}}{\omega_{\min}} = \frac{M_c \omega_{\max}}{\omega_{\min}} = M_c D,$$

где $D = \omega_{\max}/\omega_{\min}$ — диапазон регулирования.

Из сопоставления величин номинальных моментов двигателя при разных способах регулирования видно, что при регулировании потоком момент двигателя в D раз превосходит номинальный момент при регулировании скорости введением сопротивления в якорную цепь.

Обратим также внимание на то, что при регулировании скорости двигателя изменением потока ток в якорной цепи по условиям нагревания двигателя не должен быть больше номинального при любой скорости. При этом двигатель должен развивать номинальный момент во всем диапазоне регулирования. Исходя из равенства

$$M_H = k\Phi I = \text{const},$$

можно записать:

$$k\Phi_H I_{\omega_{\min}} = k\Phi_{\omega_{\max}} I_{\omega_{\max}} = \text{const},$$

откуда

$$I_{\omega_{\max}} = I_{\omega_{\min}} \frac{k\Phi_H}{k\Phi_{\omega_{\max}}} = I_{\omega_{\min}} D.$$

Таким образом, при регулировании потоком и постоянстве статического момента на валу двигателя с возрастанием скорости растет и ток якорной цепи двигателя. Двигатель, выбранный с регулированием потоком, по габаритам будет превосходить двигатель с регулированием сопротивлением в якорной цепи, так как габариты двигателя определяются его номинальным моментом и в первом случае будут в D раз больше, чем во втором.

Аналогично приведенным рассуждениям для механизмов с $M_c = \text{const}$ можно решить задачу выбора оптимального способа регулирования скорости по минимальным габаритам двигателя и для случая, когда мощность на валу двигателя P_c остается в процессе регулирования постоянной (рис. 11-22), $P_c = \text{const}$.

В случае применения двигателя независимого возбуждения и регулирования потоком за номинальную скорость должна быть принята $\omega_{\min}$, так как регулирование скорости ведется вверх от номинальной

$$\omega_n = \omega_{\min}.$$

Номинальный момент соответственно равен:

$$M_n = P_c / \omega_{\min}.$$

Следовательно,

$$P_n = M_n \omega_n = P_c.$$

Отметим, что $P = M\omega = UI - I^2 R$. А так как $P_c = \text{const}$, то ток якоря в процессе регулирования остается неизменным при любой скорости, чем достигается лучшее использование двигателя.

При регулировании скорости двигателя изменением сопротивления якорной цепи и постоянстве мощности на валу выбор номинальной скорости определяется тем, что регулирование возможно только вниз, следовательно,

$$\omega_n = \omega_{\max}.$$

Максимальный же момент, на который должен быть рассчитан двигатель, имеет место при $\omega_{\min}$:

$$M_{c.\max} = M_n = \frac{P_c}{\omega_{\min}}.$$

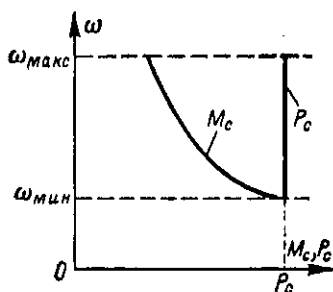


Рис. 11-22. К выбору двигателя по мощности для регулируемого электропривода в случае $P_c = \text{const}$.

Следовательно,

$$P_H = M_H \omega_H = \frac{P_c}{\omega_{\min}} \omega_{\max} = P_c D.$$

При возрастании скорости в процессе регулирования поток двигателя остается неизменным, а ток уменьшается вследствие снижения статического момента на валу. Полностью двигатель по току загружен только при $\omega_{\min}$. Далее с ростом скорости ток нагрузки, а следовательно, и использование двигателя снижаются пропорционально диапазону регулирования.

Приведенные примеры свидетельствуют о том, что для наиболее полного использования двигателя необходимо, чтобы зависимость приведенного статического момента сопротивления рабочего органа от скорости совпадала с зависимостью $M_{\text{доп}}(\omega)$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Голован А. Т. Основы электропривода. М. — Л., Госэнергоиздат, 1959, 344 с.
2. Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. Л. — М., Госэнергоиздат, 1963, 772 с.
3. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. М., «Энергия», 1971, 432 с.
4. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. М. — Л., «Энергия», 1966, 400 с.
5. Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. I. М. — Л., Госэнергоиздат, 1956, 224 с. Ч. II. М. — Л., Госэнергоиздат, 1963, 416 с. Ч. III. М., «Энергия», 1968, 224 с.
6. Башарин А. В., Голубев Ф. Н., Кепперман В. Г. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. Л., «Энергия», 1972, 440 с.
7. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе. М., «Энергия», 1967, Авт.: Соколов М. М., Петров Л. П., Масандилов Л. Б., Ладензон В. А., 240 с.
8. Сандлер А. С. Регулирование скорости вращения мощных асинхронных двигателей. М. — Л., «Энергия», 1966, 320 с.
9. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969, 400 с.
10. Электротехнический справочник. 4-е изд. Гл. редактор М. Г. Чиликин. М., «Энергия», т. 1, 1971, 880 с., т. 2, 1972, 816 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Амплитуда пульсаций тока 300
Аппарат 161

Б

Балластное сопротивление 280

В

Вал электрический с рабочими
машинами 148
— — — уравнительными ма-
шинами 139, 140
Вентиль идеальный 257
— управляемый 251
Воздействие возмущающее 235
Вращение синхронное 138
Время переходного процесса
364
— — — пуска 367
— — — торможения 377, 379
Выбор двигателя 501, 502, 503
— — для регулируемого элект-
тропривода 535
— — по мощности 517
— — предварительный 527
— — при ударной нагрузке
551

Г

Генератор трехфазный 249

Д

Датчик 236
Двигатель асинхронный 83
— постоянного тока независи-
мого возбуждения 47
— — — последовательного
возбуждения 63
— — — смешанного возбу-
ждения 79

Двигатель синхронный 79
Делитель напряжения 183
Деформация угловая 39
Диаграмма нагрузочная 515
— пусковая 367, 370, 371
Диапазон регулирования 159
Дифференциал 154
Дроссель насыщения 175

Ж

Жесткость механической ха-
рактеристики 36, 52, 68,
91, 156, 227
— — — относительная 54

З

Закон частотного регулирова-
ния основной 312
— — — скорректированный
314
Звено механическое электро-
привода приведенное 21
— — — упругое 41, 391

И

Инвертор автономный 324
Источник напряжения 55
— тока 107

К

Каскад асинхронный 328
— вентиляльно-машинный 321
— вентиляльный 354
— электрический 329
— электромашиный 340
— электромеханический 330
Контактор 59
Контур колебательный 179
Коэффициент жесткости 39
— мощности 98, 162, 232, 274,
477

- Коэффициент перегрузки механической 532
- — термической 532
- плавности при регулировании 160
- полезного действия двигателя 56, 97, 162, 167, 174, 188, 232, 273, 476
- — — механизма 18
- потерь 475
- теплоотдачи изменения 521
- усиления 239
- форсировки 418

М

- Маховик 382, 550
- Машина асинхронная двойного питания 118
- нагрузочная 128
- уравнительная асинхронная 140
- — синхронная 139
- Метод аналитической аппроксимации 388
- графо-аналитический 384, 434
- фазовой плоскости 436
- средних потерь 521
- эквивалентного момента 525
- — тока 524
- эквивалентной мощности 526
- Механизм преобразовательный 14
- Момент базисный 53
- динамический 24
- допустимой нагрузки 161, 164
- инерции 20
- короткого замыкания 51
- критический 86, 113
- сопротивления статический 19, 25
- трения 26
- — вязкого 43
- уравнительный 144
- эквивалентный 525
- электромагнитный 49, 85
- Мост тахометрический 243
- Мощность базисная 53
- механическая вала 56
- номинальная 53
- потерь 55
- потребляемая 55

- Мощность эквивалентная 526
- электромагнитная 55, 85

Н

- Напряжение базисное 53
- выпрямленное 252
- несимметричное 284

О

- Обмотка возбуждения 47
- дополнительных полюсов 48
- компенсационная 48
- Ослабление потока возбуждения 197

П

- Перегрузочная способность 88, 124
- Передающее отношение оптимальное 30
- Переходный процесс в приводе при ослаблении потока 432
- — — — сбросе-набросе момента нагрузки 380, 425
- — — — с упругим механическим звеном 45, 391
- Плавность регулирования 160
- Постоянная времени механическая 362, 377, 379
- — нагрева 510
- — электромагнитная цепи возбуждения 409, 433
- — — — якоря 423
- Потери мощности эквивалентные 521
- — электроэнергия в переходных процессах 486
- Поток магнитный 48
- Превышение температуры двигателя 509
- Преобразователь активной энергии 332
- вентиляльный 220, 251
- регулируемый 223
- частоты 307
- — асинхронный 321
- — статический 324
- — электромашинный 220, 320
- Продолжительность включения 541

Противовключение 60
Пуск 365, 412

Р

Рабочий орган 15
Расчет сопротивлений пусковых 368, 369, 371
— — тормозных 374, 377
Реакция якоря 50
Реверсирование 60, 72, 83, 102, 225, 265, 279, 415
Реверсор 265
Регулирование скорости 157
— — импульсное 163, 211, 291
— — непрерывное 163
— — параметрическое 162
— — реостатное 163
— — частотное 306
Регулятор напряжения импульсный 291
— — тиристорный 281
Режим работы вентиляющего преобразователя выпрямительный 261
— — — инверторный 262
— — — непрерывного тока 259
— — — прерывистого тока 260
— — генераторный 36
— — двигательный 36, 55
— — двигателя номинальный 52
— — кратковременный 514
— — переходный 358
— — повторно-кратковременный 514
— — продолжительный 513
— — тормозной 56, 81, 100, 126
— — установившийся 24
— — холостого хода 36
Резистор регулируемый 163
Резонанс напряжений 180
Рекуперация 56, 100

С

Самовозбуждение 73
Связь обратная 236
— — по напряжению 245
— — скорости 242
— — — току 239
— — — с отсечкой 246
Система генератор—двигатель 224

Система импульсный регулятор — двигатель 275
— магнитный усилитель — двигатель 275
— управляемый вентильный преобразователь — двигатель 251
— — преобразователь — двигатель 220, 401
Система электропривода замкнутая 235
— — разомкнутая 235
Скважность управляющего импульса 215, 294
Скольжение 85, 107, 489
— критическое 87, 113
Скорость угловая 17
— — базисная 53
— — идеального холостого хода 49, 80, 183, 192, 198, 222, 225, 259
— — синхронная 85, 203, 205
Сопротивление базисное 53
— критическое 75
— номинальное 53
— преобразователя эквивалентное 256
— разрядное 408
— реактивное 175
Спуск силовой 28
— тормозной 28
Статизм 234
Статор поворотный 288
Схема реверсивного вентильного преобразователя встречно-параллельная 266
— — — перекрестная 266

Т

Температура двигателя 509
— охлаждающей среды 509
Теплоемкость двигателя 509
Теплоотдача двигателя 508
Ток базисный 53
— выпрямленный 252
— короткого замыкания 51
— уравнивательный 269
— эквивалентный 524
Торможение динамическое 35, 61, 377
— — с независимым возбуждением 72, 83, 104, 126
— — — самовозбуждением 73, 83, 113

Торможение противоключением 35, 60, 71, 82, 102, 374
— рекуперативное 34, 57, 81, 100, 126
Точность регулирования 234

У

Угол запаздывания открывания вентилей 252
— поворота 25, 387
— рассогласования машин электрического вала 140
— синхронного двигателя 123
Управление реверсивным вентильным преобразователем раздельное 270
— — — совместное 269
— частотно-импульсное 212
— широтно-импульсное 212
Упругость вала 137
Уравнение движения электропривода 24
— — — с переменным радиусом инерции 25
— — — упругим механическим звеном 42
Усилитель электромашиный 239
Устойчивость 37
Устройство нагрузочное 128
— тормозное 132

Ф

Фазирование машин предварительное 151
Формирование переходных процессов 406

Формирование статических характеристик 223
Форсирование переходных процессов 417

Х

Характеристика двигателя граничная 70, 283
— — естественная 52
— — искусственная 52
— — механическая 32, 46
— — регулировочная 165, 174
— — скоростная 46
— динамическая 33
— статическая 32
— частотная 428

Ч

Частота вращения 48
— допустимая рабочих циклов 545
— колебаний свободных 42, 396
— резонансная 398, 431

Ш

Шунтирование якоря 182

Э

Электродвижущая сила асинхронного двигателя 107, 141
— — синхронного двигателя 123, 139
— — якоря двигателя постоянного тока 48

О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие	3
Введение	5

Г л а в а п е р в а я

Механика электропривода

1-1. Механические звенья электропривода	14
1-2. Приведенное механическое звено электропривода	18
1-3. Уравнения движения электропривода	22
1-4. Движение привода при постоянных моменте двигателя и моменте сопротивления	29
1-5. Механические характеристики и установившиеся режимы работы электропривода	32
1-6. Угругое механическое звено	39

Г л а в а в т о р а я

Характеристики и режимы работы двигателей

2-1. Механические и скоростные характеристики двигателей постоянного тока с независимым возбуждением	46
2-2. Механические и скоростные характеристики двигателей постоянного тока последовательного возбуждения	63
2-3. Механические и скоростные характеристики двигателей постоянного тока со смешанным возбуждением	79
2-4. Механические и скоростные характеристики асинхрон- ных двигателей	83
2-5. Механические характеристики синхронных двигателей	121
2-6. Экспериментальное построение статических механиче- ских и скоростных характеристик электродвигателей	128

Г л а в а т р е т ь я

Характеристики и режимы работы многодвигательного электропривода

3-1. Двухдвигательные системы электропривода с общим механическим валом	131
3-2. Многодвигательные системы электропривода с электри- ческим валом	138
а) Система с уравнительными синхронными машинами	139
б) Система с уравнительными асинхронными машинами, вращающимися по полю	140

в) Система с уравнительными асинхронными машинами, вращающимися против поля	146
г) Система электрического вала с основными рабочими машинами	148
3-3. Фазирование перед пуском машин, работающих в системе электрического вала	151
3-4. Многодвигательные системы согласованного вращения с преобразователем частоты	153
3-5. Двухдвигательный электропривод с дифференциалом	154

Глава четвертая

Регулирование скорости электроприводов Параметрические способы и их модификации

4-1. Общие сведения	157
4-2. Реостатное регулирование скорости электроприводов	163
а) Реостатное регулирование скорости двигателей постоянного тока	164
б) Реостатное регулирование скорости асинхронных двигателей	169
4-3. Регулирование скорости изменением реактивных сопротивлений	175
4-4. Регулирование скорости шунтированием якоря	182
4-5. Регулирование скорости изменением потока возбуждения	197
4-6. Регулирование скорости изменением числа пар полюсов	203
4-7. Регулирование скорости импульсным изменением параметров	211

Глава пятая

Регулирование скорости электроприводов изменением питающего напряжения

5-1. Общие сведения	220
5-2. Регулирование в системе генератор — двигатель	224
5-3. Регулирование в системе управляемый вентильный преобразователь — двигатель (УВП—Д)	251
5-4. Регулирование в системе магнитный усилитель — двигатель (МУ—Д)	275
5-5. Регулирование скорости асинхронных двигателей изменением напряжения	280
5-6. Регулирование в системе с импульсным регулятором напряжения	291

Глава шестая

Частотное регулирование скорости асинхронного двигателя

6-1. Общие сведения	306
6-2. Закон изменения напряжения при частотном регулировании скорости асинхронного двигателя	309
	565

6-3. Механические характеристики асинхронного двигателя при частотном регулировании	315
6-4. Преобразователи частоты	320
6-5. Особенности частотного регулирования	327

Глава седьмая

Регулирование скорости и характеристики в каскадных схемах включения асинхронных двигателей

7-1. Общая теория работы каскадов	328
7-2. Электромашинные каскады	340
7-3. Вентильно-машинные каскады	348
7-4. Расчет механических характеристик вентильно-машинных каскадов	355

Глава восьмая

Переходные процессы в электроприводах без учета электромагнитной инерции двигателя

8-1. Общие сведения	358
8-2. Переходные процессы в электроприводах с неизменным напряжением питания и динамическим моментом, линейно зависящим от скорости	361
а) Пуск	365
б) Торможение противоключением	374
в) Динамическое торможение	377
г) Ступенчатый прямоугольный график изменения момента сопротивления	380
8-3. Переходные процессы в электроприводах с неизменным напряжением питания и динамическим моментом, нелинейно зависящим от скорости	383
8-4. Переходные процессы в системе управляемый преобразователь — двигатель (УП—Д)	401
8-5. Переходные процессы в системе генератор — двигатель	408
а) Пуск	412
б) Торможение	413
в) Реверс	415
г) Форсирование переходных процессов	417

Глава девятая

Переходные процессы в электроприводах с учетом электромагнитной инерции двигателя

9-1. Переходные процессы в двигателе постоянного тока независимого возбуждения с учетом индуктивности якорной цепи	420
9-2. Переходные процессы в двигателях постоянного тока при изменении магнитного потока	431
9-3. Переходные процессы в синхронном двигателе	438
а) Переходный процесс вхождения двигателя в синхронизм	442

6) Работа двигателя с пульсирующей нагрузкой на валу	446
9-4. Переходные процессы в системах электрического вала	448
9-5. Переходные процессы в асинхронном двигателе . . .	452

Глава десятая

Энергетика электроприводов

10-1. Энергетические показатели работы электропривода . . .	473
10-2. Потери мощности в установившихся режимах регулируемых электроприводов	478
а) Потери в регулируемом электроприводе с двигателем постоянного тока независимого возбуждения	481
б) Потери в регулируемом электроприводе с асинхронным двигателем	484
10-3. Потери электроэнергии при переходных процессах переуправляемого электропривода	486
10-4. Потери электроэнергии при переходных процессах в системе управляемый преобразователь — двигатель	495

Глава одиннадцатая

Выбор электрических двигателей

11-1. Общие сведения	500
11-2. Нагрев и охлаждение двигателей	508
11-3. Построение нагрузочных диаграмм электропривода	515
11-4. Выбор двигателей по мощности при продолжительном режиме работы	517
11-5. Расчет мощности и выбор двигателей при кратковременном режиме работы	531
11-6. Расчет мощности и выбор двигателей при повторно-кратковременном режиме работы	540
11-7. Определение допустимой частоты рабочих циклов асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором	545
11-8. Работа электропривода с маховиком при ударной нагрузке	550
11-9. Особенности выбора двигателя по мощности для регулируемого электропривода	555
Список литературы	559
Предметный указатель	560

*Михаил Григорьевич Чиликин
Михаил Михайлович Соколов
Владимир Михайлович Теретов
Александр Викторович Шинянский*

ОСНОВЫ
АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Редактор *Л. Б. Масандилов*
Редактор издательства *И. В. Антик*
Переплет художника *А. М. Кувшишников*
Художественный редактор *Д. И. Чернышев*
Технический редактор *Л. В. Иванова*
Корректор *В. С. Антипова*

В набор 19/XII 1973 г. Подписано к печати 23/IV 1974 г. Т-08427. Формат 84×108¹/₃₂. Типографская № 2. Усл. печ. л. 29,82. Бумага л. 32,50. Тираж 50 000 экз. Зак. 1186. Уч.-г. Цена 1 руб. 37 коп.

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовал наб., 10.

Дня Трудового Красного Знамени Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Гатчинская ул., 26.