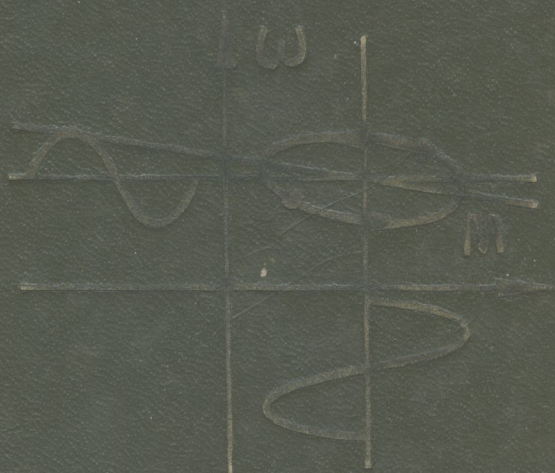


В.И.Ключев

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРО- ПРИВОДА

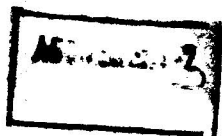
Для студентов вузов



В. И. Ключев

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРО- ПРИВОДА

Допущено Министерством
высшего и среднего специаль-
ного образования СССР в каче-
стве учебника для студентов
вузов, обучающихся по спе-
циальности «Электропривод и
автоматизация промышлен-
ных установок»



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
МОСКВА 1985

ББК 31.291

К52

УДК 62-83(075.8)

Рецензенты: доктор техн. наук А. С. Филатов; кафедра Электропривода и автоматизации промышленных установок Одесского политехнического института

Ключев В. И.

324960

К 52 Теория электропривода: Учебник для вузов. — М.:

Энергоатомиздат, 1985. — 560 с., ил.

В пер.: 1 р. 40 к. 21 000 экз.

Излагаются общие вопросы теории автоматизированного электропривода. Анализируются физические свойства механической части электропривода и характеристики двигателей. На этой основе рассматриваются общие свойства разомкнутых электро-механических систем и вопросы регулирования их основных координат. Значительное внимание уделяется изложению энергетики электроприводов и выбору их мощности. Основные теоретические положения книги иллюстрируются примерами расчета.

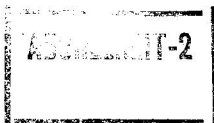
Предназначается в качестве учебника по одноименному курсу для студентов специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок».

К 2302050000-021
051(01)-85 145-85

ББК 31.291

6П2.1.081

© Энергоатомиздат, 1985



ПРЕДИСЛОВИЕ

Квалификационная характеристика специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок», утвержденная Министерством высшего и среднего специального образования СССР в 1981 г., определяет в качестве цели обучения подготовку инженеров широкого профиля, способных самостоятельно и творчески решать задачи проектирования, исследования, наладки и эксплуатации современных автоматизированных электроприводов промышленных установок в любых отраслях народного хозяйства. Для достижения этой цели необходима существенная перестройка учебного процесса подготовки инженеров-электроприводчиков, которая, с одной стороны, должна привести содержание и методологию специальных дисциплин в соответствие с современным уровнем и перспективами развития электропривода, а с другой — обеспечить фундаментализацию подготовки, развитие ее теоретических аспектов в соответствии с потребностями практики.

Научно-методическая комиссия Минвуза СССР по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок» в течение ряда лет ведет большую работу по модернизации учебного процесса в указанном направлении. В настоящее время эта работа завершена созданием рационального учебного плана подготовки инженеров-электроприводчиков и разработкой новых типовых программ специальных дисциплин. Основополагающей дисциплиной является теория электропривода, поэтому переработке содержания и методических основ этой дисциплины было уделено первоочередное внимание.

Новая программа курса «Теория электропривода», в которой учтен предшествующий опыт, при сохранении традиционной структуры курса отражает современный уровень автоматизированного электропривода и основные тенденции его развития. Для расширения теоретических основ специальной подготовки и обеспечения преемственности изучения глав-

ных вопросов специальности в курсе значительно расширено рассмотрение динамики электромеханических систем на базе систематического использования математических методов теории автоматического управления и обобщенной теории электрических машин. На первый план выдвигается задача изучения свойств разомкнутых электромеханических систем с жесткими и упругими механическими связями как объектов управления. В соответствии с потребностями практики большое внимание уделяется обобщенному рассмотрению вопросов регулирования тока, момента, скорости и положения в разомкнутых и замкнутых электромеханических системах. Дальнейшее развитие в курсе получают вопросы энергетики регулируемого электропривода.

В настоящее время учебники или учебные пособия, в полной мере отражающие содержание и методологию курса «Теория электропривода», предусмотренные новой программой, отсутствуют. Данная книга представляет собой первый опыт создания такого учебника по курсу. Структура книги, ее содержание и методика изложения определяются новой программой. При написании учебника использован опыт чтения одноименного курса в течение десяти лет в МЭИ, поэтому новая методика и новое содержание программы были в достаточной мере отработаны и проверены практикой.

В основе данной книги лежит большая работа коллектива кафедры автоматизированного электропривода МЭИ по постановке одноименного курса, разработке его учебно-методического обеспечения и созданию современной лабораторной базы. На всех этапах работы над книгой автор постоянно ощущал поддержку и большую практическую помощь своих коллег — сотрудников кафедры, за которую выражает глубокую признательность.

Автор приносит также искреннюю благодарность рецензентам — доктору техн. наук А. С. Филатову и коллективу кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Одесского политехнического института за полезные советы, которые способствовали улучшению содержания книги. За большую помощь в работе автор благодарит канд. техн. наук А. О. Горнова, который выполнил редактирование рукописи и написал гл. 9.

Понимая, насколько трудна, сложна и ответственна задача создания учебника, автор с благодарностью примет все замечания по содержанию книги, которые следует направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

ВВЕДЕНИЕ

В.1. Основные понятия и определения

Способ получения энергии, необходимой для выполнения механической работы в производственных процессах, на всех этапах истории человеческого общества оказывал на развитие производительных сил решающее влияние. Создание новых, более совершенных двигателей, переходы к новым видам привода рабочих машин явились крупными историческими вехами на пути развития машинного производства. Замена двигателей, реализующих энергию падающей воды паровой машиной, послужила мощным толчком к развитию производства в прошлом веке — веке пара. Наш XX век получил название века электричества в первую очередь потому, что основным источником механической энергии стал более совершенный электрический двигатель и основным видом привода рабочих машин является электрический привод.

Для того чтобы правильно оценить революционное влияние, которое оказал этот переход на технический прогресс во всех областях народного хозяйства, полезно коротко проанализировать основные этапы развития электропривода. Такое рассмотрение позволит также наиболее наглядно представить основные виды и функции электроприводов и дать обоснованное определение понятия «электрический привод».

Электрический привод рождался в недрах века пара, и на первых порах его применение сводилось к замене паровой машины, установленной для приведения в движение трансмиссии предприятия или отдельного цеха, электрическим двигателем. Этот переход открыл возможность централизованного производства электрической энергии на мощных, удобно размещаемых станциях и распределения ее по предприятиям с помощью электрической сети. Главные особенности такого электропривода наглядно видны на рис. В.1, а. Сплошными утолщенными линиями показан подвод электрической энергии

$A_{эл}$ к двигателю, а двойными тонкими — распределение механической энергии $A_{мех}$ по предприятию.

Очевидным недостатком такого электропривода является сохранение громоздких механических трансмиссий, с помощью которых механическая энергия от двигателя должна распределяться к рабочим машинам $1PM, 2PM, \dots, nPM$, установленным на предприятии, и к их исполнительным механизмам $1ИМ1, 1ИМ2, \dots, nИМ_k$.

Поэтому следующим шагом в развитии электропривода, естественно, явился переход к схеме, показанной на рис. В. 1, б, согласно которой электрическая энергия $A_{эл1}, A_{эл2}, \dots, A_{элn}$ подводится к двигателям $1ЭД, 2ЭД, \dots, nЭД$, установленным для привода рабочих машин $1PM, 2PM, \dots, nPM$. В каждой машине подвод механической энергии к исполнительным механизмам, как и в схеме на рис. В. 1, а, осуществляется с помощью механических трансмиссий.

Если на первом этапе переход к электроприводу практически не затрагивал механического оборудования предприятий, то переход к установке отдельных двигателей для каждой машины уже потребовал нового подхода к конструированию рабочих машин, рациональной их компоновки в единстве с приводным электрическим двигателем. Цеха заводов и фабрик освободились от механических трансмиссий. Однако функции электропривода в схемах, представленных на рис. В. 1, а и б, одинаковы, поэтому обе эти схемы представляют один вид электропривода, называемый групповым.

Групповым электроприводом называется электропривод, при котором от одного электрического двигателя приводятся в движение несколько рабочих машин или несколько исполнительных механизмов одной машины. Главной особенностью группового электропривода является невозможность управления технологическим процессом с помощью системы управления электроприводом. При этом пуск в ход и останов отдельных машин и механизмов, регулирование их рабочей скорости, ограничение механических перегрузок и т. п. могут осуществляться только с помощью специальных механических устройств — управляемых муфт, коробок передач и фрикционов.

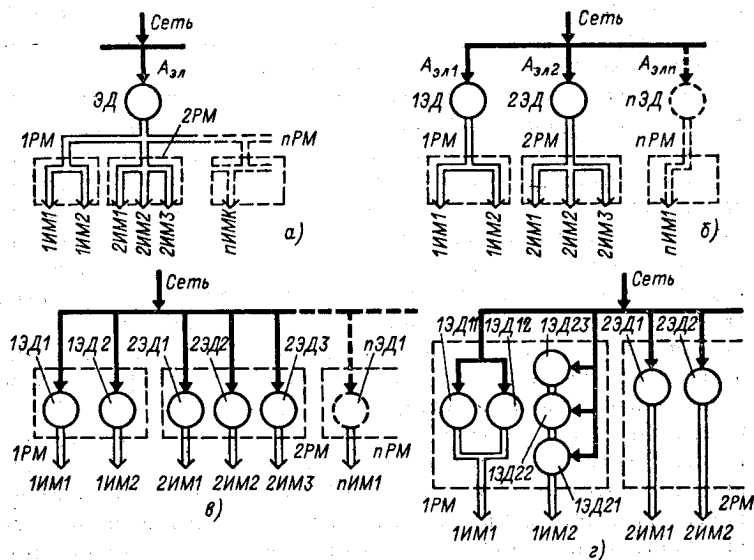
Групповой электропривод предприятий и цехов (рис. В. 1, а) был сравнительно быстро вытеснен более совершенным групповым электроприводом отдельных машин (рис. В. 1, б) и в настоящее время практически не применяется. Машины с групповым электроприводом до недавнего времени имели широкое распространение, особенно в металлообрабатывающей, текстильной, пищевой и других отраслях промышленности. Было создано много машин-автоматов, в которых точные простран-

ственные перемещения различных взаимодействующих механизмов обеспечивались воздействием управляющих кулачков, специальных механических преобразовательных устройств, а электропривод выполнял только функцию приведения в движение рабочих органов машины.

Сложная кинематика таких машин, необходимость больших затрат на их индивидуальное проектирование и высокие требования к точности изготовления непосредственно определяются недостатками группового электропривода их механизмов. Рост единичной мощности технологических установок, необходимость автоматизации рабочих процессов машин и технологических линий, стремление к упрощению кинематических цепей машин и ряд других факторов привели к замене группового электропривода индивидуальным.

Индивидуальным электроприводом называется электропривод, при котором каждый исполнительный механизм машины приводится в движение отдельным электрическим двигателем (рис. В.1, в) или несколькими двигателями (рис. В.1, г). В последнем случае индивидуальный электропривод называется *многодвигательным*.

В развитии электропривода переход к индивидуальному электроприводу означает качественный скачок, так как при



В.1. Виды электрического привода:

а, б — групповой; в — индивидуальный одноподвигательный; г — индивидуальный многодвигательный

этом кроме функции преобразования энергии на электрический привод возлагается важная функция управления технологическим процессом приводимого в движение механизма. Электрический привод органически сливается с приводимым в движение исполнительным механизмом в единую электромеханическую систему, от физических свойств которой зависят производительность, динамические нагрузки, точность выполнения технологических операций и ряд других факторов. Открываются широкие возможности для формирования путем воздействия на систему управления электроприводом заданных законов движения рабочих органов машин, осуществления связанного автоматического управления взаимодействующими в технологическом процессе механизмами, оптимизации их работы по тем или иным критериям.

Современный электропривод является *индивидуальным автоматизированным электроприводом*. Это означает, что он всегда содержит в своем составе систему автоматического управления (САУ), которая в простейших случаях осуществляет пуск, отключение двигателя и его защиту, а в более сложных управляет технологическим процессом приводимого в движение механизма. Указанные особенности автоматизированного электропривода определяют характерную тенденцию в развитии современного машиностроения — упрощение кинематических цепей машин при усложнении и совершенствовании систем управления их электроприводами.

Определение электрического привода как технического устройства дано в ГОСТ 16593—79 «Электроприводы. Термины и определения».

Электрическим приводом называется электромеханическое устройство, предназначенное для приведения в движение рабочих органов машин и управления их технологическими процессами, состоящее из передаточного устройства, электродвигательного устройства, преобразовательного устройства и управляющего устройства.

Передаточное устройство содержит механические передачи и соединительные муфты, необходимые для передачи вырабатываемой двигателем механической энергии исполнительному механизму.

Преобразовательное устройство предназначается для управления потоком электрической энергии, поступающим из сети с целью регулирования режимов работы двигателя и механизма. Оно представляет собой энергетическую исполнительную часть системы управления электроприводом.

Управляющее устройство представляет собой информационную слаботочную часть системы управления, предназначен-

ную для фиксации и обработки поступающей информации о задающих воздействиях и состоянии системы и выработки на ее основе сигналов управления преобразовательным, электродвигательным и передаточным устройствами.

В.2. Современный электропривод и направления его развития

Индивидуальный автоматизированный электропривод в настоящее время получил широкое применение во всех сферах жизни и деятельности общества — от сферы промышленного производства до сферы быта. Благодаря рассмотренным выше особенностям совершенствование технических показателей электроприводов во всех областях применения является основой технического прогресса.

Широта применения определяет исключительно большой диапазон мощностей электроприводов (от долей ватта до десятков тысяч киловатт) и значительное разнообразие их исполнения. Уникальные по производительности промышленные установки — прокатные станы в металлургической промышленности, шахтные подъемные машины и экскаваторы в горнодобывающей промышленности, мощные строительные и монтажные краны, протяженные высокоскоростные конвейерные установки, мощные металлорежущие станки и многие другие — оборудуются электрическими приводами, мощность которых составляет сотни и тысячи киловатт. Преобразовательные устройства таких электроприводов представляют собой генераторы постоянного тока, тиристорные преобразователи с выходом на постоянном токе, тиристорные преобразователи частоты соответствующей мощности. Они обеспечивают широкие возможности регулирования потока электрической энергии, поступающей в двигатель, в целях управления движением электропривода и технологическим процессом приводимого в движение механизма. Их управляющие устройства, как правило, построены на основе использования микроэлектроники и во многих случаях включают в себя управляющие вычислительные машины.

Аналогичной техникой управления снабжаются и многие ответственные электроприводы малой мощности, примером которых могут служить электроприводы механизмов специальных точных станков и механизмов роботов и манипуляторов. Во всем диапазоне мощностей электроприводов находят применение современные системы программного управления технологическими процессами, устройства, оптимизирующие по

тем или иным критериям работу электропривода и механизма, используются принципы адаптивного автоматического управления.

Наряду с регулируемыми электроприводами широко применяются простейшие нерегулируемые электроприводы переменного тока с асинхронными и синхронными двигателями, получающими питание непосредственно от сети переменного тока. Однако управляющие устройства и таких электроприводов постоянно совершенствуются в связи с повышением требований к надежности работы, необходимостью улучшения их энергетических показателей и усложнением технологических блокировок между механизмами, взаимодействующими в общем технологическом процессе.

Значительные резервы повышения производительности труда во всех отраслях народного хозяйства реализуются путем комплексной механизации и автоматизации технологических процессов. Индивидуальный электропривод является основным исполнительным энергетическим элементом электромеханических систем комплексной механизации и автоматизации. В современной иерархии управления технологическими процессами он занимает низшую ступень, на которой выработанные высшими уровнями командные сигналы материализуются в перемещениях исполнительных механизмов, в возникающих рабочих усилиях, в автоматической работе приводимой электроприводом технологической установки по заложенным в его системе управления жесткой или адаптивной программе. Поэтому физические свойства электропривода, его регулировочные возможности в технологической автоматике играют решающую роль.

Среди проблем, стоящих перед народным хозяйством страны, задачи комплексной механизации и автоматизации технологических процессов, развития производства роботов и манипуляторов, повышения качества, надежности, экономичности и производительности машин занимают важное место. Рассмотренные особенности электропривода позволяют заключить, что решение всех этих важных задач требует дальнейшего совершенствования и развития электрического привода. В решениях партии и правительства подчеркивается необходимость ускоренного развития производства средств автоматизации управления машинами и оборудованием, комплектных электроприводов с тиристорными преобразователями и микропроцессорами, а также повышения коэффициента полезного действия и снижения металлоемкости электротехнического оборудования.

Первой особенностью развития электропривода на данном

этапе является расширение области применения регулируемого электропривода, главным образом, вследствие количественного и качественного роста электроприводов постоянного тока с тиристорными преобразователями. На сегодняшний день по основным технико-экономическим показателям этот вид электропривода все еще сохраняет преимущества перед частотно-управляемым электроприводом переменного тока. Однако достигнутые в последние годы успехи в совершенствовании тиристорных и транзисторных преобразователей частоты дают основание предполагать, что в ближайшей перспективе положение изменится, и на первый план выйдет развитие регулируемых электроприводов переменного тока, использующих двигатели более простой конструкции и с меньшей металлоемкостью.

Второй особенностью развития современного электропривода является интенсивное повышение технологических требований к динамическим и точностным показателям электропривода, расширение и усложнение его функций, связанных с управлением технологическими процессами, и соответствующее возрастание сложности САУ электроприводами. Развитие САУ идет по пути создания систем числового программного управления и расширения использования современной вычислительной техники, создаваемой непосредственно для целей управления на базе микропроцессоров. Необходимость применения аналоговых или микропроцессорных САУ определяется конкретными технологическими требованиями к электроприводам. На данном этапе развития правильное определение задач, которые наиболее эффективно решаются с помощью микропроцессорного управления, весьма важно.

В качестве третьей особенности данного этапа развития следует указать стремление к унификации элементной базы электропривода, созданию унифицированных комплектных электроприводов путем использования современной микроэлектроники и блочно-модульного принципа. На этой основе уже созданы серии комплектных тиристорных электроприводов постоянного тока, обладающих техническими показателями, удовлетворяющими требованиям широкого круга механизмов. Идет процесс дальнейшего развития и совершенствования таких электроприводов, причем на этих принципах создаются и системы частотного управления электроприводами переменного тока.

Выше уже была отмечена общая тенденция к упрощению кинематических цепей машин и механизмов, обусловленная развитием регулируемого индивидуального электропривода. Одним из проявлений этой тенденции является стремление

в машиностроении к использованию безредукторного электропривода. Созданы мощные электроприводы прокатных станов, шахтных подъемных машин, основных механизмов экскаваторов, скоростных лифтов, в которых используются тихоходные двигатели, имеющие номинальную частоту вращения 18—120 об/мин. Несмотря на повышенные массу и габариты двигателя, применение безредукторных электроприводов по сравнению с редукторными оправдывается их большей надежностью и быстродействием.

Интересной реализацией рассмотренной тенденции является развитие электроприводов с линейными двигателями, которые позволяют исключить не только редуктор, но и устройства, преобразующие вращательное движение роторов двигателей в поступательное движение рабочих органов машин. Электропривод с линейным двигателем является органической частью общей конструкции машины, предельно упрощает кинематику и создает максимальные удобства для оптимального конструирования машин с поступательным движением рабочих органов.

Стремление к органическому конструкционному слиянию двигателей и механизма является общей тенденцией в развитии электропривода. Примерами таких устройств являются электроинструменты: встраиваемые в шарнирные соединения двигатели приводов роботов и манипуляторов; электроприводы подъемных лебедок, в которых двигатель конструктивно объединяется с барабаном, выполняющим функции ротора.

Электрический привод является крупнейшим потребителем электрической энергии: из всего огромного объема электроэнергии, вырабатываемой в нашей стране, более половины преобразуется в механическую энергию, необходимую для работы машин и механизмов во всех отраслях народного хозяйства и быту. В связи с этим энергетические показатели как уникальных, так и массовых электроприводов малой и средней мощности имеют важнейшее народнохозяйственное значение. В решении больших топливно-энергетических задач, стоящих перед нашей страной, вопрос рационального, экономного расходования электроэнергии выдвигается на первый план. Соответственно на этом этапе особую остроту приобретает проблема рационального с точки зрения энергопотребления проектирования электроприводов. Эта проблема требует разработки мероприятий, направленных на повышение КПД электроприводов, с одной стороны, и на организацию управления работой машин, исключающую или минимизирующую непроизводительное потребление электроэнергии их электроприводами, — с другой.

В.3. Теория электропривода

На всех этапах развития электропривода требовалось проведение разносторонних научных исследований, направленных на познание общих свойств этого технического объекта, на разработку методов расчета его характеристик и рабочих режимов, а также на обоснование способов рационального выбора элементов и оптимального проектирования системы в целом. Обобщенные результаты этих исследований и разработок составляют содержание *теории электрического привода*.

Как самостоятельная наука теория электропривода родилась в нашей стране. Началом ее становления можно считать 1880 г., когда в журнале «Электричество» была опубликована статья Д. А. Лачинова «Электромеханическая работа». В этом выдающемся труде были обоснованы преимущества электрического распределения механической энергии и доказана целесообразность использования индивидуального электропривода. Методами, которые используются в теории электропривода до сих пор, были проанализированы электромеханические свойства электропривода с двигателем последовательного возбуждения и дана классификация электрических машин по способу возбуждения.

Первым систематизированным трудом, в котором с большой полнотой рассматривались вопросы теории электропривода, была изданная в 1925 г. книга С. А. Ринкевича «Электрическое распределение механической энергии». Дальнейшее развитие теория электропривода получила в трудах В. К. Попова, А. Т. Голована, Д. П. Морозова и других ученых. Эти работы определили круг общих вопросов и их систематизацию, которые до настоящего времени составляют основу науки об электроприводе. Однако содержание теории электропривода в этих работах, естественно, отражало уровень развития электропривода, достигнутый в 40–50-х годах, и было ориентировано на разомкнутые системы электропривода с релейно-контакторным управлением.

В процессе научно-технической революции в теории и практике электропривода произошли глубокие качественные изменения. Резкое повышение требований к точностным и динамическим показателям электропривода, с одной стороны, и развитие элементной базы электропривода, неизмеримо расширившее его технические возможности, — с другой, привели к быстрому возрастанию роли систем автоматизированного электропривода, замкнутых обратными связями, и к соответствующему развитию систем управления электроприводами.

Как следствие, первостепенное значение приобрели исследования динамики замкнутых систем регулирования координат электропривода; возникла необходимость более полного учета взаимодействия электропривода с приводимыми механизмами, содержащими упругости, зазоры и кинематические погрешности передач; значительного внимания потребовали вопросы оптимизации электроприводов по различным критериям, а также теоретические и практические вопросы, связанные с применением управляющей вычислительной техники.

За последние годы был выполнен большой объем научных исследований, направленных на решение указанных задач и на разработку новых, более совершенных систем автоматизированного электропривода. По данным этих исследований и разработок в нашей стране и за рубежом написаны книги, опубликовано множество статей, многие разработки были выполнены на уровне изобретений и нашли освещение в патентной литературе. Научно-технические результаты этих работ и публикаций существенно пополнили теорию электропривода и в значительной мере изменили ее содержание и методы. Общий объем информации, относящейся к современной теории электропривода, весьма велик и может быть подразделен на три основные части.

Первая часть представляет собой общую теорию электропривода, которая изучает общие физические закономерности, свойственные различным техническим реализациям электроприводов любого назначения, и содержит общие методы и рекомендации, используемые при их проектировании, наладке и эксплуатации.

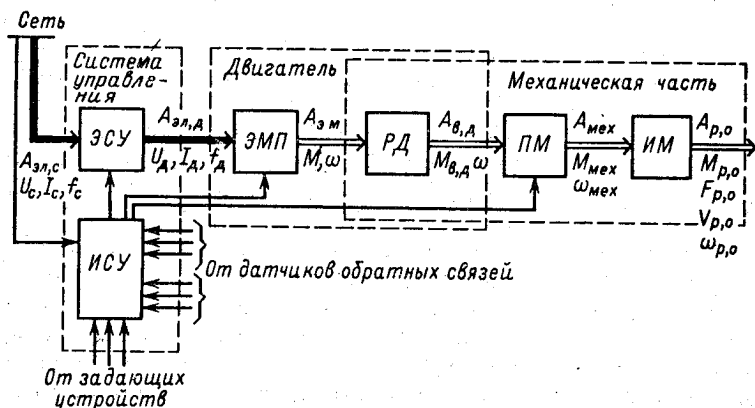
Вторая часть охватывает теорию отдельных систем электропривода, различающихся технической реализацией, например теорию тиристорного электропривода постоянного тока, теорию дискретного электропривода, теорию вентильного частотно-управляемого электропривода переменного тока и т. п. Эти разделы опираются на общую теорию электропривода и акцентируют внимание на физических закономерностях, обусловленных применяемой техникой управления, а также на особенностях анализа и синтеза таких систем.

Третью часть составляют теоретические вопросы, связанные с применением электропривода в конкретных промышленных установках. Примерами могут служить вопросы теории электропривода прокатных станов, бумагоделательных машин, металлорежущих станков, экскаваторов и т. п. Эти важные разделы современной теории электропривода изучают конкретные технологические требования к электроприводу, физические закономерности, обусловленные спецификой приводимых в

движение установок, содержат научно обоснованный выбор систем электропривода и методы их проектирования с учетом технологии и особенностей эксплуатации.

Выше было отмечено, что индивидуальный электропривод образует совместно с приводимым в движение механизмом единую электромеханическую систему. Поэтому как объект изучения электропривод представляет собой электромеханическую систему, электрическая часть которой состоит из электромеханического преобразователя энергии и системы управления, а механическая включает в себя все связанные движущиеся массы привода и механизма. Соответствующая этому определению структура электропривода представлена на рис. В. 2.

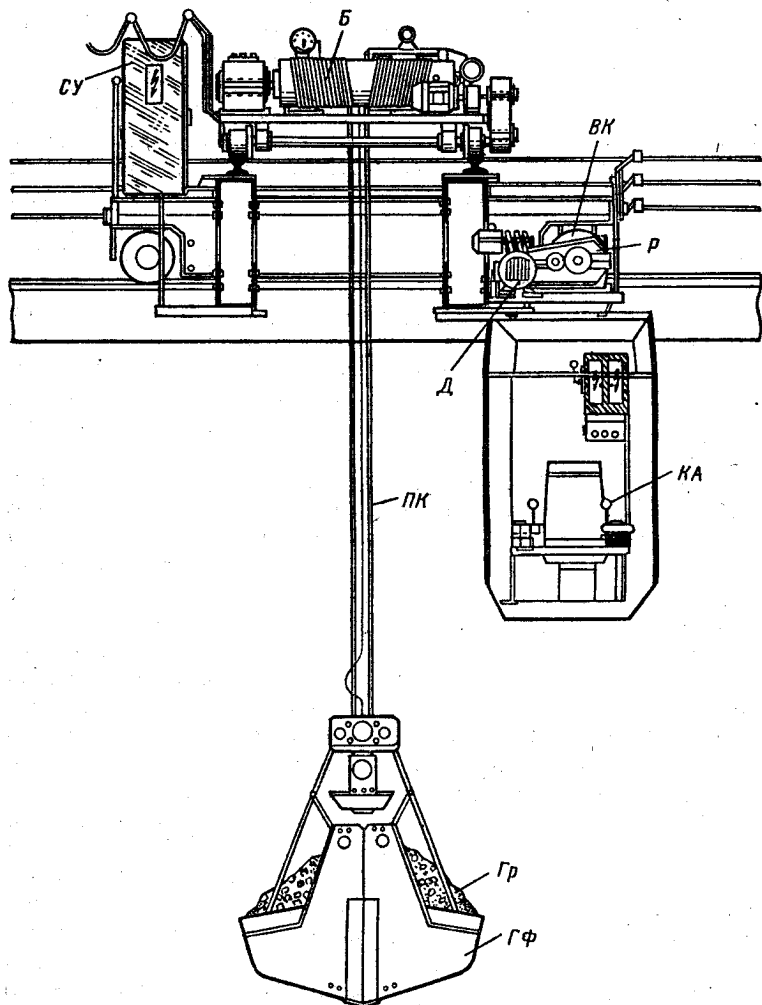
Ее главной особенностью является расчленение электрического двигателя на механическую часть и электрическую часть. На рис. В. 2 поток энергии от сети к рабочему органу механизма наглядно представлен стрелками, причем, как и на рис. В. 1, электрической энергии соответствуют сплошные утолщенные стрелки, а механической — тонкие двойные. Потребляемая из сети электрическая энергия $A_{эл,с}$ при определенных значениях напряжения сети U_c , тока I_c и частоты f_c поступает в энергетическую часть системы управления ЭСУ, управляющую поступлением электрической энергии в двигатель. В простейшем случае ЭСУ может быть представлена силовыми контактами контактора, предусмотренного для включения и выключения двигателя. В регулируемом электроприводе ЭСУ чаще всего содержит управляемый преобразователь электрической энергии того или иного вида, обеспечивающий преобразование напряжения, частоты, необходимого для управ-



В.2. Схема автоматизированного электропривода

ления работой электропривода. Электрическая энергия $A_{эл.д}$ при напряжении $U_{д}$, токе $I_{д}$ и частоте $f_{д}$ потребляется двигателем и преобразуется в механическую энергию.

Информационная часть системы управления ИСУ вырабатывает воздействия, управляющие энергетической частью ЭСУ, возбуждением электромеханического преобразователя ЭМП и передаточным механизмом ПМ, на основе информации о за-



В.3. Электропривод механизма передвижения моста крана

данных режимах работы, о текущем состоянии системы и о протекании технологического процесса.

Электромеханическое преобразование энергии осуществляется в части двигателя, обозначенной на схеме ЭМП — электромеханический преобразователь энергии. Последний можно рассматривать как идеализированный двигатель, ротор которого $РД$ не обладает механической инерцией и не имеет механических потерь. К такому ротору приложен развиваемый ЭМП при скорости ω электромагнитный момент двигателя M , и вырабатывается соответствующая энергия $A_{эм}$. Эта энергия передается реальному ротору двигателя $РД$ как механическому звену и частично расходуется на увеличение запасенной в его массе кинетической энергии и на преодоление момента механических потерь двигателя. Оставшаяся часть механической энергии с вала двигателя $A_{в,д}$ поступает через передаточный механизм $ПМ$ в виде механической энергии $A_{мех}$ в исполнительный механизм $ИМ$ и далее к его рабочему органу. На пути от вала двигателя до рабочего органа часть энергии затрачивается на увеличение запаса кинетической энергии движущихся масс $ПМ$ и $ИМ$, а также на преодоление всех механических потерь в передачах и механизме. На схеме рис. В.2 механическая энергия $A_{р,о}$ представляет собой полезную механическую работу, которая совершается моментом $M_{р,о}$ или усилием $F_{р,о}$ на рабочем органе при скорости соответственно $\omega_{р,о}$ или $v_{р,о}$.

В качестве примера на рис. В.3 изображен мостовой кран. Электропривод механизма передвижения крана как устройство представлен электродвигателем привода моста $Д$, шкафом с аппаратурой системы управления $СУ$, размещенным на мосту крана, командоконтроллером $КА$, установленным в кабине крановщика, а также передаточным устройством в виде соединительных муфт и редуктора $Р$. Приводимый в движение механизм представляет собой ферму моста с установленным на ней оборудованием и с ведущими колесами $ВК$, вал которых муфтой соединен с редуктором $Р$. На ферме моста имеется тележка с подъемной лебедкой с барабаном $Б$, подъемным канатом $ПК$, грейфером $ГФ$ и грузом $Гр$.

При работе двигателя $Д$ в движение приводятся все связанные массы привода и механизма. Поэтому для изучения свойств данного электропривода его необходимо представить в виде электромеханической системы, включающей в себя электрический двигатель, систему управления электроприводом, массы движущихся элементов привода, массы моста и тележки с оборудованием, а также массы грейфера и перемещаемого груза. При этом должны быть учтены все действующие в

324960

системе силы; необходимо учитывать возможность раскачивания груза, фрикционную связь ведущих колес моста с рельсами и связанную с этим возможность боксования; следует анализировать влияние увеличения трения реборд колес о рельсы при перекосах тележки моста на сопротивление его движению и т. п.

Рассмотренный пример наглядно иллюстрирует различия между представлением электрического привода как электротехнического устройства и как динамического объекта для изучения и синтеза. Электропривод при изучении и синтезе включает в себя сложную механическую часть, законы движения которой исследуются методами теоретической механики, электромеханическое преобразование энергии, процессы которого описаны и исследованы в теории электрических машин, развитую систему управления, общие математические методы анализа и синтеза которой разработаны в теории управления. Теория электропривода изучает взаимодействие этих трех составных частей в единой электромеханической системе при широком использовании математических методов механики, электромеханики и теории управления.

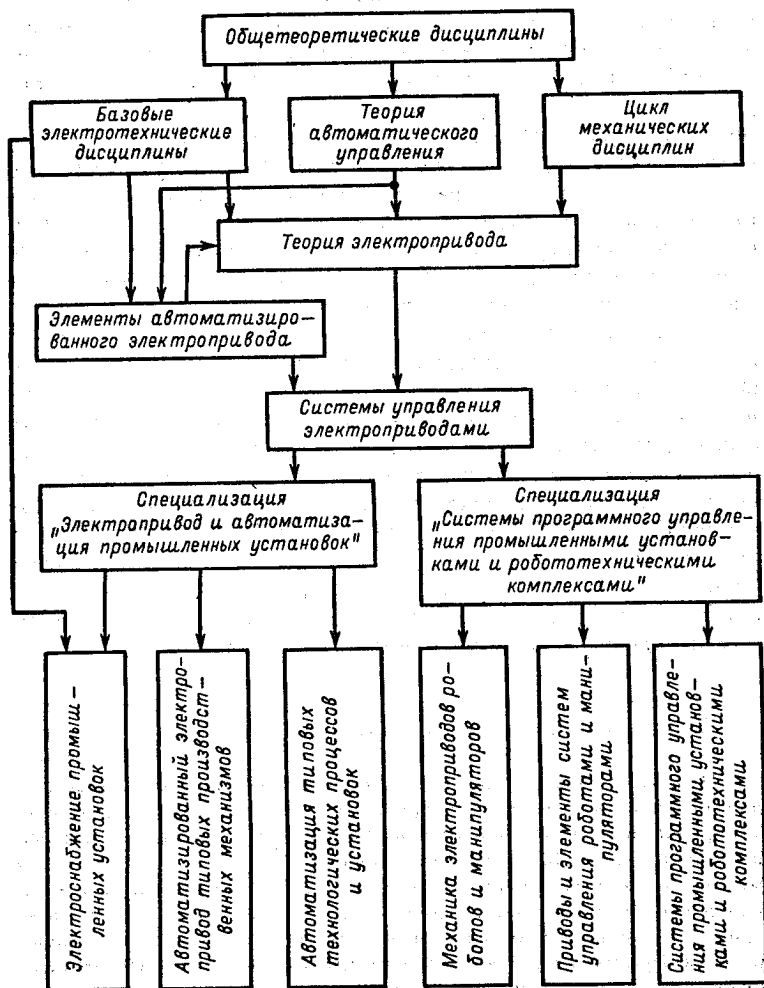
Теория электропривода изучает сложный технический объект, имеющий важное народнохозяйственное значение. В этом объекте синтезируются в единое целое достижения базовых для электропривода областей науки и техники — электромашиностроения, электроаппаратостроения, преобразовательной, электронной и вычислительной техники. В своем развитии электропривод опирается на успехи этих областей науки и техники, поэтому в содержании современной теории электропривода они находят естественное отражение. Физические особенности и технические характеристики элементов электропривода при этом рассматриваются с позиций использования и взаимодействия в электромеханической системе.

В.4. Задачи и структура учебного курса

Из изложенного следует, что объем специальных знаний, которым должен за время обучения овладеть инженер специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок», значителен и разносторонен. Для того чтобы проектировать, исследовать, настраивать и эксплуатировать электроприводы в различных отраслях народного хозяйства, он должен знать и уметь использовать электрические машины, промышленную электронику, электрические аппараты, измерительную и вычислительную технику, а также свободно владеть математическими методами теоретической механики и теории автоматического управления. И все эти знания являются лишь необ-

ходимой основой для изучения специальных вопросов, составляющих содержание теории электропривода, и овладения техникой электропривода.

Структура учебного процесса специальной подготовки, представленная на рис. В.4, отражает отмеченное положение. Базой специальной подготовки являются дисциплины механического цикла, теория автоматического управления и базовые электротехнические дисциплины. Первыми специальными дисциплинами являются «Элементы



В.4. Организация специальной подготовки

автоматизированного электропривода», в которой преобразовательные и управляющие устройства электропривода рассматриваются как элементы системы автоматического регулирования, и «Теория электропривода», являющаяся основополагающей дисциплиной специальности.

Задачей курса «Теория электропривода» является изучение той части современной теории электропривода, которая выше была названа общей теорией электропривода.

Курсы «Теория электропривода» и «Элементы автоматизированного электропривода» со всеми предшествующими дисциплинами являются базой для изучения курса «Системы управления электроприводами». Задачей этого курса является изучение второй части теории электропривода — теории конкретных систем электропривода, а также вопросов техники управления и методов проектирования, исследования и наладки систем управления электроприводами.

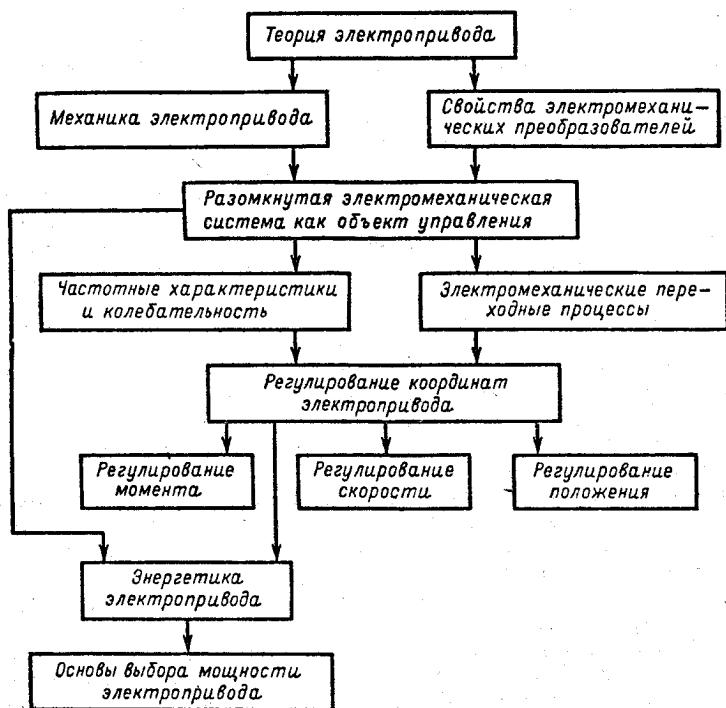
На основе трех общих специальных курсов организуется дальнейшая подготовка инженеров по двум специализациям: «Электропривод и автоматизация промышленных установок», которая является главным направлением подготовки специалистов широкого профиля, и «Системы программного управления промышленными установками и робототехническими комплексами», которая акцентирует внимание на определенном классе электроприводов, имеющих важное народнохозяйственное значение на данном этапе развития техники. Среди трех дисциплин, относящихся к основной специализации, курсы «Автоматизированный электропривод типовых промышленных установок» и «Автоматизация типовых технологических процессов» являются инженерными курсами, отражающими третью часть теории электропривода; на них возложена задача обеспечения широкой практической подготовки инженера-электроприводчика. Эту же задачу выполняет и третий курс — «Электроснабжение промышленных установок», дающий широкое представление о системах электроснабжения промышленных предприятий и установок и об их электрооборудовании. Как показано на рис. В.4, он непосредственно опирается на базовую электротехническую подготовку и учитывает основные особенности электропривода как потребителя электрической энергии.

Дисциплины второй специализации, как отмечено, ориентированы на вопросы электропривода основных механизмов роботов и манипуляторов. Задачи воспроизведения заданных пространственных траекторий перемещения схвата с высокой точностью при индивидуальном электроприводе для каждого механизма системы требуют учета сложных механических связей в динамических процессах. Поэтому для второй специализации вопросы механики электропривода требуют развития применительно к особенностям этих механизмов. Для этой цели введен курс «Механика электроприводов роботов и манипуляторов», который дополняет соответствующий раздел курса «Теория электропривода».

Рассмотренная схема учебного процесса специальной подготовки (рис. В.4) наглядно представляет содержание обучения, взаимосвязи дисциплин и место в учебном процессе, которое занимает курс «Теория электропривода». Предусмотренная программой структура

этого курса (рис. В.5) непосредственно отражает структуру электропривода, представленную на рис. В.2. Как объект изучения электропривод содержит механическую часть, идеализированный электромеханический преобразователь и систему управления. Свойства механической части, методы ее анализа, вопросы формирования заданных законов движения рассматриваются в разделе программы «Механика электропривода». Динамические свойства и статические характеристики электромеханических преобразователей выявляются в разделе «Электромеханические свойства и характеристики электродвигателей».

В следующем разделе программы – «Динамика электромеханических систем» – электромеханические преобразователи и механическая часть объединяются в разомкнутые электромеханические системы с различными двигателями и изучаются свойства таких систем, рассматриваемые с позиций управления их работой, составляются структурные схемы и частотным методом теории управления анализируются их динамические свойства, на основе классического метода решения дифференциальных уравнений изучаются особенности электромеханических переходных процессов в системе. Знание физических свойств разомкнутых электромеханических систем служит основой для изучения в разделе «Регулирование координат электропривода»



В.5. Структура курса «Теория электропривода»

общих вопросов регулирования момента, скорости и положения электропривода.

Важным разделом программы является раздел «Энергетика и основы выбора мощности электропривода», в котором рассматриваются энергетические показатели электропривода и излагаются методы расчета мощности двигателей и преобразователей.

В курсе «Теория электропривода» сосредоточены основные вопросы специальности, рассматриваемые в обобщенном виде с концентрацией внимания на общих физических закономерностях, свойственных современному электроприводу. Изменения в теории и практике электропривода, отмеченные выше, а также введение робототехнической специализации потребовали существенной перестройки курса в направлении его фундаментализации, развития методической базы путем более широкого использования обобщенных математических методов теории электрических машин и теории автоматического управления, а также более глубокого анализа динамических процессов как в составных частях, так и в электромеханической системе в целом на основе этих методов.

В качестве главной общей методической рекомендации для изучающих данную дисциплину необходимо указать на необходимость акцентировать внимание не на деталях математических выкладок, а на понимании физического смысла проводимого анализа на всех его этапах — при постановке задачи, при записи ее исходного математического описания и при оценке полученных результатов. Необходимо помнить, что целью курса является изучение общих физических закономерностей электропривода, особенностей взаимодействия элементов электромеханической системы, характера динамических процессов и особенностей статических режимов как в разомкнутой, так и в замкнутой обратными связями по главным координатам системах. В результате изучения курса нужно научиться объяснять характер процессов и зависимостей, рассмотренных в курсе, уметь анализировать влияние изменений параметров, настроек системы и внешних воздействий на работу электропривода и механизма, пользуясь для этого физическими соображениями и важнейшими математическими соотношениями.

Достижение этой цели обеспечивается всем комплексом учебных занятий по дисциплине: лекционным курсом, практическими занятиями, лабораторным практикумом; способствовать этому должно изучение приведенных в учебнике практических примеров.

Второй важной целью данной дисциплины является обучение практическим навыкам расчета статических характеристик, переходных процессов и нагрузочных диаграмм электропривода, выбора мощности двигателей и преобразователей, расчета энергетических показателей. Эта цель обеспечивается практическими занятиями и выполнением курсовой работы и курсового проекта.

МЕХАНИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА**1.1. Общие сведения**

Приведение в движение исполнительных механизмов и управление их движением для выполнения технологических операций являются основной задачей автоматизированного электропривода. Поэтому специалист по автоматизированному электроприводу должен знать общие особенности механической части электромеханических систем, важнейшие их элементы, связи и параметры, а также математические методы описания и анализа. Он должен уметь на основе известной кинематики механизма, его технических данных и сведений о технологическом процессе составлять расчетные схемы и рассчитывать параметры механической части электропривода, описывать движение электропривода дифференциальными уравнениями, рассчитывать частотные характеристики и механические переходные процессы на основе методов механики и теории управления.

Перечисленные вопросы представляют содержание данной главы. При изучении этих вопросов важно закрепить и развить имеющиеся представления об основных физических закономерностях механического движения — о связи ускорений масс с приложенными к ним силами, о равномерно ускоренном движении масс, о причинах механического резонанса. Необходимо научиться на основе полученных знаний свободно оценивать характер движения электропривода по известному характеру изменения электромагнитного момента двигателя и приложенных к системе внешних сил либо, напротив, определять законы изменения электромагнитного момента, обеспечивающие формирование требуемых законов движения приводимого механизма.

Перед изучением данных вопросов полезно восстановить в памяти необходимые положения механики и теории управления. В теоретической механике главное внимание следует уделить обобщенному описанию динамики механических систем с помощью уравнений Лагранжа и соответствующим понятиям степеней свободы системы, обобщенных координат, обобщенных сил, их элементарной работы на возможных перемещениях и т. п. В теории управления необходимо рассмотреть частотные характеристики и переходные функции интегрирующего и колебательного звеньев, а также проверить знание простейших приемов преобразования структурных схем и определения передаточных функций.

Реальные кинематические схемы электроприводов конкретных механизмов весьма многообразны, и в данном курсе о них даются основные общие представления, при этом изложение материала ведется на основе обобщенной условной кинематической схемы электропривода. Для того чтобы видеть за условной кинематической схемой особенности реальных схем, необходимо ознакомиться с описательной частью приведенных в данной главе примеров расчета. Они содержат ряд конкретных кинематических схем производственных

механизмов различного назначения и помогут лучше понять особенности механической части и усвоить рассматриваемые в курсе типовые нагрузки электроприводов.

Необходимые навыки составления расчетных механических схем электропривода, определения приведенных параметров и нагрузок механической части, расчета частотных характеристик и переходных процессов должны быть получены на практических занятиях и в процессе выполнения курсовой работы по первой части курса. При выполнении курсовых заданий следует проработать соответствующие примеры расчета.

1.2. Расчетные схемы механической части электропривода

Механическая часть электромеханической системы (см. рис. В. 2) включает в себя все связанные движущиеся массы: двигателя, передаточного устройства и исполнительного механизма машины. К ротору двигателя при скорости ω приложен электромагнитный момент M , под действием которого механическая часть приводится в движение и на рабочем органе машины совершается предусмотренная технологией механическая работа. Непосредственное представление о движущихся массах установки и механических связях между ними дает кинематическая схема электропривода.

Конкретные кинематические схемы отличаются многообразием, однако обладают и общими свойствами, которые можно установить с помощью кинематической схемы электропривода, представленной на рис. 1.1, а. Здесь двигатель через соединительную муфту $СМ1$, клиноременную передачу $КРП$, ряд зубчатых передач $ЗП_1, \dots, ЗП_i$ и соединительную муфту $СМ2$ приводит во вращение барабан Б, преобразующий вращательное движение в поступательное перемещение ряда связанных масс. В данной примерной схеме предполагается, что рабочим органом механизма является грузозахватывающее устройство, перемещающее груз G_r , имеющий массу $m_{гр}$, движущийся со скоростью $v_{гр}$ и подверженный воздействию силы тяжести $F_{гр}$.

Рассмотренная схема наглядно отражает то положение, что в общем случае механическая часть электропривода представляет собой систему связанных масс, движущихся с различными скоростями вращательно или поступательно. При нагружении элементы системы (валы, опоры, клиноременные передачи, зубчатые зацепления, канаты и т. п.) деформируются, так как механические связи не являются абсолютно жесткими. При изменениях нагрузки массы имеют возможность взаимного перемещения, которое при данном приращении нагрузки определяется жесткостью связи.

При составлении данной кинематической схемы принято, что механическая часть привода содержит n вращательно движущихся сосредоточенных масс и k поступательно движущихся масс, причем механическая инерция элементов, связывающих эти массы, не учитывается. Каждый вращательно движущийся элемент обладает моментом инерции J_i и связан с $(i + 1)$ -м элементом механической связью, обладающей жесткостью c_i . Соответственно каждый поступательно движущийся элемент имеет массу m_j и связан со следующим механической связью с жесткостью c_j . В пределах деформаций упругих механических связей, для которых выполняется закон Гука, жесткости их можно определить с помощью соотношений

$$c_i = M_{y_i} / \Delta \varphi_i, \quad c_j = F_{y_j} / \Delta S_j,$$

где M_{y_i} и F_{y_j} — нагрузка упругой механической связи; $\Delta \varphi_i$ и ΔS_j — деформация упругого элемента при вращательном и поступательном движениях.

Массы элементов и жесткости элементарных связей в кинематической цепи привода различны. Определяющее влияние на движение системы оказывают наибольшие массы и наименьшие жесткости связей. Поэтому одной из первых задач проектирования и исследования электроприводов является составление упрощенных расчетных схем механической части, учитывающих возможность пренебрежения упругостью достаточно жестких механических связей и приближенного учета влияния малых движущихся масс. При этом следует учитывать, что в связи с наличием передач различные элементы системы движутся с разными скоростями, поэтому непосредственно

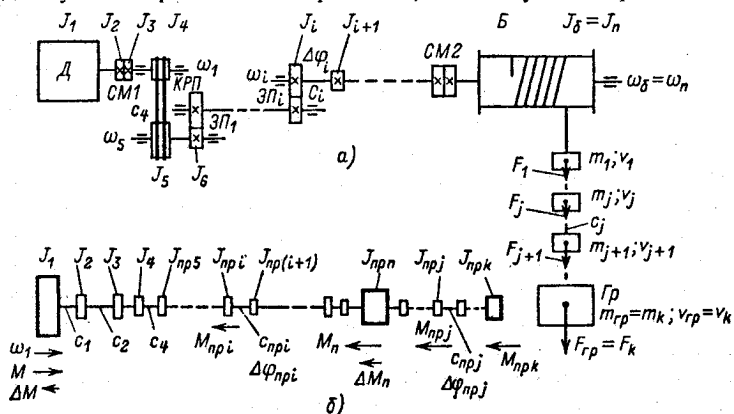


Рис. 1.1. Кинематическая (а) и расчетная (б) схемы механической части электропривода

составлять их моменты инерции J_i , массы m_j , жесткости связей c_i и c_j , перемещения $\Delta\varphi_i$ и ΔS_j и т. п. невозможно. Как следствие, для составления расчетных схем механической части электропривода необходимо приведение всех параметров элементов кинематической цепи к одной расчетной скорости. Обычно наибольшее удобство представляет приведение их к скорости двигателя, поэтому оно используется во всем последующем изложении. Однако следует иметь в виду возможность приведения к скорости любого элемента. В частности, при решении ряда задач оказывается полезным приведение к скорости механизма, особенно при поступательном движении его органа.

Условием соответствия приведенной расчетной схемы реальной механической системе является выполнение закона сохранения энергии. При приведении необходимо обеспечить сохранение запаса кинетической и потенциальной энергии системы, а также элементарной работы всех действующих в системе сил и моментов на возможных перемещениях. Соответственно при приведении момента инерции элемента системы, движущегося вращательно со скоростью ω_i , или массы, поступательно движущейся со скоростью v_j , к расчетной скорости ω_1 должны выполняться условия

$$(W_{ki})_{\text{пр}} = J_{\text{пр}i} \omega_1^2 / 2 = W_{ki} = J_i \omega_i^2 / 2; \quad (1.1)$$

$$(W_{kj})_{\text{пр}} = J_{\text{пр}j} \omega_1^2 / 2 = W_{kj} = m_j v_j^2 / 2. \quad (1.2)$$

Откуда получаем формулы приведения

$$J_{\text{пр}i} = J_i / i_{1i}^2; \quad J_{\text{пр}j} = m_j \rho_{1j}^2, \quad (1.3)$$

где $i_{1i} = \omega_1 / \omega_i$ — передаточное число от вала приведения до i -го вала; $\rho_{1j} = v_j / \omega_1$ — радиус приведения к валу со скоростью ω_1 .

При приведении вращательных φ_i и поступательных S_j перемещений необходимо учитывать, что передаточное число и радиус приведения определяются соотношением скоростей. Исходя из этого, в общем случае перемещения в системе связаны так:

$$d\varphi_{\text{пр}i} = d\varphi_i i_{1i}; \quad d\varphi_{\text{пр}j} = dS_j / \rho_{1j}. \quad (1.4)$$

При линейных кинематических связях $i_{1i} = \text{const}$ и $\rho_{1j} = \text{const}$. В этом случае формулы приведения перемещений имеют вид

$$\varphi_{\text{пр}i} = \varphi_i i_{1i}; \quad \varphi_{\text{пр}j} = S_j / \rho_{1j}. \quad (1.5)$$

При приведении жесткостей механических связей должно выполняться условие равенства запаса потенциальной энергии

деформации. Соответственно

$$(W_{\text{пi}})_{\text{пр}} = c_{\text{прi}} \Delta \varphi_{\text{прi}}^2 / 2 = W_{\text{пi}} = c_i \Delta \varphi_i^2 / 2; \quad (1.6)$$

$$(W_{\text{пj}})_{\text{пр}} = c_{\text{прj}} \Delta \varphi_{\text{прj}}^2 / 2 = W_{\text{пj}} = c_j \Delta S_j^2 / 2. \quad (1.7)$$

Откуда получим формулы приведения

$$c_{\text{прi}} = c_i / i_{1i}^2; \quad c_{\text{прj}} = c_j \rho_{1j}^2. \quad (1.8)$$

Приведение моментов и сил нагрузки элементов кинематической цепи должно осуществляться на основании условия равенства элементарной работы на возможных перемещениях:

$$M_{\text{прi}} \delta \varphi_{\text{прi}} = M_i \delta \varphi_i; \quad M_{\text{прj}} \delta \varphi_{\text{прj}} = F_j \delta S_j. \quad (1.9)$$

$$\text{Следовательно, } M_{\text{прi}} = M_i / i_{1i}; \quad M_{\text{прj}} = F_j \rho_{1j}. \quad (1.10)$$

При проектировании и исследовании электроприводов моменты инерции, массы, жесткости связей реальных элементов обычно бывают известны, а действующие в системе силы либо заданы, либо рассчитываются по исходным данным механизма и условиям его технологии. После приведения их значений к расчетной скорости представляется возможным, сопоставив приведенные значения моментов инерции и жесткостей, осуществить выбор главных масс и главных упругих связей и на этой основе составить приближенную расчетную схему механической части. Для большей наглядности сопоставления по результатам приведения можно построить исходную приведенную расчетную схему, представив в ней массы в виде прямоугольников, площадь которых пропорциональна приведенным моментам инерции, а жесткости связей между ними в виде соединений, длина которых обратно пропорциональна жесткости (прямо пропорциональна податливости связей).

Для кинематической схемы на рис. 1.1, а приведенная расчетная схема может иметь вид, показанный на рис. 1.1, б. Для примера в ней выделены три наиболее значительные массы — ротор двигателя с моментом инерции J_1 , барабан с приведенным моментом инерции $J_{\text{прi}}$ и груз $J_{\text{прk}}$. Рассматривая эту схему, можно видеть, что вследствие малости остальных моментов инерции ее можно существенно упростить. Для этого следует малые массы добавить к близлежащим большим, а затем определить эквивалентные жесткости связей между полученными массами по общей формуле:

$$1/c_{\text{эkv}} = 1/c_1 + 1/c_2 + 1/c_3 + \dots \quad (1.11)$$

На исходной расчетной схеме (рис. 1.1, б) стрелками показаны приложенные к отдельным массам системы приведенные моменты действующих в системе внешних сил $M_{\text{прi}}$ и $M_{\text{прj}}$. К ротору двигателя J_1 приложен электромагнитный

момент двигателя M и момент механических потерь ΔM , причем для правильного учета знака действующих моментов указано положительное для всей приведенной схемы направление скорости ω_1 . При переходе к упрощенной расчетной схеме необходимо просуммировать все внешние приложенные к массам силы, связи между которыми принимаются жесткими.

Исследования динамики электроприводов показывают, что неразветвленные расчетные механические схемы в большинстве практических случаев в результате выделения главных масс и жесткостей сводятся к трехмассовой (рис. 1.2, а), двухмассовой (рис. 1.2, б) расчетным схемам и к жесткому приведенному механическому звену (рис. 1.2, в).

Параметрами обобщенной трехмассовой механической системы (расчетной схемы на рис. 1.2, а) являются суммарные приведенные моменты инерции масс J_1 , J_2 и J_3 , образованные приведенными массами, связи между которыми приняты жесткими, и эквивалентные приведенные жесткости механических упругих связей между J_1 и J_2 — c_{12} и между J_2 и J_3 — c_{23} . Первая масса представляет собой ротор двигателя и жестко с ним связанные элементы; к этой массе приложены электромагнитный момент двигателя M и момент статической нагрузки M_{c1} , который обычно является суммарным моментом потерь на валу двигателя и в жестко с ним связанных элементах.

К промежуточной массе механизма (J_2) приложен момент сопротивления M_{c2} , а к третьей (J_3) — момент внешней нагрузки этой массы M_{c3} .

Трехмассовая упругая система при исследовании электромеханических систем автоматизированного электропривода используется в тех случаях, когда возникает необходимость более детального анализа условий движения масс механизма. Для решения задачи при этом обычно используется математическое моделирование на аналоговых или цифровых вычислительных машинах. Для исследования отдельных физических особенностей трехмассовая расчетная схема сводится к двухмассовой.

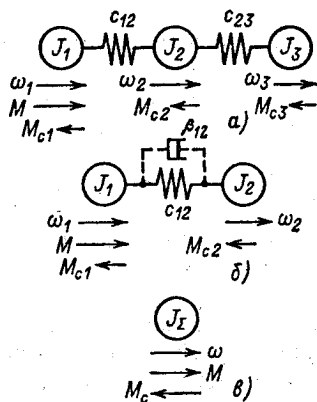


Рис. 1.2. Расчетные схемы механической части электропривода

В обобщенной двухмассовой упругой системе (рис. 1.2, б) суммарный приведенный момент инерции элементов, жестко связанных с двигателем, аналогично предыдущему обозначен J_1 . Суммарный приведенный момент инерции элементов, жестко связанных с рабочим органом механизма, обозначен J_2 . Безынерционная упругая связь между этими массами характеризуется приведенной эквивалентной жесткостью c_{12} . Суммарные моменты нагрузок на валу двигателя и механизма обозначены соответственно M_{c1} и M_{c2} .

Электромеханическая система с двухмассовой упругой механической частью представляет собой простейшую модель электропривода, наиболее удобную для изучения влияния упругих механических связей, поэтому в данном курсе является основным объектом изучения.

В тех случаях, когда параметры системы таковы, что влияние упругих связей незначительно, или при решении задач, в которых с этим влиянием можно не считаться, механическая часть представляется простейшей расчетной схемой, не учитывающей влияния упругих связей, — жестким приведенным звеном (рис. 1.2, в). В этих случаях многомассовая механическая часть электропривода заменяется одной эквивалентной массой с моментом инерции J_{Σ} , на которую воздействуют электромагнитный момент двигателя M и суммарный приведенный к валу двигателя момент нагрузки M_c . Момент нагрузки M_c включает в себя все внешние силы, приложенные к механической системе, кроме момента двигателя M .

В случае приведения к валу двигателя ($\omega_1 = \omega_{дв}$) суммарный приведенный момент инерции электропривода J_{Σ} может быть выражен общей формулой

$$J_{\Sigma} = J_{дв} + \sum_{i=2}^n J_i / i_i^2 + \sum_{j=1}^k m_j \rho_{1j}^2, \quad (1.12)$$

где n и k — число масс установки, совершающих соответственно вращательное и поступательное движение.

Суммарный приведенный к валу двигателя момент статической нагрузки M_c можно в общем виде записать так:

$$M_c = \sum_{i=1}^q (M_i / i_{1i}) + \sum_{j=1}^p F_j \rho_{1j}, \quad (1.13)$$

где q , p — число внешних моментов M_i и сил F_j , приложенных к системе, кроме электромагнитного момента двигателя.

В заключение отметим, что на практике встречаются разветвленные кинематические схемы, которые приводят к разветвленным расчетным схемам механической части. Характерным

примером являются кинематические схемы многодвигательных электроприводов, в которых двигатели через индивидуальные редукторы воздействуют на общий механизм.

1.3. Типовые статические нагрузки электропривода

Электромагнитный момент двигателя является выходной величиной для электрической части системы (см. рис. В.2) и входной для механической, поэтому при рассмотрении процессов в системе он выделен из всех действующих на механическую часть внешних моментов. Все остальные силы и моменты определяют *статическую нагрузку электропривода* M_c . Во всех трех расчетных схемах (рис. 1.2) в соответствии с (1.13) эта нагрузка неизменна, так как для двухмассовой системы $M_{c1} + M_{c2} = M_c$, а для трехмассовой $M_{c1} + M_{c2} + M_{c3} = M_c$. Иными словами, при учете упругости суммарная нагрузка неизменна, но уточняется, к каким массам системы приложены отдельные составляющие нагрузки.

Все силы и моменты нагрузки, приложенные к механической части электропривода, делятся на силы и моменты механических потерь и силы и моменты, представляющие полезные нагрузки исполнительного механизма. Для схемы рис. 1.1,б в общем виде можно записать

$$M_c = \Delta M_{\Sigma} + M_{\text{пол}\Sigma}, \quad (1.14)$$

где $\Delta M_{\Sigma} = \sum_1^p \Delta M_{\text{пр}i} + \sum_1^q \Delta M_{\text{пр}j}$ — суммарный приведенный мо-

мент потерь, включая момент механических потерь в двигателе; p, q — число моментов и сил в системе, представляющих механические потери; $M_{\text{пол}\Sigma}$ — суммарный приведенный момент полезной нагрузки.

Полезная нагрузка является одним из главных факторов, связывающих электропривод с технологическим процессом приводимого в движение механизма. Силы и моменты полезной нагрузки в различных механизмах имеют различный характер. Для возможности обобщенного учета их влияния необходимо их классифицировать, выделив ограниченное число типовых нагрузок.

Так как для электропривода имеет важное значение, как зависит момент статической нагрузки от скорости, в дальнейшем используется понятие *механической характеристики исполнительного механизма*, представляющей собой зависимости $M_c = f(\omega)$ и $\omega = f(M_c)$.

По характеру взаимодействия с электроприводом все силы и моменты делятся на активные и реактивные.

Активными силами и моментами называются силы и моменты, создаваемые внешними по отношению к двигателю источниками механической энергии независимо от движения электропривода, например потенциальной энергией перемещаемых по вертикали грузов, энергией ветра и т. п. На рис. 1.3, а упрощенно показан подъемный механизм, нагрузкой которого является приведенный момент силы тяжести груза G :

$$M_c = GR = mgR, \quad (1.15)$$

где g — ускорение силы тяжести; m — масса груза.

Сила тяжести как при подъеме, так и при спуске груза направлена в одну сторону — в сторону спуска и неизменна по значению. Соответственно механическая характеристика исполнительного механизма $\omega = f(M_c)$ в этом случае имеет вид прямой $M_c = \text{const}$ (рис. 1.3, а). Момент M_c в соответствии с (1.15) зависит от массы поднимаемого или опускаемого груза и может изменяться в пределах от $M_c = 0$ ($G = 0$) до $M_c = M_{c, \text{ном}}$, соответствующего номинальной грузоподъемности ($G = G_{\text{ном}}$).

Более широкие пределы изменения активной нагрузки характерны для уравновешенных подъемных механизмов. На рис. 1.3, б показаны упрощенная схема такого механизма и соответствующие зависимости $\omega = f(M_c)$. В данном случае

$$M_c = (G_1 - G_2)R = g(m_1 - m_2)R. \quad (1.16)$$

Очевидно, что в таком механизме при $G_2 = \text{const}$ знак нагрузки электропривода при данном направлении скорости будет зависеть от массы m_1 поднимаемого груза G_1 . При $m_1 = m_{1, \text{ном}}$ $M_c = M_{c, \text{ном}} > 0$, так как $G_1 > G_2$. При том же

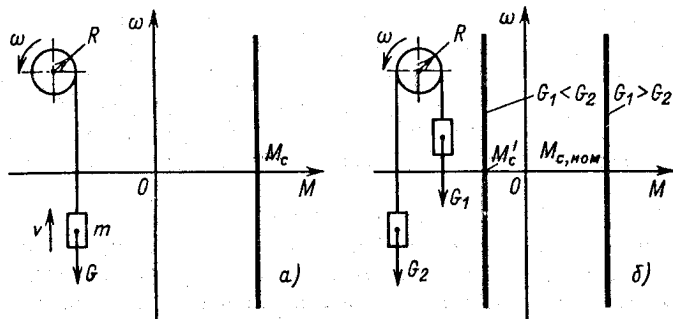


Рис. 1.3. Активные нагрузки электропривода

направлении скорости $\omega > 0$ в случае $m_1 = 0$ знак нагрузки в соответствии с (1.14) изменяется. Физически это означает, что по мере уменьшения массы груза G_1 тормозной момент нагрузки электропривода уменьшается, при $G_1 = G_2$ становится равным нулю и при дальнейшем уменьшении m_1 ($G_2 > G_1$) двигатель должен перейти в тормозной режим, подтормаживая опускающийся груз G_2 (рис. 1.3, б). При изменении знака скорости $\omega < 0$ (спуск груза G_1) при $m_1 = m_{1\text{ном}}$ двигатель должен работать в тормозном режиме, опуская груз G_1 , а при $m_1 = 0$ — в двигательном режиме, поднимая груз G_2 .

Реактивными силами и моментами называются силы и моменты сопротивления движению, возникающие как реакция на активный движущий момент, развиваемый двигателем, либо любой другой активный движущий момент, например, обусловленный силой тяжести или силой инерции. Эти нагрузки всегда действуют в направлении, противоположном движению электропривода, и изменяют свое направление при изменении знака скорости.

Таким образом, все реактивные силы и моменты зависят от скорости. По характеру этой зависимости различают нагрузки типа сухого трения, типа вязкого трения и вентиляторного типа.

Силы и моменты сухого трения неизменны по модулю, но скачком изменяют свой знак при изменении знака скорости:

$$M_c = |M_c| \text{sign } \omega. \quad (1.17)$$

Характеристика $\omega = f(M_c)$ для нагрузки типа сухого трения показана на рис. 1.4, а. В реальных механизмах эта характеристика может иметь более сложный вид из-за того, что в момент трогания силы трения могут превышать их значе-

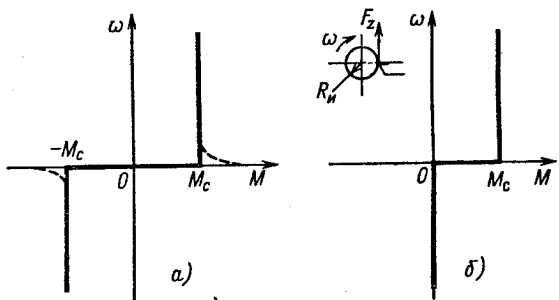


Рис. 1.4. Реактивные нагрузки:
а — сухое трение; б — момент резания

ния при движении. Эта особенность реальных сил и моментов сухого трения отмечена на рис. 1.4, а штриховыми линиями.

Реактивные нагрузки, возникающие при различных технологических процессах обработки, могут иметь одно направление, скачком изменяя свое значение до нуля при изменении знака скорости. Примером может служить показанная на рис. 1.4, б зависимость момента резания от скорости при обработке изделия резцом, как схематически это показано на рисунке. Значение статического момента при этом пропорционально усилию резания F_z :

$$M_c = F_z R_n,$$

где R_n — радиус изделия.

Силы и моменты вязкого трения линейно зависят от скорости:

$$M_c = \beta_{в,т} \omega, \quad (1.18)$$

где $\beta_{в,т}$ — коэффициент пропорциональности (рис. 1.5, а).

Нагрузка электропривода типа вязкого трения (1.18) на практике встречается редко, чаще всего ее можно наблюдать в виде слабой линейной составляющей в нагрузке типа сухого трения. Существенное влияние на динамические процессы в механической системе оказывают силы внутреннего вязкого трения, пропорциональные скорости деформации валов, канатов, муфт и других элементов. Момент внутреннего вязкого трения можно записать в виде

$$M_{в,т} = \beta_{12} (\omega_1 - \omega_2), \quad (1.19)$$

где ω_1 и ω_2 — скорости на входе и выходе деформируемого элемента; β_{12} — коэффициент пропорциональности.

По характеру влияния на механические колебания в механике все силы и моменты делятся на консервативные и диссипативные. Консервативными называются силы и моменты, при воздействии которых на систему не происходит погло-

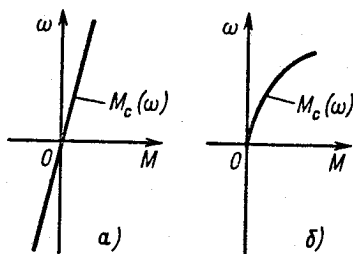


Рис. 1.5. Моменты нагрузки типа вязкого трения (а) и вентиляторного типа (б)

щения энергии колебаний. Такими являются силы, не зависящие от скорости, в частности сила тяжести, работа которой за период колебаний скорости всегда равна нулю.

Диссипативными называются силы и моменты, при воздействии которых на систему происходит поглощение энергии колебаний.

Вязкое трение является примером диссипативной силы (момента), так как в соответствии с (1.18) при изменении знака скорости изменяется и знак момента, а механическая мощность $\Delta P_{\text{мех}} = \Delta M_{\text{с}}\omega$ сохраняет положительный знак, что соответствует поглощению энергии колебаний.

Реально на практике распространенными являются нагрузки, зависящие от скорости в более высокой степени:

$$M_{\text{с}} = \beta_{\text{мех}}\omega^n. \quad (1.20)$$

При $n = 2$ нагрузка называется вентиляторной (рис. 1.5, б). Такой зависимостью нагрузки от скорости обладают центробежные вентиляторы. Для ряда механизмов показатель степени $n > 2$; например, такую характеристику имеют центробежные насосы, работающие на противодавление.

Существенное влияние на динамические процессы оказывают нагрузки, являющиеся периодической функцией угла поворота рабочего органа механизма. В приведенной схеме они зависят от угла поворота двигателя, например

$$M_{\text{с}} = M_{\text{сmax}} \sin \varphi. \quad (1.21)$$

Причиной возникновения таких нагрузок являются особенности технологического процесса. Их появление можно представить себе, если в механической схеме резания, приведенной на рис. 1.4, б, предположить, что заготовка имеет в сечении овальную форму. Появление периодических нагрузок могут вызывать нелинейные кинематические связи типа кривошипно-шатунных, кулисных и других механизмов, у которых периодической функцией угла поворота двигателя является радиус приведения ρ_{1j} .

Во всех случаях, когда скорость двигателя при работе с такими нагрузками изменяется мало и приближенно может быть принята постоянной, для упрощения анализа периодические нагрузки рассматривают как функции времени:

$$M_{\text{с}} = M_{\text{сmax}} \sin k\omega_{\text{ср}}t, \quad (1.22)$$

где $\omega_{\text{ср}}$ — средняя за период колебаний нагрузки скорость электропривода; k — коэффициент пропорциональности, связывающий частоту колебаний нагрузки с угловой скоростью двигателя.

Нагрузки реальных электроприводов обычно содержат в качестве составляющих рассмотренные типовые нагрузки. Так, в нагрузке электропривода реальной подъемной лебедки кроме показанной на рис. 1.3, а активной составляющей содержится момент потерь в двигателе и передачах, который имеет вид момента сухого трения со слабой вентиляторной составляющей, обусловленной наличием самовентиляции двигателя.

При вычислении приведенного статического момента M_c формулы (1.13) и (1.14) удобны для использования в тех случаях, когда все действующие в механизме силы и моменты определены. Обычно потери на трение в механизме неизвестны, и для их учета используется КПД механизма

$$\eta_{\text{мех}} = \eta_1 \eta_2 \eta_3 \dots,$$

где $\eta_1, \eta_2, \eta_3 \dots$ — КПД элементов кинематической цепи.

Если известен полезный момент нагрузки механизма $M_{\text{мех}}$, то для прямого направления энергии приведенный к валу двигателя момент статической нагрузки может быть определен из равенства

$$M_c \omega_1 = M_{\text{мех}} \omega_{\text{мех}} / \eta_{\text{мех}} + \Delta M \omega_1. \quad (1.23)$$

Следовательно,

$$M_c = M_{\text{мех}} / i_o \eta_{\text{мех}} + \Delta M, \quad (1.24)$$

где ΔM — момент механических потерь в двигателе; $i_o = \omega_1 / \omega_{\text{мех}} = i_1 i_2 i_3 \dots$ — общее передаточное число от двигателя к рабочему органу механизма.

При обратном направлении потока энергии, когда нагрузка является активной, движущей и двигатель должен работать в тормозном режиме, уравнение баланса мощностей с помощью КПД передач можно записать так:

$$M_c \omega_1 = M_{\text{мех}} \omega_{\text{мех}} \eta_{\text{мех}} - \Delta M \omega_1. \quad (1.25)$$

В этом случае

$$M_c = (M_{\text{мех}} / i_o) \eta_{\text{мех}} - \Delta M. \quad (1.26)$$

Момент механических потерь в двигателе невелик, составляет 1–5% номинального момента двигателя, причем большие значения его соответствуют двигателям небольшой мощности. Если значение ΔM определить трудно, его можно ориентировочно оценить по этим данным. Во многих практических случаях в (1.24) и (1.26) полагают $\Delta M \approx 0$, так как точность определения момента $M_{\text{мех}}$ невелика, и он рассчитывается с некоторым запасом, при этом формулы приведения

момента статической нагрузки к валу двигателя принимают вид:

для прямого направления передачи энергии (двигательный режим работы двигателя)

$$M_c = M_{\text{мех}}/i_0 \eta_{\text{мех}}; \quad (1.27)$$

для обратного (тормозной режим работы двигателя)

$$M_c = (M_{\text{мех}}/i_0) \eta_{\text{мех}}. \quad (1.28)$$

Если рабочий орган движется поступательно, уравнение баланса мощностей при прямом направлении потока энергии, принимая $\Delta M = 0$, можно записать так:

$$M_c \omega_1 = F_{\text{мех}} v_{\text{мех}} / \eta_{\text{мех}}.$$

Откуда

$$M_c = (F_{\text{мех}} / \eta_{\text{мех}}) \rho. \quad (1.29)$$

Соответственно для обратного направления потока механической энергии

$$M_c = F_{\text{мех}} \rho \eta_{\text{мех}}. \quad (1.30)$$

Необходимо иметь в виду, что КПД передач зависит от нагрузки, а для червячного зацепления — и от направления передачи энергии, поэтому при расчетах для правильного определения M_c следует использовать соответствующие зависимости η от полезной нагрузки передач.

Пример 1.1. Составить расчетную схему механической части электропривода скиповой шахтной подъемной установки при нижнем положении загруженного скипа (рис. 1.6).

Данные для расчета: передаточное число редуктора $i_p = 11,5$; КПД редуктора $\eta_p = 0,95$; диаметр барабана $D_0 = 6$ м; диаметр направляющих шкивов $D_{\text{ш}} = 5$ м; жесткость одного метра подъемного каната $c_k = 2 \cdot 10^8$ Н. Моменты инерции вращательно движущихся элементов установки J_i и жесткости механических связей i -го элемента с $(i + 1)$ -м элементом c_i (рис. 1.6) указаны в табл. 1.1.

Массы поступательно движущихся элементов: загруженного скипа $m_{1,0} = 10950$ кг; порожнего скипа $m_{1,2} = 4950$ кг. Распределенная масса каната, трение в подшипниках Ш1 и Ш2, а также трение в направляющих скипов, которые при проектировании следует иметь в виду, в данном примере в целях упрощения не учитываются.

Определим передаточное число от вала двигателя к осям вращения направляющих шкивов Ш1 и Ш2:

$$i_{1,9} = i_{1,11} = i_p (D_{\text{ш}}/D_0) = 11,5(5/6) = 9,6.$$

Таблица 1.1

i_i	1	2	3	4	5
J_{i_i} кг м ²	1575	32	32	72	60 000
c_{i_i} Н м	∞	$12,5 \cdot 10^6$	∞	∞	∞
i_i	6	7	8	9	11
J_{i_i} кг м ²	2650	2650	375 000	17 875	17 875
c_{i_i} Н м	$11 \cdot 10^8$	$19,8 \cdot 10^8$	—	—	—

Таблица 1.2

i	1	2	3	4	5
i_i	1	1	1	1	11,5
$J_{\text{пр}i}$	1575	12	12	15	455
$c_{\text{пр}i}$	∞	$12,5 \cdot 10^6$	∞	∞	∞
i	6	7	8	9	11
i_i	11,5	11,5	11,5	9,6	9,6
$J_{\text{пр}i}$	20	20	2830	195	195
$c_{\text{пр}i}$	$8,3 \cdot 10^6$	$15 \cdot 10^6$	—	—	—

Радиус приведения для поступательно движущихся элементов установки

$$\rho = v_{10}/\omega_{\text{дв}} = D_6/2i_p = 6/2 \cdot 11,5 = 0,26 \text{ м.}$$

Результаты расчета приведенных к валу двигателя моментов инерции $J_{\text{пр}i}$ по (1.3) и жесткостей $c_{\text{пр}i}$ (1.8) представлены в табл. 1.2.

Приведенные моменты инерции поступательно движущихся элементов установки:

$$J_{\text{пр}10} = m_{10}\rho^2 = 10950 \cdot 0,26^2 = 738 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$J_{\text{пр}12} = m_{12}\rho^2 = 4950 \cdot 0,262 = 335 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Приведенные жесткости участков каната между барабаном Б и шкивами Ш1 и Ш2:

$$(c_{8-9})_{\text{пр}} = c_k \rho^2 / l_{8-9} = 2 \cdot 10^8 \cdot 0,26^2 / 15 = 0,91 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$(c_{8-11})_{\text{пр}} = c_k \rho^2 / l_{8-11} = (c_{8-9})_{\text{пр}} = 0,91 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Приведенная жесткость участка каната между грузным скипом и шкивом Ш1

$$(c_{9-10})_{\text{пр}} = c_k \rho^2 / l_{9-10} = 2 \cdot 10^8 \cdot 0,26^2 / 200 = 0,067 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

То же между порожним скипом и шкивом Ш2:

$$(c_{11-12})_{пр} = c_k \rho^2 / l_{11-12} = 2 \cdot 10^8 \cdot 0,26^2 / 5 = 2,7 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

По полученным значениям $J_{пр1}$, $J_{пр2}$, $c_{пр1}$ и $c_{пр2}$ на рис. 1.7, а построена исходная расчетная схема механической части электропривода, на которой площади прямоугольников, изображающих приведенные моменты инерции, пропорциональны их значениям, а длины соединений между ними обратно пропорциональны значениям приведенных жесткостей связей.

Рассматривая рис. 1.7, а, можно убедиться, что механическая часть электропривода двухконцевой подъемной установки представляет собой разветвленную механическую систему. В положении скипов, для которого получена эта схема, порожний скип С2 (элемент 12) связан с барабаном Б (элемент 8) через направляющий шкив Ш2 (элемент 11) большой жесткостью, которую при составлении упрощенной расчетной схемы можно принять равной бесконечности. Схема, учитывающая это упрощение, приведена на рис. 1.7, б.

Жесткости связей между массами на рис. 1.7, б таковы, что без большой погрешности механическую часть данного электропривода можно представить в виде двухмассовой упругой системы, показанной на рис. 1.8. В этой схеме

$$J_1 = J'_1 + J_2 + J_3 + J_4 + J_{пр5} + J_{пр6} + J_{пр7} + J_{пр8} + J_{пр9} + J_{пр11} + \\ + J_{пр12} = 1575 + 12 + 12 + 15 + 455 + \\ + 20 + 20 + 2830 + 195 + 195 + 335 = \\ = 5664 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$J_2 = J_{пр10} = 738 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$$

$$c_{12} = \frac{(c_{8-9})_{пр}(c_{9-10})_{пр}}{(c_{8-9})_{пр} + (c_{9-10})_{пр}} = \\ = \frac{0,91 \cdot 10^6 \cdot 0,067 \cdot 10^6}{0,91 \cdot 10^6 + 0,067 \cdot 10^6} = \\ = 0,0628 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

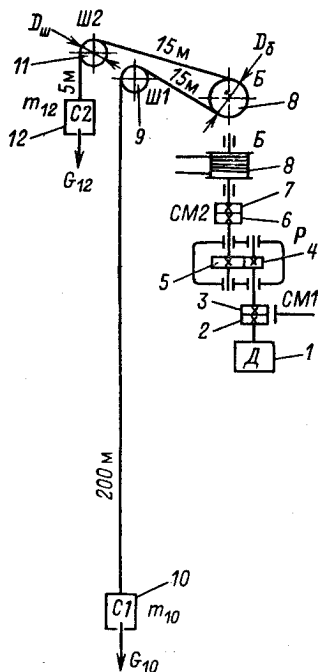
Рассчитаем нагрузки, действующие в этой схеме. Силы тяжести загруженного С1 и порожнего С2 скипов:

$$G_{10} = m_{10}g = 10950 \cdot 9,81 = 107\,000 \text{ Н}$$

$$G_{12} = m_{12}g = 4950 \cdot 9,81 = 48\,500 \text{ Н}.$$

Рис. 1.6. Кинематическая схема двухконцевой шахтной подъемной установки:

Д — двигатель; СМ1, СМ2 — соединительные муфты; Р — редуктор; Б — барабан; Ш1, Ш2 — направляющие шкивы; С1, С2 — скипы



Соответствующие приведенные значения момента:

$$M_{c10} = G_{10} \rho = 107\,000 \cdot 0,26 = 27\,900 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{c12} = G_{12} \rho = 48\,500 \cdot 0,26 = 12\,600 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Моменты M_{c10} и M_{c12} показаны на схеме рис. 1.7 стрелками, определяющими их место приложения и направление относительно указанного положительного направления скорости двигателя ω_1 . Момент потерь в редукторе определяется текущими значениями нагрузки передачи. Его можно приближенно принять постоянным и равным моменту, соответствующему статическому режиму:

$$\Delta M_p = \frac{M_{c10} - M_{c12}}{\eta_p} (1 - \eta_p) = \frac{27\,900 - 12\,600}{0,95} (1 - 0,95) = 805 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Соответственно в расчетной схеме на рис. 1.8 моменты нагрузки имеют значения:

$$M_{c1} = M_{c12} + \Delta M_p = -12\,600 + 805 = -11\,800 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{c2} = M_{c10} = 27\,900 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

1.4. Уравнения движения электропривода

Механическая часть электропривода представляет собой систему твердых тел, на движение которых наложены ограничения, определяемые механическими связями. Уравнения механических связей устанавливают соотношения между перемещениями в системе, а в тех случаях, когда задаются соотношения между скоростями ее элементов, соответствующие уравнения связей обычно интегрируются. В механике такие связи называются голономными. В системах с голономными связями число независимых переменных — обобщенных координат, оп-

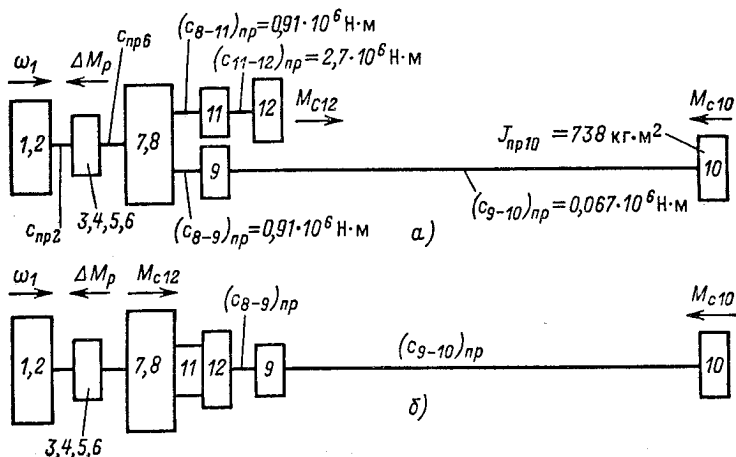


Рис. 1.7. Исходная расчетная схема механической части

ределяющих положение системы, — равно числу степеней свободы системы. Известно, что наиболее общей формой записи дифференциальных уравнений движения таких систем являются уравнения движения в обобщенных координатах (уравнения Лагранжа):

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial W_k}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial W_k}{\partial q_i} = Q_i, \quad (1.31)$$

где W_k — запас кинетической энергии системы, выраженный через обобщенные координаты q_i и обобщенные скорости \dot{q}_i ; $Q_i = \delta A_i / \delta q_i$ — обобщенная сила, определяемая суммой элементарных работ δA_i всех действующих сил на возможном перемещении δq_i ;

или

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = Q'_i, \quad (1.32)$$

где L — функция Лагранжа; Q'_i — обобщенная сила, определяемая суммой элементарных работ δA_i всех внешних сил на возможном перемещении δq_i .

Функция Лагранжа представляет собой разность кинетической W_k и потенциальной W_n энергий системы, выраженных через обобщенные координаты q_i и обобщенные скорости \dot{q}_i , т. е.

$$L = W_k - W_n. \quad (1.33)$$

Уравнения Лагранжа дают единый и достаточно простой метод математического описания динамических процессов в механической части привода; их число определяется только числом степеней свободы системы.

В качестве обобщенных координат могут быть приняты как различные угловые, так и линейные перемещения в системе. Поэтому при математическом описании динамики механической части привода с помощью уравнений Лагранжа предварительного приведения ее элементов к одной скорости не требуется. Однако, как было отмечено, до выполнения операции приведения в большинстве случаев невозможно коли-

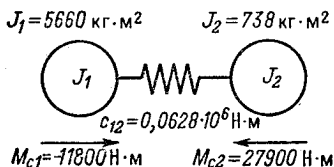


Рис. 1.8. Двухмассовая расчетная схема механической части

чественно сопоставлять между собой различные массы системы и жесткости связей между ними, следовательно, невозможно выделить главные массы и главные упругие связи, определяющие минимальное число степеней свободы системы, подлежащее учету при проектировании. Поэтому составление приведенных расчетных механических схем и их возможное упрощение являются первым важным этапом расчета сложных электро-механических систем электропривода независимо от способа получения их математического описания.

Получим уравнения движения, соответствующие обобщенным расчетным механическим схемам электропривода, представленным на рис. 1.2. В трехмассовой упругой системе обобщенными координатами являются угловые перемещения масс $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$, им соответствуют обобщенные скорости ω_1, ω_2 и ω_3 . Функция Лагранжа имеет вид

$$L = W_k - W_{\text{п}} = \frac{J_1 \omega_1^2}{2} + \frac{J_2 \omega_2^2}{2} + \frac{J_3 \omega_3^2}{2} - \frac{c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2)^2}{2} - \frac{c_{23} (\varphi_2 - \varphi_3)^2}{2}. \quad (1.34)$$

Для определения обобщенной силы Q'_1 необходимо вычислить элементарную работу всех приложенных к первой массе моментов на возможном перемещении:

$$\delta A_1 = (M - M_{c1}) \delta \varphi_1.$$

Следовательно,

$$Q'_1 = M - M_{c1}. \quad (1.35)$$

Аналогично определяются две другие обобщенные силы:

$$Q'_2 = -M_{c2}; \quad Q'_3 = -M_{c3}. \quad (1.36)$$

Подставляя (1.34) в (1.32) и учитывая (1.35) и (1.36), получаем следующую систему уравнений движения:

$$\left. \begin{aligned} M - c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\ c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2) - c_{23} (\varphi_2 - \varphi_3) - M_{c2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \\ c_{23} (\varphi_2 - \varphi_3) - M_{c3} &= J_3 \frac{d\omega_3}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1.37)$$

В (1.37) пропорциональные деформациям упругих связей моменты являются моментами упругого взаимодействия меж-

ду движущимися массами системы:

$$M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2); M_{23} = c_{23}(\varphi_2 - \varphi_3). \quad (1.38)$$

С учетом (1.38) систему уравнений движения можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\ M_{12} - M_{23} - M_{c2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \\ M_{23} - M_{c3} &= J_3 \frac{d\omega_3}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1.39)$$

Рассматривая (1.39), можно установить, что уравнения движения приведенных масс электропривода одностипны. Они отражают физический закон (второй закон Ньютона), в соответствии с которым ускорение твердого тела пропорционально сумме всех приложенных к нему моментов (или сил), включая моменты и силы, обусловленные упругим взаимодействием с другими твердыми телами системы.

Очевидно, повторять вывод уравнений движения вновь, переходя к рассмотрению двухмассовой упругой системы, нет необходимости. Движение двухмассовой системы описывается системой (1.39) при $J_3 = 0$ и $M_{23} = 0$:

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

где $M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2)$.

Переход от двухмассовой упругой системы к эквивалентному жесткому приведенному механическому звену для большей наглядности его физической сути полезно выполнить в два этапа. Вначале положим механическую связь между первой и второй массами (см. рис. 1.9 б) абсолютно жесткой ($c_{12} = \infty$). Получим двухмассовую жесткую систему, расчетная схема которой показана на рис. 1.9. Отличим ее от схемы на рис. 1.2, б

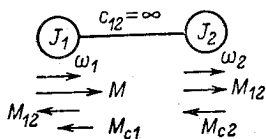


Рис. 1.9. Двухмассовая жесткая механическая система

является равенство скоростей масс $\omega_1 = \omega_2 = \omega$, при этом в соответствии со вторым уравнением системы (1.40)

$$M_{12} = M_{c2} + J_2 \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.41)$$

Уравнение (1.41) характеризует нагрузку жесткой механической связи при работе электропривода. Подставив это выражение в первое уравнение системы (1.40), получим

$$M - M_{c1} - M_{c2} = (J_1 + J_2) \frac{d\omega}{dt}$$

Следовательно, с учетом обозначений на рис. 1.2, в $M_c = M_{c1} + M_{c2}$; $J_\Sigma = J_1 + J_2$, и уравнение движения электропривода имеет вид

$$M - M_c = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.42)$$

Это уравнение иногда называют основным уравнением движения электропривода. Действительно, значение его для анализа физических процессов в электроприводе исключительно велико. Как будет показано далее, оно правильно описывает движение механической части электропривода в среднем. Поэтому с его помощью можно по известному электромагнитному моменту двигателя и значениям M_c и J_Σ оценить среднее значение ускорения электропривода, предсказать время, за которое двигатель достигнет заданной скорости, и решить многие другие практические вопросы даже в тех случаях, когда влияние упругих связей в системе существенно.

Как было отмечено, передачи ряда электроприводов содержат нелинейные кинематические связи, типа кривошипно-шатунных, кулисных и других подобных механизмов. Для таких механизмов радиус приведения является переменной величиной, зависящей от положения механизма, и при получении математического описания необходимо это обстоятельство учитывать. В частности, для приведенной на рис. 1.10 схемы кривошипно-шатунного механизма

$$\rho(\varphi) = R_k \sin \varphi, \quad (1.43)$$

где R_k — радиус кривошипа.

Имея в виду механизмы, аналогичные показанному на рис. 1.10, рассмотрим двухмассовую систему, первая масса которой вращается со скоростью двигателя ω и представляет собой суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции всех жестко и линейно связанных вращающихся элементов J_1 , а вторая масса движется с линейной скоростью v

и представляет собой суммарную массу m элементов, жестко и линейно связанных с рабочим органом механизма. Связь между скоростями ω и v нелинейна, причем $\rho = \rho(\varphi)$. Для получения уравнения движения такой системы без учета упругих связей воспользуемся уравнением Лагранжа (1.31), приняв в качестве обобщенной координаты угол φ . Вначале определим обобщенную силу:

$$Q \delta\varphi = M \delta\varphi - M'_c \delta\varphi - F_c \delta S,$$

где M'_c — суммарный момент сопротивления от сил, воздействующих на линейно связанные с двигателем массы, приведенный к валу двигателя; F_c — результирующая всех сил, приложенных к рабочему органу механизма и линейно связанным с ним элементам; δS — возможное бесконечно малое перемещение массы m . Следовательно,

$$Q = M - M'_c - F_c \rho(\varphi) = M - M_c(\varphi),$$

где $\rho(\varphi) = \delta S / \delta\varphi$ — радиус приведения.

При наличии нелинейной механической связи рассматриваемого типа момент статической нагрузки механизма содержит пульсирующую составляющую нагрузки, изменяющуюся в функции угла поворота φ :

$$M_c(\varphi) = M'_c + F_c \rho(\varphi). \quad (1.44)$$

Запас кинетической энергии системы

$$W_k = \frac{J_1 \omega^2}{2} + \frac{mv^2}{2} = \frac{J_1 \omega^2}{2} + \frac{m\rho^2(\varphi)\omega^2}{2} = J_\Sigma(\varphi) \frac{\omega^2}{2};$$

здесь $J_\Sigma(\varphi)$ — суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции системы.

В применении к данному случаю левая часть уравнения (1.31) записывается так:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [J_\Sigma(\varphi)\omega] - \frac{dJ_\Sigma(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2} &= J_\Sigma(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{dJ_\Sigma(\varphi)}{d\varphi} \omega^2 - \\ - \frac{dJ_\Sigma(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2} &= J_\Sigma(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ_\Sigma(\varphi)}{d\varphi}. \end{aligned}$$

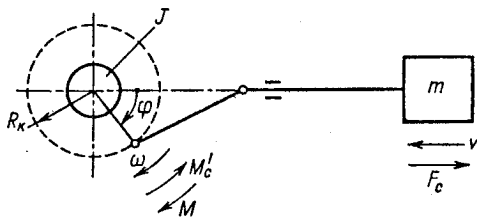


Рис. 10. Кривошипно-шатунный механизм

Таким образом, в рассматриваемом случае уравнение движения жесткого приведенного звена имеет вид

$$M - M_c(\varphi) = J_\Sigma(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ_\Sigma(\varphi)}{d\varphi}. \quad (1.45)$$

Рассматривая (1.45), нетрудно установить, что при наличии нелинейных механических связей уравнение движения электропривода существенно усложняется, так как становится нелинейным, содержит переменные коэффициенты, зависящие от углового перемещения ротора двигателя, и момент нагрузки, являющийся периодической функцией угла поворота.

Полученные математические описания динамических процессов в механической части электропривода, представляемой обобщенными схемами, позволяют анализировать возможные режимы движения электропривода. Условием динамического процесса в системе, описываемой (1.42), является $d\omega/dt \neq 0$, т. е. наличие изменений скорости электропривода. Для анализа статических режимов работы электропривода необходимо положить $d\omega/dt = 0$. Соответственно уравнение статического режима работы электропривода с жесткими и линейными механическими связями имеет вид

$$M = M_c = \text{const.}$$

Если при движении $M \neq M_c$, $d\omega/dt \neq 0$, то имеет место или динамический переходный процесс, или установившийся динамический процесс. Последнее соответствует случаю, когда приложенные к системе моменты содержат периодическую составляющую, которая после переходного процесса определяет принужденное движение системы с периодически изменяющейся скоростью.

В механических системах с нелинейными кинематическими связями в соответствии с (1.45) статические режимы работы отсутствуют. Если $d\omega/dt = 0$ и $\omega = \text{const}$, в таких системах имеет место установившийся динамический процесс движения. Он обусловлен тем, что массы, движущиеся линейно, совершают принужденное возвратно-поступательное движение, и их скорость и ускорение являются переменными величинами.

С энергетической точки зрения режимы работы электропривода разделяются на двигательные и тормозные, отличающиеся направлением потока энергии через механические передачи привода (см. § 1.2). Двигательный режим соответствует прямому направлению передачи механической энергии, вырабатываемой двигателем, к рабочему органу механизма. Этот режим обычно является основным для проектирования механического оборудования, в частности редукторов. Однако

при работе электропривода достаточно часто складываются условия для обратной передачи механической энергии от рабочего органа механизма к двигателю, который при этом должен работать в тормозном режиме. В частности, для электроприводов с активной нагрузкой двигательный и тормозной режимы работы вероятны практически в равной степени. Тормозные режимы работы электропривода возникают также в переходных процессах замедления системы, в которых освобождающаяся кинетическая энергия может поступать от соответствующих масс к двигателю.

Изложенные положения позволяют сформулировать правило знаков момента двигателя, которое следует иметь в виду при использовании полученных уравнений движения. При прямом направлении передачи механической мощности $P = M\omega$ ее знак положителен, следовательно, движущие моменты двигателя должны иметь знак, совпадающий со знаком скорости. В тормозном режиме $P < 0$, поэтому тормозные моменты двигателя должны иметь знак, противоположный знаку скорости.

При записи уравнений движения были учтены направления моментов, показанные на обобщенных расчетных схемах, в частности на рис. 1.2, в. Поэтому правило знаков для моментов статической нагрузки другое: тормозные моменты нагрузки должны иметь знак, совпадающий со знаком скорости, а движущие активные нагрузки — знак, противоположный знаку скорости.

1.5. Механическая часть электропривода как объект управления

Полученные уравнения движения позволяют проанализировать динамические особенности механической части электропривода как объекта управления, пользуясь методами теории автоматического управления. Основой для анализа являются структурные схемы, вид которых определяется принятой расчетной схемой механической части.

Получим структурные схемы для расчетных схем, представленных на рис. 1.2, с их помощью проведем анализ свойств механической части электропривода и оценим погрешности, вносимые пренебрежением упругими механическими связями.

Для получения структурной схемы трехмассовой упругой механической системы продифференцируем (1.38):

$$dM_{12}/dt = c_{12}(\omega_1 - \omega_2); \quad dM_{23}/dt = c_{23}(\omega_2 - \omega_3). \quad (1.46)$$

Далее положим в (1.39) и (1.46) $d/dt = p$:

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{23} - M_{c2} &= J_2 p \omega_2; \\ M_{23} - M_{c3} &= J_3 p \omega_3; \\ p M_{12} &= c_{12} (\omega_1 - \omega_2); \\ p M_{23} &= c_{23} (\omega_2 - \omega_3). \end{aligned} \right\} \quad (1.47)$$

Системе уравнений (1.47) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 1.11. Она даёт представление о механической части электропривода в виде трехмассовой системы как об объекте управления. Управляющим воздействием здесь является электромагнитный момент двигателя M , а возмущениями — моменты нагрузки M_{c1} , M_{c2} и M_{c3} . Регулируемыми переменными могут быть скорости ω_1 , ω_2 и ω_3 , перемещения φ_1 , φ_2 и φ_3 , а также нагрузки упругих связей M_{12} и M_{23} .

Структурно механическая часть электропривода представляет собой сложный объект, состоящий из цепочки интегрирующих звеньев, замкнутых перекрестными внутренними обратными связями. Пользуясь известными методами преобразования структурных схем и определения передаточных функций для замкнутых обратными связями контуров [10, 11], получим передаточную функцию механической части по управляющему воздействию при выходной переменной $\omega_1(p)$:

$$W_{\omega_1}(p) = \frac{\omega_1(p)}{M(p)} = \frac{J_2 J_3 p^4 + [c_{23}(J_2 + J_3) + \dots \rightarrow + c_{12} J_3] p^2 + c_{12} c_{23}}{p \{ J_1 J_2 J_3 p^4 + [J_1 c_{23}(J_2 + J_3) + \dots \rightarrow + J_3 c_{12}(J_1 + J_2)] p^2 + c_{12} c_{23}(J_1 + J_2 + J_3) \}}. \quad (1.48)$$

Характеристическое уравнение запишем в виде

$$p \left[p^4 + \frac{c_{12} J_3 (J_1 + J_2) + c_{23} J_1 (J_2 + J_3)}{J_1 J_2 J_3} p^2 + \frac{c_{12} c_{23} J_{\Sigma}}{J_1 J_2 J_3} \right] = 0.$$

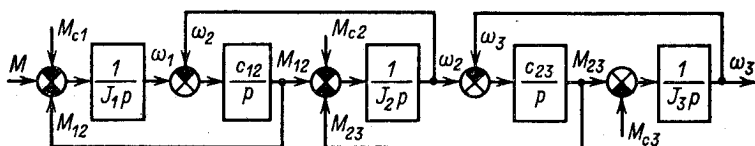


Рис. 1.11. Структурная схема трехмассовой упругой системы

Решив биквадратное уравнение, получим корни характеристического уравнения системы:

$$p_1 = 0; p_{2,3} = \pm j \sqrt{\frac{a}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2b}{a^2}} \right)};$$

$$p_{4,5} = \pm j \sqrt{\frac{a}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{2b}{a^2}} \right)}, \quad (1.49)$$

$$\text{где } a = \frac{c_{12}J_3(J_1 + J_2) + c_{23}J_1(J_2 + J_3)}{J_1J_2J_3};$$

$$b = \frac{c_{12}c_{23}(J_1 + J_2 + J_3)}{J_1J_2J_3}.$$

Анализ корней показывает, что при всех реальных сочетаниях параметров подкоренные выражения (1.49) представляют собой действительные положительные числа. Следовательно,

$$p_1 = 0; p_{2,3} = \pm j\Omega_1; p_{4,5} = \pm j\Omega_2.$$

Корни характеристического уравнения свидетельствуют о том, что система может быть представлена в виде последовательного соединения интегрирующего звена и двух консервативных колебательных звеньев с резонансными частотами колебаний Ω_1 и Ω_2 . При изменении момента $M(p)$ скачком в системе могут возникать незатухающие колебания с частотами Ω_1 и Ω_2 , а в случаях, когда частота возмущающих воздействий совпадает с одной из этих частот, в системе развивается недемпфированный резонанс, при котором амплитуды колебаний теоретически могут возрастать до бесконечности. Реально в системе присутствуют диссипативные силы, которые демпфируют колебания, ограничивая резонансные амплитуды большими, но конечными значениями.

Более детальный анализ свойств упругих механических систем можно провести на основе двухмассовой расчетной схемы, структура которой представлена на рис. 1.12, а. Она составлена на основе (1.47) при $M_{23} = 0$, $M_{c3} = 0$ и $J_3 = 0$. Для исследования свойств этой системы как объекта управления примем возмущения $M_{c1} = M_{c2} = 0$ и выполним показанные на рис. 1.12, б — г преобразования ее структуры. Прежде всего перенесем внутреннюю связь по упругому моменту на выход системы, как показано на рис. 1.12, б. Эта операция

позволит определить передаточную функцию, связывающую выходную координату со скоростью ω_1 :

$$W_{\omega_1, \omega_2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_1(p)} = \frac{1}{(J_2/c_{12})p^2 + 1}. \quad (1.50)$$

Далее определяется передаточная функция двухмассовой системы по управлению при выходной переменной ω_1 , аналогичная рассмотренной выше для трехмассовой системы (1.48). В соответствии со схемой рис. 1.12, б передаточная функция прямого канала

$$W_{\text{пр}} = 1/J_1 p,$$

а обратной связи

$$W_{\text{обр}} = J_2 p W_{\omega_1, \omega_2}(p).$$

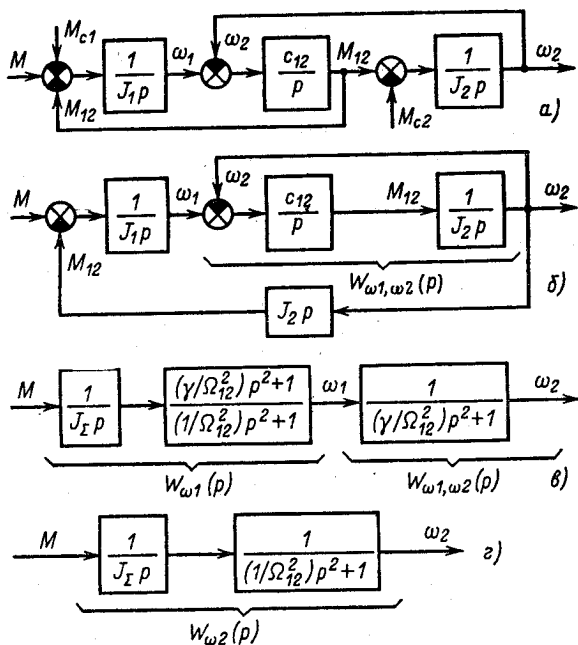


Рис. 1.12. Структурные схемы двухмассовой упругой механической системы без учета внутреннего демпфирования

Следовательно, искомая передаточная функция с учетом (1.50) определится так:

$$W_{\omega 1}(p) = \frac{W_{\text{пр}}}{1 + W_{\text{пр}} W_{\text{обп}}} = \frac{(J_2/c_{12})p^2 + 1}{J_{\Sigma} p \left(\frac{J_1 J_2}{c_{12} J_{\Sigma}} p^2 + 1 \right)}. \quad (1.51)$$

Характеристическое уравнение системы

$$J_{\Sigma} p \left(\frac{J_1 J_2}{c_{12} J_{\Sigma}} p^2 + 1 \right) = 0.$$

Корни характеристического уравнения

$$p_1 = 0; p_{2,3} = \pm j \sqrt{\frac{c_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} = \pm j \Omega_{12}, \quad (1.52)$$

где Ω_{12} — резонансная частота двухмассовой упругой системы.

Сравнение (1.52) с (1.49) показывает, что при переходе от трехмассовой к двухмассовой упругой системе выявляется только одна частота Ω_{12} , на которой возможно проявление механического резонанса. Однако если при этом значение Ω_{12} оказывается достаточно близким к одной из парциальных частот исходной системы Ω_1 или Ω_2 , можно полагать, что двухмассовая система правильно отражает главные особенности механической части электропривода.

Для удобства анализа введем следующие обобщенные параметры двухмассовой упругой системы:

$$\gamma = (J_1 + J_2)/J_1 = J_{\Sigma}/J_1 - \text{соотношение масс};$$

$$\Omega_{12} = \sqrt{c_{12}(J_1 + J_2)/J_1 J_2} - \text{резонансная частота системы};$$

$$\Omega_{02} = \sqrt{c_{12}/J_2} = \Omega_{12}/\sqrt{\gamma} - \text{резонансная частота второй массы при жесткой заделке первой } (J_1 \rightarrow \infty).$$

С учетом этих обозначений (1.50) и (1.51) могут быть представлены в виде

$$W_{\omega 1, \omega 2}(p) = \frac{1}{(\gamma/\Omega_{12}^2)p^2 + 1}; \quad (1.53)$$

$$W_{\omega 1}(p) = \frac{1}{J_{\Sigma} p} \frac{(\gamma/\Omega_{12}^2)p^2 + 1}{(1/\Omega_{12}^2)p^2 + 1}. \quad (1.54)$$

Полученные соотношения (1.53) и (1.54) позволяют представить механическую часть электропривода как объект управления в виде трех звеньев, показанных на рис. 1.12, в. С помощью этой схемы нетрудно записать и передаточную функ-

цию системы по управляющему воздействию при выходной переменной ω_2 :

$$W_{\omega_2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{M(p)} = W_{\omega_1}(p)W_{\omega_1, \omega_2}(p) = \frac{1}{J_{\Sigma}p} \frac{1}{(1/\Omega_{12}^2)p^2 + 1}. \quad (1.55)$$

Передаточной функции (1.55) соответствует структурная схема объекта, представленная на рис. 1.12, з. Для анализа свойств системы воспользуемся частотным методом теории управления. Уравнение амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) получим, подставив в (1.54) $p = j\Omega$:

$$W_{\omega_1}(j\Omega) = \frac{1}{jJ_{\Sigma}\Omega} \frac{1 - \gamma \left(\frac{\Omega_{12}}{\Omega_{12}} \right)^2}{1 - \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}} \right)^2} = A_{\omega_1}(\Omega) e^{-j\psi_{\omega_1}(\Omega)}, \quad (1.56)$$

где $A_{\omega_1}(\Omega)$ — амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); $\psi_{\omega_1}(\Omega)$ — фазо-частотная характеристика (ФЧХ) объекта при выходной переменной ω_1 .

Прежде чем перейти к построению логарифмических частотных характеристик, необходимо обратить внимание на то, что при анализе механической и электрической частей системы электропривода здесь и в дальнейшем рассматриваются их передаточные функции, в которых выходная и входная переменные чаще всего имеют различные единицы измерения. В этих случаях $W(j\Omega)$ представляет собой не комплексный коэффициент усиления, а комплексный коэффициент передачи, имеющий определенную единицу измерения. В частности, в (1.56) его единица $1/(\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с})$, такую же единицу размерности имеет величина $A_{\omega_1}(\Omega)$. При необходимости все дифференциальные уравнения и передаточные функции системы могут быть представлены в относительных единицах. Эта возможность используется при расчетах и исследованиях электроприводов.

В данном курсе, чтобы не усложнять понимание физического смысла явлений и параметров, представление переменных в относительных единицах, как правило, не используется. При этом для выражения АЧХ в логарифмическом масштабе единицы амплитуд опускаются, что соответствует относительным их значениям при базовом значении, равном единице измерения.

Асимптотические логарифмические АЧХ (ЛАЧХ) могут быть построены непосредственно по полученным передаточным функциям системы. В частности, в соответствии с (1.54) система может быть представлена последовательным соединением интегрирующего звена, форсирующего звена второго порядка с частотой сопряжения $\Omega_{c1} = \Omega_{12}/\sqrt{\gamma}$ и идеального колебатель-

ного звена с резонансной частотой $\Omega_{c2} = \Omega_{12}$. При $\Omega = \Omega_{c1}$ имеет место нуль передаточной функции, и ЛАЧХ при этом терпит разрыв, стремясь к $-\infty$. При $\Omega = \Omega_{12}$ имеет место полюс передаточной функции, и амплитуды стремятся к $+\infty$, образуя второй разрыв. Низкочастотная асимптота определяется интегрирующим звеном с коэффициентом, обратно пропорциональным J_{Σ} и соответственно имеет наклон -20 дБ/дек. Высокочастотная асимптота ($\Omega \gg \Omega_{12}$) соответствует также интегрирующему звену, но при коэффициенте в γ раз большем, чем в области низких частот. В этом можно убедиться, устремив к бесконечности частоту Ω в (1.56).

Соответствующая всем изложенным положениям ЛАЧХ объекта при выходной переменной ω_1 представлена на рис. 1.13, а. Там же построена его ЛФЧХ на основе уравнения АФХ (1.56). В низкочастотной области сдвиг между колебаниями определяется интегрирующим звеном и составляет -90° . При $\Omega = \Omega_{12}/\sqrt{\gamma}$ скачком меняет знак числитель (1.56), что соответствует уменьшению фазового сдвига на 180° . Затем на частоте $\Omega = \Omega_{12}$ аналогично изменяется знак знаменателя, и фазовый сдвиг вновь принимает значение -90° в соответствии с высокочастотной асимптотой ЛАЧХ.

На рис. 1.13, б представлены логарифмические частотные характеристики механической части электропривода по управлению при выходной переменной ω_2 . Они построены по передаточной функции (1.55), которой соответствует АФХ, отличающаяся от (1.56) только равенством числителя единице при всех частотах. В низкочастотной области ЛАЧХ L_{ω_2} совпадает с L_{ω_1} , разрыв имеет место только на резонансной частоте Ω_{12} и в высокочастотной области стремится к асимптоте с наклоном -60 дБ/дек. Соответственно фазовый сдвиг между колебаниями при этом составляет -270° .

Проанализируем основные свойства механической части, воспользовавшись ее структурой, представленной на рис. 1.12, в, и частотными характеристиками, изображенными на рис. 1.13. При этом обратим внимание на различия во влиянии упругости на движение первой и второй масс.

Движение первой массы при небольших частотах колебаний управляющего воздействия M в соответствии с (1.54) и рис. 1.13, а определяется суммарным моментом инерции электропривода J_{Σ} , причем механическая часть ведет себя как интегрирующее звено. В частности, при $M = \text{const}$ скорость ω_1 изменяется по линейному закону, на который накладываются колебания, обусловленные упругой связью. Иными словами, интегрирующее звено в структуре на рис. 1.12, в характеризует условия движения механической части в среднем.

При приближении частоты колебаний момента к резонансной Ω_{12} амплитуды колебаний скорости ω_1 возрастают и при $\Omega = \Omega_{12}$ стремятся к бесконечности. Однако проявления резонанса существенно зависят от параметров механической части в связи с наличием в числителе передаточной функции W_{ω_1} форсирующего звена второго порядка. Можно выявить условия, при выполнении которых влияние упругости на движение первой массы будет незначительным.

Во-первых, из (1.54) непосредственно следует, что если механизм обладает небольшой инерцией ($J_2 \ll J_1$, $\gamma \rightarrow 1$), то движение первой массы близко к движению, определяемому интегрирующим звеном $W_{\omega_1} = 1/J_{\Sigma p}$. Во-вторых, из (1.56) видно, что при $\Omega_{12} \rightarrow \infty$ в области малых и средних частот движение первой массы определяется тем же интегрирующим

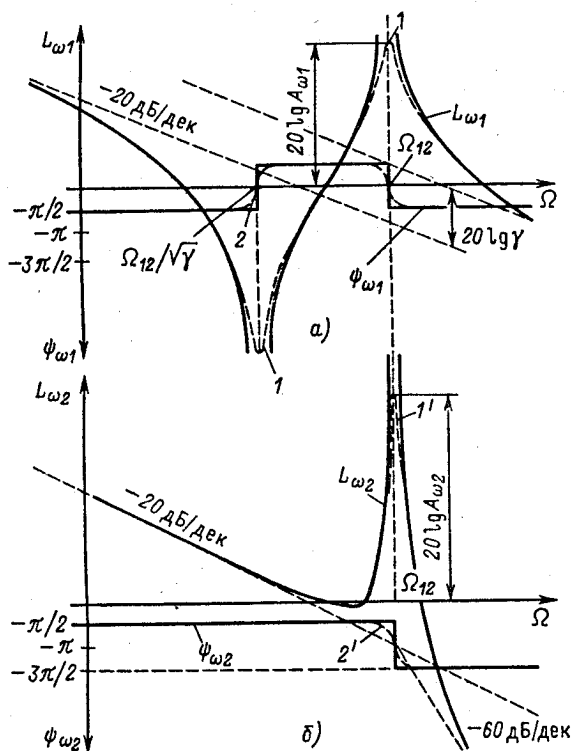


Рис. 1.13. Логарифмические частотные характеристики двухмассовой упругой системы по управляющему воздействию

а — при выходной переменной ω_1 , б — при выходной переменной ω_2

звеном. Отсюда вытекает важный практический вывод. Если при синтезе электропривода используются обратные связи только по переменным двигателя, то при $J_2 \ll J_1$, или $\Omega_{12} \gg \Omega_c$ где Ω_c — частота среза желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования, механическую часть электропривода можно представлять жестким механическим звеном, не учитывая влияния упругостей.

В соответствии с (1.55) и рис. 1.13,б колебательность второй массы выше, чем первой. В низкочастотной области асимптоты ЛАЧХ $L_{\omega 1}$ и $L_{\omega 2}$ совпадают, так как в среднем движение второй массы также определяется интегрирующим звеном $W_n = 1/J_{\Sigma p}$. Однако при $\Omega > \Omega_{12}$ наклон высокочастотной асимптоты $L_{\omega 2}$ составляет -60 дБ/дек, и нет факторов, которые ослабили бы развитие резонансных колебаний при любых γ .

Следовательно, во всех случаях, когда важно получить требуемое качество движения второй массы, а также при регулировании ее координат, пренебрегать влиянием упругости механических связей без необходимой проверки нельзя.

В реальных системах присутствуют диссипативные силы, которые оказывают на колебательную систему демпфирующее действие. Это демпфирование в большинстве случаев невелико. По данным технической литературы естественное затухание колебаний под действием внутренних сил вязкого трения можно характеризовать значениями логарифмического декремента

$$\lambda_{в,т} = 2\pi\alpha_{в,т}/\Omega_p = (0,1 \div 0,3),$$

где $\alpha_{в,т}$ и $\Omega_p \approx \Omega_{12}$ — коэффициент затухания и резонансная частота колебаний с учетом влияния внутренних диссипативных сил.

Учет естественного демпфирования существенно не сказывается на форме ЛАЧХ и ЛФЧХ системы, однако ограничивает резонансный пик конечными значениями, как показано штриховой кривой 1 на рис. 1.13,а, и несколько сглаживает фазо-частотную характеристику $\psi(\Omega)$ (штриховая кривая 2 на том же рисунке). Аналогичные изменения, вносимые естественным демпфированием в частотные характеристики на рис. 1.13,б, показаны штриховыми кривыми, обозначенными соответственно 1' и 2'.

Сочетания параметров, при которых $J_2 \ll J_1$ или $\Omega_{12} \rightarrow \infty$, достаточно распространены, поэтому в дальнейшем изложении во всех случаях, когда это допустимо, используется представление механической части электропривода в виде жесткого приведенного звена. Уравнению движения для этого случая

(1.42) при $p = d/dt$ соответствует структурная схема, представленная на рис. 1.14. Она совпадает с входным звеном в рассмотренной выше структуре рис. 1.12, в, и частотные характеристики жесткой механической части электропривода в низкочастотной области не отличаются от приведенных на рис. 1.13.

Пример 1.2. По данным примера 1.1 составить структурную схему механической части электропривода шахтной подъемной машины, определить возможность ее упрощения и рассчитать зависимость момента нагрузки от скорости.

Для расчетной схемы на рис. 1.8 запишем уравнения движения (1.40), обозначив $d/dt = p$, при $J_1 = 5660 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $J_2 = 738 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $c_{12} = 62800 \text{ Н} \cdot \text{м}$; $M_{c1} = -11800 \text{ Н} \cdot \text{м}$; $M_{c2} = 27900 \text{ Н} \cdot \text{м}$

$$M - 62800(\varphi_1 - \varphi_2) + 11800 = 5660p\omega_1,$$

$$62800(\varphi_1 - \varphi_2) - 27900 = 738p\omega_2.$$

Этим уравнениям соответствует структурная схема механической части электропривода, представленная на рис. 1.15, а. Определим обобщенные параметры схемы:

$$\gamma = (J_1 + J_2)/J_1 = (5660 + 738)/5660 = 1,13;$$

$$\Omega_{12} = \sqrt{c_{12}(J_1 + J_2)/J_1 J_2} = \sqrt{62800 \cdot (5660 + 738)/5660 \cdot 738} = 9,8 \text{ 1/с};$$

$$\Omega_{02} = \Omega_{12}/\sqrt{\gamma} = 9,8/\sqrt{1,13} = 9,22 \text{ 1/с}.$$

Рассматривая рис. 1.13, а при учете полученных обобщенных параметров, можно убедиться, что упругость незначительно влияет на

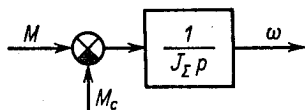


Рис. 1.14. Структурная схема механической части с жесткими механическими связями

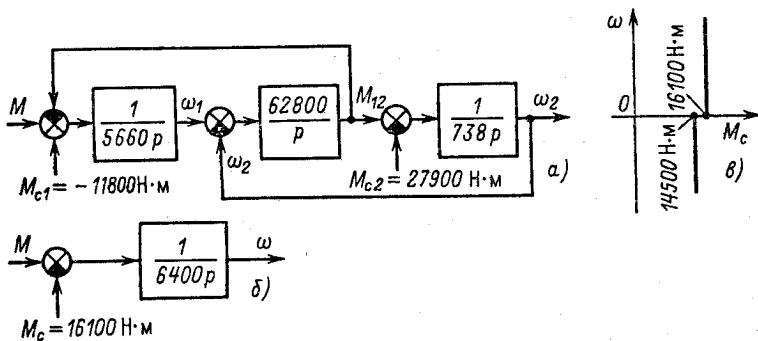


Рис. 1.15. Структурные схемы двухмассовой (а), одномассовой (б) систем и механическая характеристика $M_c(\omega)$ (в) механизма (к примеру 1.2)

движение первой массы, так как $\gamma \approx 1$, высокочастотная и низкочастотная асимптоты весьма близки друг другу, а область, где имеет место сдвиг по фазе $\psi = +\pi/2$, незначительна, так как $\Omega_{12} \approx \Omega_{02}$ и полюс передаточной функции $W_{\omega 1}$ компенсируется ее нулем. Поэтому при отсутствии обратной связи по перемещению или скорости второй массы для синтеза системы управления электроприводом можно без заметной погрешности представить механическую часть жестким приведенным звеном, структурная схема которого показана на рис. 1.15, б.

В этой схеме в соответствии с (1.42) суммарный момент инерции привода

$$J_{\Sigma} = J_1 + J_2 = 5660 + 738 = 6400 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Суммарный момент нагрузки при движении на подъем

$$M_c = M_{c1} + M_{c2} = -11\,800 + 27\,900 = 16\,100 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Для того чтобы построить механическую характеристику исполнительного механизма $\omega = f(M_d)$ для данного положения скипов (см. пример 1.1), определим значение момента нагрузки в предположении, что изменилось направление скорости — осуществляется спуск загруженного скипа С1. При этом в схеме рис. 1.7 потенциальные моменты M_{c10} и M_{c12} сохраняют направление, а реактивный момент потерь ΔM_p изменяет его на противоположное. Следовательно, при изменении знака скорости момент нагрузки изменит свое значение:

$$M'_c = M_{c10} + M_{c12} + \Delta M_p = 27\,900 - 12\,600 - 805 = 14\,500 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Двигатель в данном случае работает в тормозном режиме, и его тормозной момент $M = M'_c$ совместно с моментом потерь ΔM_p уравновешивает движущий активный момент, обусловленный результирующим усилием на барабане от разности весов груженого и порожнего скипов:

$$M_{\text{акт}} = M_{c10} + M_{c12} = 15\,300 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Механическая характеристика исполнительного механизма $\omega = f(M_d)$ для рассмотренных условий построена на рис. 1.15, в.

Пример 1.3. Определить параметры структурной схемы механической части электропривода центробежного вентилятора, кинематическая схема которого представлена на рис. 1.16, а, и построить механическую характеристику исполнительного механизма $\omega = f(M_d)$.

Данные для расчета: номинальная мощность вентилятора $P_{в, \text{ном}} = 30 \text{ кВт}$; номинальная скорость $n_{в, \text{ном}} = 1460 \text{ об/мин}$; момент инерции ротора двигателя и жестко с ним связанной полумуфты $J_1 = 0,54 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; момент инерции вентилятора и жестко с ним связанной второй полумуфты $J_2 = 0,42 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; расчетная жесткость механической связи между ротором двигателя и вентилятором $c_{12} = 5610 \text{ Н} \cdot \text{м}$; момент механических потерь вентилятора $\Delta M_v = 23,5 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Приведенные данные механической части электропривода вентилятора соответствуют двухмассовой расчетной схеме (см. рис. 1.2, б). Определим нагрузки M_{c1} и M_{c2} . Момент M_{c1} представляет собой момент потерь на валу двигателя. Примем приближенно, что он

составляет 5% номинального момента вентилятора. Номинальный момент

$$M_{в, ном} = P_{в, ном} / \omega_{в, ном} = 30 \cdot 10^3 / 153 = 196 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где $\omega_{в, ном} = \pi n_{в, ном} / 30 = 153 \text{ 1/с}$.

Момент механических потерь двигателя

$$M_{c1} = \Delta M = 0,05 M_{в, ном} = 0,05 \cdot 196 = 9,8 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Основную долю M_{c2} составляет вентиляторная нагрузка, пропорциональная квадрату скорости $n = 2$ (1.20). Характеристика $M_{c2}(\omega_2)$ с учетом момента потерь $\Delta M_{в}$ имеет вид

$$\begin{aligned} M_{c2} &= \Delta M_{в} + (M_{в, ном} - \Delta M_{в}) (\omega / \omega_{в, ном})^2 = \\ &= 23,5 + (196 - 23,5) (\omega_2 / 153)^2 = 23,5 + 0,007 \omega_2^2. \end{aligned}$$

Подставив полученные значения в (1.40), получим уравнения движения рассматриваемого электропривода:

$$M - 5610(\varphi_1 - \varphi_2) - 9,8 = 0,54 p \omega_1;$$

$$5610(\varphi_1 - \varphi_2) - 23,5 - 0,007 \omega_2^2 = 0,42 p \omega_2.$$

Уравнения движения электропривода в данном случае нелинейны в связи с нелинейной зависимостью момента M_{c2} от скорости ω_2 . Структурная схема, соответствующая этим уравнениям, представлена на рис. 1.16, б.

Определим обобщенные параметры:

$$\gamma = (J_1 + J_2) / J_1 = (0,54 + 0,42) / 0,54 = 1,77;$$

$$\Omega_{1,2} = \sqrt{c_{12} (J_1 + J_2) / J_1 J_2} = \sqrt{5610 (0,54 + 0,42) / 0,54 \cdot 0,42} = 155 \text{ 1/с};$$

$$\Omega_{02} = \Omega_{1,2} / \sqrt{\gamma} = 155 / \sqrt{1,77} = 116 \text{ 1/с}.$$

В данном случае J_1 и J_2 соизмеримы, однако резонансная частота из-за большой жесткости механической связи велика, а вентиляторная нагрузка является диссипативной нагрузкой, демпфирующей упругие колебания. Поэтому если нет условий для механиче-

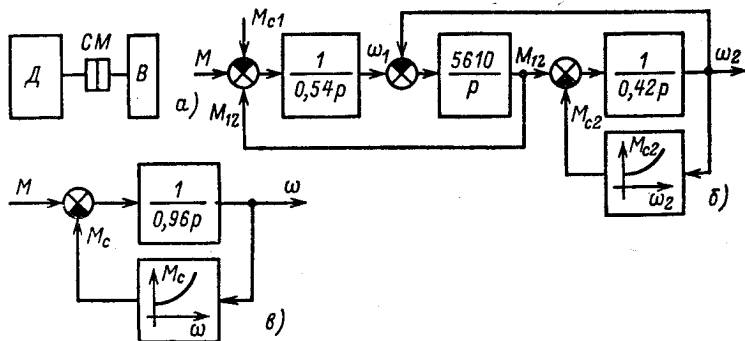


Рис. 1.16. Кинематическая (а) и структурные (б, в) схемы электропривода вентилятора

ского резонанса, т. е. отсутствуют возмущения, изменяющиеся с частотой, близкой $\Omega_{12} = 155$ 1/с, учитывать упругости не следует. Положив связь между массами абсолютно жесткой, определим момент инерции привода:

$$J_{\Sigma} = J_1 + J_2 = 0,54 + 0,42 = 0,96 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Статический момент нагрузки

$$M_c = M_{c1} + M_{c2} = 9,8 + 23,5 + 1,12\omega^2 = 33,3 + 0,007\omega^2,$$

где $\omega = \omega_1 = \omega_2$.

Структурная схема механической части электропривода при $c_{12} = \infty$ представлена на рис. 1.16, в. Механическая характеристика вентилятора $\omega = f(M_d)$ построена на рис. 1.17.

1.6. Механические переходные процессы электропривода

Изменения управляющего или возмущающего воздействия вызывают в механической части электропривода переходные процессы, в течение которых скорости движения связанных масс изменяются от начальных значений, определяемых начальными условиями, к установившимся значениям, заданным новыми воздействиями на систему. В качестве простейших примеров рассмотрим ряд переходных процессов в механической части электропривода, представленной жестким механическим звеном (см. рис. 1.2, в).

Допустим, начальная скорость равна нулю: $\omega_{\text{нач}} = 0$, а к ротору двигателя в момент времени $t = 0$ прикладывается электромагнитный момент двигателя, изменяющийся по экспо-

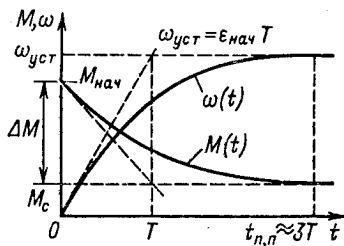
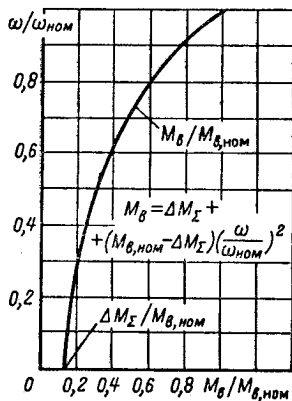


Рис. 1.18. Переходный процесс пуска электропривода при экспоненциальной зависимости $M(t)$

←
Рис. 1.17. Механическая характеристика $M_c(\omega)$ центробежного вентилятора

ненциальному закону с постоянной времени T (рис. 1.18):

$$M = \Delta M e^{-t/T} + M_c. \quad (1.57)$$

Решим уравнение движения электропривода (1.42) относительно дифференциала скорости:

$$d\omega = \varepsilon dt, \quad (1.58)$$

где $\varepsilon = (M - M_c)/J_\Sigma$ — ускорение масс механической части.

Проинтегрируем обе части полученного равенства при заданном законе изменения движущего момента:

$$\int_0^\omega d\omega = \int_0^t \frac{M - M_c}{J_\Sigma} dt = \int_0^t \varepsilon_{\text{нач}} e^{-t/T} dt.$$

В результате получим

$$\omega = \varepsilon_{\text{нач}} T (1 - e^{-t/T}), \quad (1.59)$$

где $\varepsilon_{\text{нач}} = (d\omega/dt)_{\text{нач}} = (M_{\text{нач}} - M_c)/J_\Sigma = \Delta M/J_\Sigma$ — начальное ускорение; $M_{\text{нач}} = \Delta M + M_c$ — начальный момент двигателя.

На рис. 1.18 в соответствии с (1.57) и (1.59) построены характеристики $M = f(t)$ и $\omega = f(t)$.

Скорость нарастает по экспоненциальному закону от нуля до установившегося значения $\omega_{\text{уст}} = \varepsilon_{\text{нач}} T$ с ускорением, уменьшающимся по мере возрастания скорости, в связи с уменьшением момента $M - M_c$, которому ускорение пропорционально, — это переходный процесс пуска электропривода до скорости $\omega = \omega_{\text{уст}}$. Время переходного процесса теоретически равно бесконечности, а практически процесс можно считать закончившимся в соответствии со свойством экспоненты через время $t_{\text{п,п}} = (3 \div 4) T$.

Рассмотрим условия движения электропривода при постоянных моментах двигателя и сопротивления, т. е. $M = \text{const}$ и $M_c = \text{const}$. В результате интегрирования (1.58)

$$\int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega} d\omega = \int_0^t \varepsilon dt$$

получим известную формулу равномерно ускоренного движения:

$$\omega = \omega_{\text{нач}} + \varepsilon t. \quad (1.60)$$

С помощью (1.60) при необходимости можно определить время переходного процесса $t_{\text{п,п}}$ изменения скорости от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$:

$$t_{\text{п,п}} = (\omega_{\text{кон}} - \omega_{\text{нач}})/\varepsilon = J_\Sigma (\omega_{\text{кон}} - \omega_{\text{нач}})/(M - M_c). \quad (1.61)$$

При $M = M_c$, $\varepsilon = 0$ электропривод сохраняет состояние покоя ($\omega_{\text{нач}} = 0$) или равномерного движения ($\omega = \omega_{\text{нач}} = \text{const}$) до тех пор, пока равенство $M = M_c$ не будет нарушено. На рис. 1 19, а показан случай, когда при $t = 0$, $M = M_c$ имеет место состояние покоя ($\omega_{\text{нач}} = 0$). В момент $t = 0$ момент двигателя скачком увеличивается до значения $M = M_1 > M_c$ и электропривод сразу переходит в режим равномерно ускоренного движения с ускорением $\varepsilon_1 = (M_1 - M_c)/J_\Sigma$. Если оставить момент двигателя неизменным ($M = M_1 = \text{const}$), этот режим будет длиться сколь угодно долго, а скорость неограниченно возрастать. На практике при достижении электроприводом требуемой скорости обеспечивается снижение момента двигателя до $M = M_c$, ускорение скачком уменьшается до нуля и наступает статический установившийся режим при $\omega = \omega_{\text{кон}}$, как показано на рис. 1 19, а. Следовательно, в данном случае имеет место переходный процесс изменения скорости от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$, который обеспечивается соответствующими изменениями момента двигателя.

При прочих равных условиях на изменения скорости электропривода существенное влияние оказывает характер момента сопротивления. Допустим, система нагружена активным моментом M_c , обусловленным, например, весом поднимаемого груза, и работает в установившемся режиме подъема груза с постоянной скоростью при $M = M_c$. Если в момент времени $t = 0$ уменьшить момент двигателя до нуля, под действием момента M_c привод станет замедляться, при этом $\varepsilon = -M_c/J_\Sigma$. Ско-

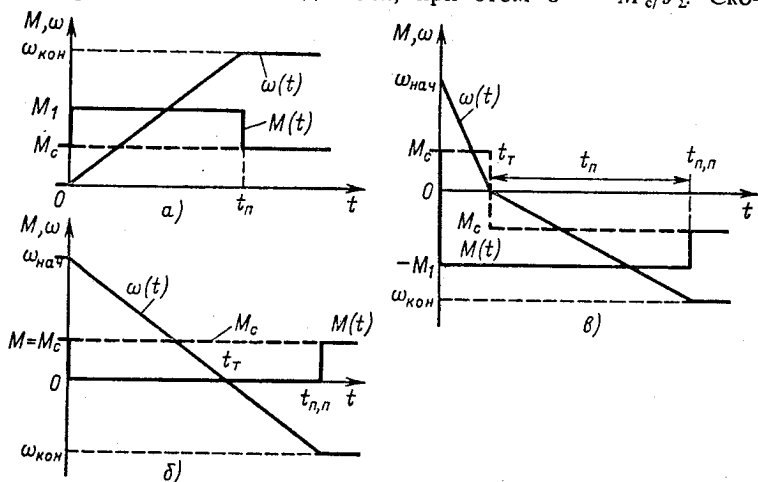


Рис. 1 19 Переходные процессы электропривода при $M = \text{const}$ и $M_c = \text{const}$

рость в данном случае в соответствии с (1.60) изменяется по закону (рис. 1.19, б)

$$\omega = \omega_{\text{нач}} - (M_c/J_\Sigma) t. \quad (1.62)$$

Через время торможения $t_T = J_\Sigma \omega_{\text{нач}}/M_c$ скорость двигателя становится равной нулю, но активный момент сохраняет свое значение, и в соответствии с (1.62) двигатель начинает ускоряться в противоположном направлении, двигаясь под действием опускающегося груза с возрастающей по абсолютному значению скоростью. Если изменений не произойдет, скорость может возрасти до недопустимых значений, опасных для двигателя и механизма. Поэтому отключение двигателя от сети для механизмов с активной нагрузкой представляет опасность и такие механизмы обязательно снабжаются механическим тормозом, который автоматически затормаживает привод после отключения двигателя от сети.

На рис. 1.19, б показан переходный процесс реверса электропривода от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}} = -\omega_{\text{нач}}$ под действием активного момента M_c . В момент времени $t_{п,п}$ когда достигается требуемое значение скорости $\omega_{\text{кон}}$, момент двигателя скачком увеличивается от нуля до $M = M_c$ и наступает статический режим работы с $\omega_{\text{кон}} = \text{const}$.

На рис. 1.19, в представлен процесс реверса электропривода при реактивном моменте M_c от начальной скорости $\omega_{\text{нач}}$ одного направления до конечной скорости $\omega_{\text{кон}}$ противоположного знака. В момент времени $t = 0$ момент двигателя скачком изменяется от $M = M_c$ до $M = -M_1$ и происходит замедление системы по закону

$$\omega = \omega_{\text{нач}} - (M_1 + M_c) t/J_\Sigma = \omega_{\text{нач}} - \varepsilon_T t.$$

Время торможения электропривода определяется (1.61):

$$t_T = J_\Sigma (-\omega_{\text{нач}})/(-M_1 - M_c) = \omega_{\text{нач}}/\varepsilon_T.$$

При $t > t_T$ скорость двигателя под действием момента $M = -M_1$ меняет свой знак, а это вызывает изменение направления реактивной нагрузки M_c на противоположное ($-M_c$). Как следствие, скачком уменьшается по абсолютному значению ускорение от $\varepsilon_T = -(M_1 + M_c)/J_\Sigma$ до $\varepsilon_{п} = -(M_1 - M_c)/J_\Sigma$. Соответственно при пуске в обратном направлении скорость изменяется следующим образом:

$$\omega = -(M - M_c) t/J_\Sigma.$$

Время пуска до скорости $\omega = -\omega_{\text{кон}}$

$$t_{п} = J_\Sigma (-\omega_{\text{кон}})/(-M_1 + M_c) = \omega_{\text{кон}}/\varepsilon_{п}.$$

Для перехода к статическому режиму при скорости $\omega = -\omega_{\text{кон}}$ момент двигателя должен скачком уменьшиться до значения $M = -M_c$. Характеристики $M(t)$ и $\omega(t)$, соответствующие такому переходному процессу, представлены на рис. 1.19, в.

Рассмотренные выше простейшие примеры позволяют сделать вывод о том, что при постоянстве статического момента сопротивления закон изменения скорости привода в переходных процессах определяется характером изменения во времени момента двигателя. Так, для получения экспоненциальной кривой скорости $\omega(t)$ при пуске необходимо обеспечить экспоненциальную зависимость момента от времени (рис. 1.18); для получения равномерно ускоренного процесса пуска необходимо формировать прямоугольный закон изменения момента двигателя от времени (рис. 1.19, а) и т. п.

Следовательно, формирование требуемых законов движения электропривода обеспечивается формированием соответствующих законов изменения от времени электромагнитного момента двигателя.

Уравнение движения жесткого приведенного механического звена электропривода позволяет в наиболее простой и наглядной форме анализировать условия движения привода. Если известен характер изменения момента двигателя и приведенного момента нагрузки, с помощью (1.42) можно установить качественный характер кривой $\omega(t)$, не прибегая к решению этого уравнения. На рис. 1.20, а в виде примера показаны вентиляторная нагрузка $M_c(\omega)$ и постоянный момент двигателя $M = M_{c, \text{ном}} = \text{const}$. В соответствии с (1.42) привод будет двигаться с ускорением

$$\varepsilon = M_{c, \text{ном}} - \Delta M_{\Sigma} - (M_{c, \text{ном}} - \Delta M_{\Sigma}) (\omega / \omega_{b, \text{ном}})^2 / J_{\Sigma}, \quad (1.63)$$

где ΔM_{Σ} — суммарный момент потерь на трение в агрегате;

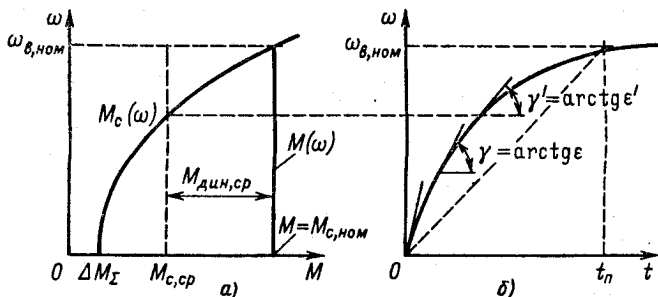


Рис. 1.20. Оценка условий пуска вентилятора

$M_{c, \text{ном}}$ — номинальный момент статической нагрузки, соответствующий номинальной скорости вентилятора $\omega_{в, \text{ном}}$.

Так как $\varepsilon = d\omega/dt$, то (1.63) при каждом значении скорости определяет тангенс угла наклона касательной к кривой $\omega(t)$ в данной точке. В соответствии с (1.63) ускорение монотонно убывает от начального значения

$$\varepsilon_{\text{нач}} = (M_{c, \text{ном}} - \Delta M_{\Sigma})/J_{\Sigma}$$

до конечного $\varepsilon_{\text{кон}} = 0$. Такой закономерности качественно соответствует кривая $\omega(t)$, приведенная на рис. 1.20, б. Количественной оценкой может служить ориентировочное значение времени пуска электропривода. Его можно вычислить, заменив кривую $M_c(\omega)$ постоянным моментом нагрузки, равным среднему значению $M_c(\omega) \approx M_{c, \text{ср}}$, как показано на рис. 1.20, а. При этом удается оценить среднее ускорение

$$\varepsilon_{\text{ср}} \approx (M_{c, \text{ном}} - M_{c, \text{ср}})/J_{\Sigma}$$

и далее определить ориентировочное время пуска:

$$t_{\text{п}} \approx \omega_{в, \text{ном}}/\varepsilon_{\text{ср}}$$

В современных условиях, когда инженер может решать задачи любой сложности с помощью вычислительной техники, умение производить подобные оценочные расчеты приобретает особо важное значение. Такие оценки помогают в условиях наладки и эксплуатации оперативно анализировать работу электропривода, а при проектировании и исследовании электроприводов контролировать и правильно понимать физическую суть математических результатов, выдаваемых ЭВМ.

Выше было отмечено, что механическая часть, представленная в виде жесткого приведенного звена, отражает движение системы в среднем и не дает точных представлений о характере движения упруго связанных масс электропривода, поэтому необходимо на простейшем примере рассмотреть, как влияют упругие связи на переходные процессы электропривода.

Проанализируем переходный процесс пуска электропривода с механической частью в виде двухмассовой упругой системы (см. рис. 1.2, б) при $M_{c1} = M_{c2} = 0$ и приложении к системе скачком электромагнитного момента двигателя $M = M_1 = \text{const}$. Дифференциальное уравнение движения системы, решенное относительно скорости двигателя ω_1 , можно получить с помощью передаточной функции $W_{\omega_1}(p)$ (1.54):

$$J_{\Sigma p} [(1/\Omega_{12}^2) p^2 + 1] \omega_1(p) = [(\gamma/\Omega_{12}^2) p^2 + 1] M(p). \quad (1.64)$$

Заменяя в (1.64) p на d/dt и положив $M(p) = M_1$, получим

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} \frac{d^3 \omega_1}{dt^3} + \frac{d\omega_1}{dt} = \varepsilon_{cp}, \quad (1.65)$$

где $\varepsilon_{cp} = M_1/J_{\Sigma}$ — среднее ускорение системы.

Корни характеристического уравнения (1.65) были определены выше: $p_1 = 0$; $p_{2,3} = \pm j\Omega_{12}$. Нулевой корень определяет частное решение, соответствующее равномерно ускоренному движению системы: $\omega_1 = \varepsilon_{cp}t$. В этом можно убедиться, подставив $\omega_1 = \varepsilon_{cp}t$ в (1.65). Чисто мнимые корни определяют возможность развития незатухающих колебаний с частотой Ω_{12} , поэтому общее решение (1.65) следует искать в виде

$$\omega_1 = \varepsilon_{cp}t + A \cos \Omega_{12}t + B \sin \Omega_{12}t.$$

Для нахождения неопределенных коэффициентов A и B необходимо использовать начальные условия: при $t = 0$, $(\omega_1)_0 = 0$; $(d\omega_1/dt)_0 = M_1/J_1 = \gamma\varepsilon_{cp}$. Подставив эти значения в общее решение, получим

$$0 = A;$$

$$\gamma\varepsilon_{cp} = \varepsilon_{cp} + B\Omega_{12}.$$

Следовательно,

$$\omega_1 = \varepsilon_{cp}t + \frac{J_2}{J_1} \frac{\varepsilon_{cp}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12}t. \quad (1.66)$$

Уравнение движения первой массы в соответствии с (1.40) можно записать так:

$$M_1 - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) = J_1 d\omega_1/dt.$$

Продифференцировав его по времени, разрешим относительно скорости ω_2 :

$$\omega_2 = \frac{J_1}{c_{12}} \frac{d^2 \omega_1}{dt^2} + \omega_1.$$

Искомую зависимость $\omega_2(t)$ получим, подставив в это уравнение выражение $\omega_1(t)$ (1.66):

$$\omega_2 = \varepsilon_{cp}t - \frac{\varepsilon_{cp}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12}t. \quad (1.67)$$

Характер полученных зависимостей $\omega_1(t)$ и $\omega_2(t)$ при $\gamma < 2$ показан на рис. 1.21, а. Они свидетельствуют о том, что при $M = \text{const}$ переходные процессы в среднем протекают равно-

мерно ускоренно, однако мгновенные скорости ω_1 и ω_2 при этом не совпадают, так как содержат колебательные составляющие, причем колебания ω_1 и ω_2 совершаются в противофазе. Из (1.67) следует, что производная скорости второй массы $d\omega_2/dt$ всегда положительна, а для принятого значения $\gamma < 2$ и $d\omega_1/dt > 0$. При прочих равных условиях колебания скорости ω_1 тем меньше, чем меньше J_2 , а увеличение Ω_{12} при тех же ускорениях ε_{cp} снижает амплитуды колебания скорости как первой, так и второй масс. Эти выводы полностью согласуются с результатами частотного анализа свойств двухмассовой системы, проведенного в § 1.5.

В реальной системе всегда имеются диссипативные силы типа внутреннего вязкого трения, поэтому колебательная составляющая скоростей с течением времени затухает. Однако естественное затухание невелико ($\lambda_{в,т} = 0,1 \div 0,3$), и за время затухания совершается 10–30 колебаний. Влияние естественного демпфирования при $\lambda_{в,т} = 0,3$ показано на рис. 1.21, б. Нетрудно видеть, что даже при наибольших значениях $\lambda_{в,т}$ естественное демпфирование незначительно сказывается на характере переходных процессов.

Пример 1.4. Определить допустимый момент двигателя ($M = M_{доп} = \text{const}$) при пуске электропривода механизма перемещения тележки разливочного крана (рис. 1.22), если допустимое линейное ускорение ковша с металлом $a_{доп} = 0,25 \text{ м/с}^2$.

Данные для расчета: масса тележки с оборудованием $m_t = 7,3 \text{ т}$; масса ковша с металлом $m_k = 14 \text{ т}$; момент инерции ротора двигателя и приведенных к его скорости моментов инерции всех вращающихся частей механизма $J_{дв} + J'_{вр} = 0,228 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; передаточное число редуктора $i_p = 24$; КПД редуктора $\eta_p = 0,95$; диаметр ходовых колес $D_k = 0,5 \text{ м}$; диаметр цапф подшипников скольжения колеса $d_{ц} =$

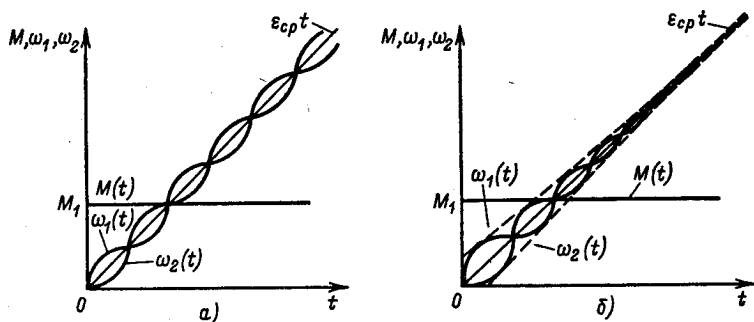


Рис. 1.21. Пуск электропривода с двухмассовой упругой механической частью при $M = \text{const}$ без учета (а) и с учетом (б) естественного демпфирования

$= 0,08$ м; коэффициент трения качения $f = 0,5 \cdot 10^{-3}$ м; коэффициент трения скольжения $\mu = 0,08$; длина каната $h = 4$ м.

Вначале решим поставленную задачу без учета упругих механических связей. Радиус приведения в соответствии с рис. 1.22 определяется соотношением

$$\rho = \frac{D_k}{2} \frac{1}{i_p} = \frac{0,5}{2} \frac{1}{24} = 0,0104 \text{ м.}$$

При жестких механических связях суммарный приведенный момент инерции электропривода вычислим с помощью (1.12):

$$\begin{aligned} J_{\Sigma} &= J_{\text{дв}} + J'_{\text{вр}} + (m_{\tau} + m_{\kappa}) \rho^2 = \\ &= 0,228 + (7300 + 14\,000) 0,0104^2 = 2,54 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \end{aligned}$$

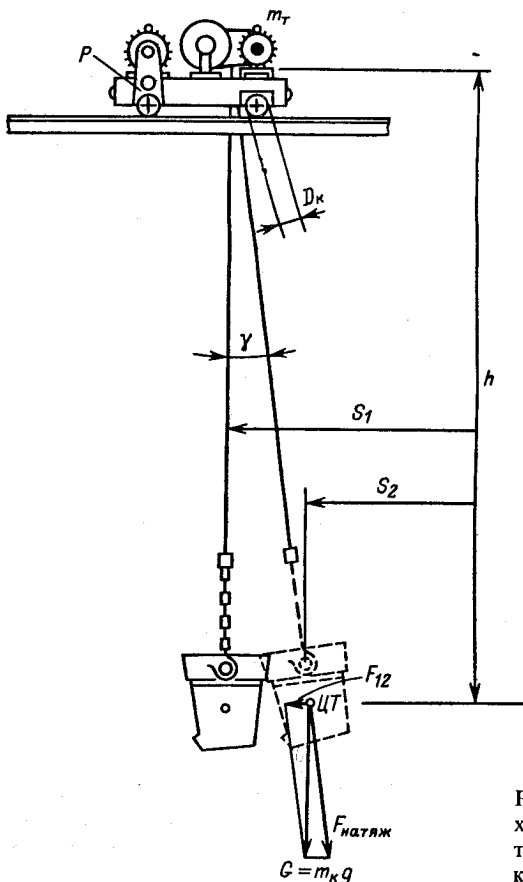


Рис. 1.22. Схема механизма перемещения тележки разливочного крана

Момент статического сопротивления M_c для механизмов передвижения рассчитывается по формуле

$$M_c = \frac{(m_T + m_K) g (\mu d_{II}/2 + f)}{i_p \eta_p} = \frac{(7300 + 14000) 9,81 \cdot \left(0,08 \frac{0,08}{2} + 0,0005\right)}{24 \cdot 0,95} = 33,9 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Приведенное значение допустимого ускорения

$$\epsilon_{\text{доп}} = a_{\text{доп}}/\rho = 0,25/0,0104 = 25 \text{ 1/с}^2.$$

Допустимый момент двигателя определяется из (1.42) при $M = M_{\text{доп}}$, $d\omega/dt = \epsilon_{\text{доп}}$:

$$M_{\text{доп}} = J_{\Sigma} \epsilon_{\text{доп}} + M_c = 2,54 \cdot 25 + 33,9 = 97,4 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Проверим правильность полученного результата с учетом гибкой связи между тележкой и ковшом.

Для примера составим расчетную схему механической части, приведенную к скорости поступательно движущихся элементов, в виде, показанном на рис. 1.23. Здесь m_1 — сумма массы тележки и приведенного к скорости тележки момента инерции вращающихся частей, т. е.

$$m_1 = m_T + (J_{\text{дв}} + J'_{\text{вп}})/\rho^2 = 7300 + 0,228/0,0104^2 = 9580 \text{ кг}.$$

Масса m_2 представляет собой массу ковша: $m_2 = m_K = 14000$ кг. Жесткость механической связи между тележкой и ковшом c'_{12} определим с помощью диаграммы сил на рис. 1.22, полагая при малых углах $\gamma \text{ tg } \gamma \approx (S_1 - S_2)/l$, при этом сила взаимодействия F_{12} определяется соотношением

$$F_{12} = G \text{ tg } \gamma \approx G (S_1 - S_2)/l.$$

Отсюда эквивалентная жесткость механической связи

$$c'_{12} = G/l = mkg/l = 14000 \cdot 9,81/4 = 34300 \text{ Н/м}.$$

При приложении момента $M = M_{\text{доп}} = \text{const}$ и нулевых начальных условиях движение рассматриваемой двухмассовой системы описы-

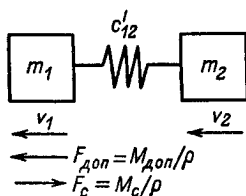


Рис. 1.23. Расчетная схема механической части механизма передвижения (к примеру 1.4)

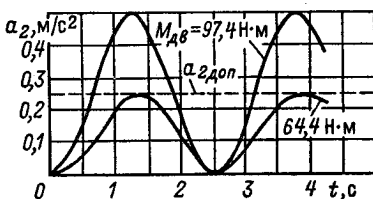


Рис. 1.24. Графики изменения ускорения в процессе пуска механизма передвижения (к примеру 1.4)

вается (1.66) и (1.67). Приводя в них параметры и координаты к скорости тележки, получаем

$$v_1 = a_{ср}t + \frac{m_2}{m_1} \frac{a_{ср}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12}t;$$

$$v_2 = a_{ср}t - \frac{a_{ср}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12}t,$$

где $v_1 = \omega_1 \rho$; $v_2 = \omega_2 \rho$; $a_{ср} = \varepsilon_{ср} \rho$.

Определим среднее ускорение при $M = M_{доп}$:

$$a_{ср} = \frac{M_{доп} - M_c}{J_{\Sigma}} \rho = \frac{97,4 - 33,9}{2,54} \cdot 0,0104 = 0,25 \text{ м/с}^2.$$

Частота свободных колебаний

$$\begin{aligned} \Omega_{12} &= \sqrt{\frac{c_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} = \sqrt{\frac{c'_{12}(m_1 + m_2)}{m_1 m_2}} = \\ &= \sqrt{\frac{34\,300(9580 + 14\,000)}{9580 \cdot 14\,000}} = 2,45 \text{ 1/с}. \end{aligned}$$

Ускорение ковша изменяется по закону

$$a_2(t) = dv_2/dt = a_{ср}(1 - \cos \Omega_{12}t) = 0,25(1 - \cos 2,45t).$$

Отсюда $a_{max} = 2a_{ср} = 2 \cdot 0,25 = 0,5 \text{ м/с}^2$. Таким образом, с учетом раскачивания для ограничения ускорения ковша заданным допустимым значением необходимо в 2 раза снизить среднее ускорение: $a_{ср, доп} = 0,125 \text{ м/с}^2$. Подставив это значение в формулу среднего ускорения, определим из нее допустимое по условию ограничения максимального линейного ускорения ковша с металлом значение момента $M = M'_{доп}$:

$$M'_{доп} = a_{ср, доп} J_{\Sigma} / \rho + M_c = 0,125 \cdot 2,54 / 0,0104 + 33,9 = 64,4 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Графики изменения ускорения ковша в процессе пуска при $M = 97,4 \text{ Н} \cdot \text{м}$ и $M = 64,4 \text{ Н} \cdot \text{м}$ представлены на рис. 1.24.

1.7. Динамические нагрузки электропривода

Правые части уравнений движения электропривода представляют собой моменты действующих в системе сил инерции. В отличие от рассмотренных выше моментов статической нагрузки электропривода, которые являются внешними воздействиями и не зависят от ускорений масс системы, силы и моменты сил инерции пропорциональны ускорениям масс:

$$F_{динj} = m_j dv_j/dt; M_{динi} = J_i d\omega_i/dt.$$

Такие силы и моменты в теории электропривода принято

называть динамическими силами и моментами. Уравнение движения приведенного жесткого механического звена определяет суммарную динамическую нагрузку электропривода

$$M_{\text{дин}} = J_{\Sigma} d\omega/dt = M - M_c, \quad (1.68)$$

которая при принятом правиле знаков численно равна результирующему моменту $M - M_c$, приложенному к движущимся массам.

Динамический момент является важной составляющей полной нагрузки электропривода. Он представляет собой алгебраическую величину, знак которой при ускорении системы совпадает со знаком скорости, а при замедлении противоположен знаку скорости. При ускорении системы динамический момент является тормозным, и двигатель, преодолевая этот момент, совершает работу, затрачиваемую на увеличение запаса кинетической энергии системы. При замедлении системы, напротив, динамический момент является движущим. Освобождающаяся при снижении скорости кинетическая энергия расходуется на совершение работы по преодолению результирующего момента $M - M_c$ который в этом случае является тормозным.

Как правило, для конкретных производственных механизмов бывает задано требуемое время пуска или расчетное ускорение $\epsilon_{\text{тр}}$. Наибольший возможный статический и наибольший требуемый динамический моменты определяют максимум полной нагрузки и соответственно наибольшее значение электромагнитного момента двигателя, которое он должен создавать в процессе работы электропривода:

$$M_{\text{max}} = M_{c\text{max}} + J_{\Sigma} \epsilon_{\text{трmax}}. \quad (1.69)$$

Значения M_{max} определяют кратковременные перегрузки двигателя, которые не должны превышать допустимой перегрузочной способности двигателя.

Результирующий момент $M - M_c$ (1.68) при пуске частично затрачивается на ускорение ротора двигателя и связанных с его валом элементов, а в остальной части через передачи воздействует на массы механизма, вызывая их ускорение и совершая работу по увеличению запасенной в них кинетической энергии. Следовательно, динамическая нагрузка при пуске увеличивает полную нагрузку передач на значение динамического момента механизма $J_2 \epsilon_{\text{ср}}$ (см. рис. 1.9):

$$M_{12} = J_2 \epsilon_{\text{ср}} + M_c \quad (1.70)$$

При $J_2 \gg J_1$ это увеличение может быть значительным, а при $J_2 < J_1$ основной нагрузкой передач является статическая нагрузка. Во всех случаях динамические нагрузки передач и

элементов кинематической цепи механизма могут существенно дополнительно увеличиваться при возникновении в системе упругих механических колебаний.

Правильное определение нагрузок передач и других элементов кинематической цепи механизма имеет важное практическое значение. Нагрузки механического оборудования определяют его износ, причем наиболее неблагоприятно влияние нагрузок, содержащих знакопеременную составляющую. Поэтому ограничение максимальных нагрузок и уменьшение динамических колебательных нагрузок, обусловленных упругими связями, обеспечивают повышение надежности и долговечности механической части привода и механизма.

Динамические нагрузки механического оборудования в реальных установках в значительной мере возрастают из-за ударов, возникающих при выборе зазоров в передачах и сочленениях рабочего оборудования машин. С учетом кинематических зазоров расчетная двухмассовая схема механической части принимает вид, показанный на рис. 1.25, а. В связи с наличием зазора $\Delta\varphi_3$ зависимость $M_{12} = f(\varphi_1 - \varphi_2)$ становится нелинейной и имеет вид, показанный на рис. 1.25, б. Уравнения движения для этой системы на основании (1.40) запишутся при $p = d/dt$ так:

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 p \omega_2; \\ M_{12} &= c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2 \mp \Delta\varphi_3/2) \text{ при } |\varphi_1 - \varphi_2| > \Delta\varphi_3/2; \\ M_{12} &= 0 \text{ при } |\varphi_1 - \varphi_2| \leq \Delta\varphi_3/2. \end{aligned} \right\} (1.71)$$

Структурная схема механической части, соответствующая (1.71), представлена на рис. 1.25, в. Рассматривая (1.71) и

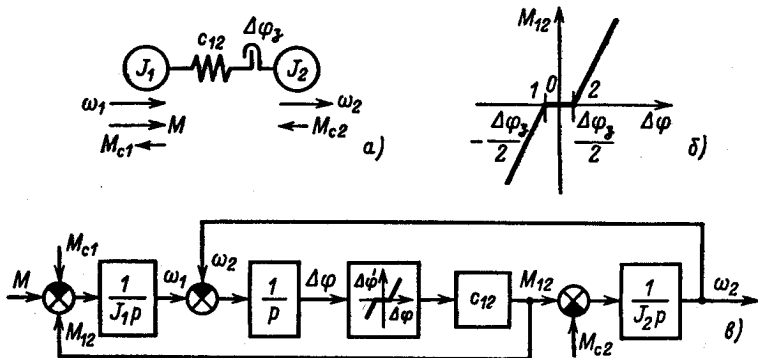


Рис. 1.25. К анализу динамических нагрузок механической части с учетом зазоров в передачах

рис. 1.25, в, можно установить, что при разомкнутом зазоре массы системы движутся независимо. Так как при этом $M_{12} = 0$, (1.71) при $M = M_1 = \text{const}$ принимает вид

$$M_1 - M_{c1} = J_1 p \omega_1; \quad (1.72)$$

$$-M_{c2} = J_2 p \omega_2. \quad (1.73)$$

Как следствие, к моменту соударения масс скорости ω_1 и ω_2 могут оказаться существенно разными. Так, при реактивном M_{c2} на первом этапе пуска ($M_{12} = 0$) скорость ω_2 остается равной нулю, а скорость ω_1 быстро увеличивается, так как $M_1 > M_{c1}$. К моменту окончания выбора зазоров она успевает нарасти до значения

$$\omega'_{1\text{нач}} = \sqrt{2\varepsilon_{1в,3} \Delta\varphi_3}, \quad (1.74)$$

где $\varepsilon_{1в,3} = (M_1 - M_{c1})/J_1$ — ускорение при выборе зазоров.

Уравнение (1.74) записано для наиболее тяжелого случая выбора полного зазора, когда начальное значение $\Delta\varphi$ на рис. 1.25, в соответствует точке 1, а заканчивается выбор зазора в точке 2.

При реактивном характере момента M_{c2} после выбора зазора скорость ω_2 будет оставаться равной нулю до тех пор, пока момент M_{12} , возрастая, не превысит значения M_{c2} . За время нарастания момента M_{12} до M_{c2} скорость ω_1 дополнительно увеличивается до значения $\omega_{1\text{нач}}$, которое в конечном счете и определит динамическую нагрузку передач после трогания второй массы.

Из физических соображений можно заключить, что накопленная за время выбора зазора первой массой кинетическая энергия $J_1 \omega_{1\text{нач}}^2 / 2$ должна при ударе реализоваться в дополнительных динамических нагрузках передач. Для количественного анализа получим зависимость $M_{12} = f(t)$ для третьего этапа процесса, когда $|\varphi_1 - \varphi_2| > \Delta\varphi_3 / 2 + M_{c2} / c_{12}$.

На третьем этапе уравнения (1.71) можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 d\omega_1/dt; \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 d\omega_2/dt; \\ d^2 M_{12}/dt^2 &= c_{12} (d\omega_1/dt - d\omega_2/dt). \end{aligned} \right\} \quad (1.75)$$

Для получения дифференциального уравнения системы, решенного относительно M_{12} , умножим первое уравнение на c_{12}/J_1 , а второе на c_{12}/J_2 и произведем вычитание второго из первого. При этом с учетом третьего уравнения правая

часть становится равной d^2M_{12}/dt^2 , и после преобразований полученное уравнение можно записать так:

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} \frac{d^2M_{12}}{dt^2} + M_{12} = J_2 \varepsilon_{cp} + M_{c2}, \quad (1.76)$$

где $\varepsilon_{cp} = (M_1 - M_{c1} - M_{c2}) / (J_1 + J_2)$.

С учетом проведенного анализа предыдущих этапов выбора зазоров решение (1.76) следует искать при следующих начальных условиях:

при $t = 0$ $(M_{12})_0 = M_{c2}$; $(dM_{12}/dt)_0 = c_{12}(\omega_1 - \omega_2)_0 = c_{12} \Delta\omega_{нач}$.

Общее решение уравнения с учетом определяемого правой частью частного решения и корней $p_{1,2} = \pm j\Omega_{12}$ запишем в виде

$$M_{12} = J_2 \varepsilon_{cp} + M_{c2} + A' \cos \Omega_{12}t + B' \sin \Omega_{12}t. \quad (1.77)$$

Для определения коэффициентов A' и B' используем начальные условия:

$$M_{c2} = J_2 \varepsilon_{cp} + M_{c2} + A';$$

$$c_{12} \Delta\omega_{нач} = B' \Omega_{12}.$$

Следовательно,

$$M_{12} = M_{12cp} - (M_{12cp} - M_{c2}) \cos \Omega_{12}t + \frac{c_{12} \Delta\omega_{нач}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12}t, \quad (1.78)$$

где $M_{12cp} = J_2 \varepsilon_{cp} + M_{c2}$.

После преобразований получим

$$M_{12} = M_{12cp} + \sqrt{(M_{12cp} - M_{c2})^2 + \frac{c_{12}^2 \Delta\omega_{нач}^2}{\Omega_{12}^2}} \sin(\Omega_{12}t - \psi), \quad (1.79)$$

где $\psi = \arctg [(M_{12cp} - M_{c2}) \Omega_{12} / c_{12} \Delta\omega_{нач}]$.

В соответствии с (1.79) максимум нагрузки передач в рассматриваемом переходном процессе определяется соотношением

$$M_{12max} = M_{12cp} + (M_{12cp} - M_{c2}) \sqrt{1 + \frac{c_{12}^2 \Delta\omega_{нач}^2}{J_2^2 \varepsilon_{cp}^2 \Omega_{12}^2}}. \quad (1.80)$$

Анализируя (1.80), можно установить, что динамические нагрузки, обусловленные упругими колебаниями, существенно увеличивают нагрузки передач. При отсутствии колебательной составляющей в (1.79) момент нагрузки передач в процессе пуска равен $M_{12cp} = J_2 \varepsilon_{cp} + M_{c2}$. За счет упругих колебаний в соответствии с (1.80) нагрузка возрастает, и ее превы-

шение над средней нагрузкой называется *динамическим коэффициентом*:

$$k_{\text{дин}} = M_{12\text{max}}/M_{12\text{ср}} = 1 + \left(1 - \frac{M_{c2}}{M_{12\text{ср}}}\right) \sqrt{1 + \frac{c_{12}^2 \Delta\omega_{1\text{нач}}^2}{J_2^2 \varepsilon_{\text{ср}}^2 \Omega_{12}^2}}. \quad (1.81)$$

При пуске с предварительно выбранными зазорами и $M_{c2} = 0$ ($\Delta\omega_{1\text{нач}} = 0$) динамический коэффициент $k_{\text{дин}} = 2$, т. е. упругие колебания вдвое увеличивают рабочие нагрузки передач (рис. 1.26). При наличии зазоров ($\Delta\omega_{1\text{нач}} \neq 0$) максимум нагрузок возрастает и может достигать опасных для механической прочности передач значений. Если подставить в (1.81) выражение $\varepsilon_{\text{ср}} \Omega_{12}$ и обозначить, как выше принято, $J_2/J_1 = \gamma$, коэффициент динамичности можно записать так:

$$k_{\text{дин}} = 1 + \left(1 - \frac{M_{c2}}{M_{12\text{ср}}}\right) \sqrt{1 + \frac{\gamma J_1 c_{12} \Delta\omega_{1\text{нач}}^2}{(\gamma - 1)(M_1 - M_{c1} - M_{c2})^2}}. \quad (1.82)$$

Нетрудно видеть, что динамические коэффициенты, обусловленные упругими ударами, при выборе зазоров тем больше, чем больше момент инерции ротора двигателя и жестко с ним связанных элементов J_1 и чем больше жесткость механической связи.

При $\Delta\omega_{1\text{нач}} \neq 0$ упругость передач является фактором, снижающим динамические ударные нагрузки. В этом можно убедиться, подставив в (1.82) значение $c_{12} = \infty$, — ему соответствуют бесконечно большие динамические коэффициенты, т. е. разрушающие нагрузки передач. Однако и при реальных конечных значениях c_{12} удары при выборе зазоров могут создавать недопустимые нагрузки или существенно увеличивать износ механического оборудования. В этих случаях при проектировании электропривода предусматриваются законы управления, обеспечивающие повышение плавности выбора зазоров и снижение ударных нагрузок до допустимых значений путем ограничения достигаемой при выборе зазоров скорости $\Delta\omega_{1\text{нач}}$.

Динамические колебательные процессы в среднем не влияют на длительность переходных процессов пуска, реверса и торможения электропривода. Однако они во многих случаях отрицательно сказываются на условиях выполнения технологических операций, особенно на точности работы установки. Практически всег-

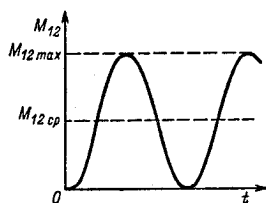


Рис. 1.26. Динамические нагрузки передач при пуске электропривода с $M_c = 0$ и $\Delta\varphi_3 = 0$

да возникающие упругие колебания увеличивают динамические нагрузки механического оборудования и ускоряют его износ, т. е. являются одним из факторов, определяющих надежность, долговечность и производительность машин.

Динамический коэффициент является важной характеристикой условий работы механического оборудования, а его значения определяются, главным образом, динамическими свойствами электропривода. При проектировании и наладке электроприводов задача уменьшения динамического коэффициента до значений, близких единице, в связи с изложенным имеет важное практическое значение. Для многих механизмов она определяет выбор структуры, настроек и параметров электропривода и при успешном решении обеспечивает увеличение срока службы механического оборудования.

Пример 1.5. Рассчитать статические и динамические нагрузки электропривода поворотного круга локомотивного депо (рис. 1.27), а также определить динамический коэффициент нагрузки передач при пуске с выбором зазора.

Данные для расчета: допустимое линейное ускорение на периферии круга $a_{\text{доп}} = 0,6 \text{ м/с}^2$; момент инерции двигателя и жестко с ним связанных элементов $J_1 = 0,35 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; передаточное число редуктора $i_p = 43,8$; КПД редуктора $\eta_p = 0,8$; приведенная к валу двигателя жесткость передач $c_{12} = 480 \text{ Н} \cdot \text{м}$; приведенный в валу двигателя зазор в передачах $\Delta\varphi_3 = 0,92 \text{ рад}$; момент инерции поворотного круга с электровозом и маневровым тепловозом $J_{\text{мех}\Sigma} = 13 \cdot 10^6 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; радиус окружности опорного рельса $R = 12 \text{ м}$; диаметр колеса $d = 0,7 \text{ м}$; момент статического сопротивления движению круга $M_{\text{мех}\Sigma} = 138\,000 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Примем допущение, что во всех режимах двухдвигательный электропривод поворотного круга может быть заменен эквивалентным

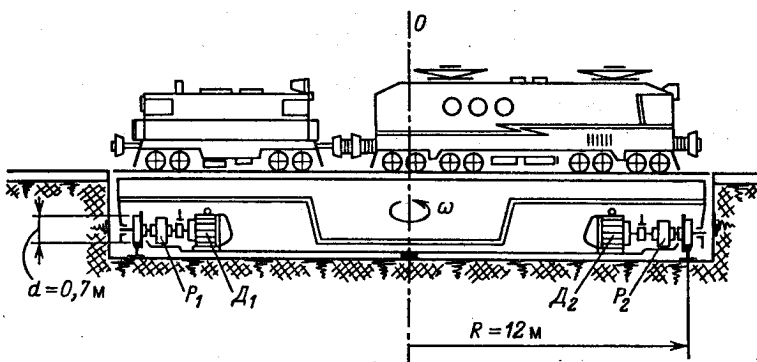


Рис. 1.27. Схема поворотного круга

одновдвигательным электроприводом. В соответствии с этим допущением в примере рассматривается один из двигателей, приводящий в движение половину поворотного круга, т. е. $J_{\text{мех}} = J_{\text{мех}\Sigma}/2 = 6,5 \cdot 10^6$ кг·м и $M_{\text{мех}} = M_{\text{мех}\Sigma}/2 = 69\,000$ Н·м.

Вначале рассчитаем нагрузку электропривода при пуске и торможении без учета упругих связей, а затем оценим динамический коэффициент нагрузки передач при пуске с выбором зазора.

Допустимое угловое ускорение поворотного круга

$$\epsilon_{\text{мех, доп}} = a_{\text{доп}}/R = 0,6/12 = 0,05 \text{ 1/с}^2.$$

Общее передаточное число

$$i_0 = 2Ri_p/d = 12 \cdot 43,8/0,35 = 1500.$$

Приведенный к валу двигателя момент инерции поворотного круга

$$J_2 = J_{\text{мех}}/i_0^2 = 6,5 \cdot 10^6/1,5^2 \cdot 10^6 = 2,89 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Соотношение масс механической части электропривода

$$\gamma = (J_1 + J_2)/J_1 = (0,35 + 2,89)/0,35 = 9,25.$$

Следовательно, данный механизм обладает большим приведенным моментом инерции: $J_2 \gg J_1$, $\gamma \gg 1$. Для таких механизмов обычно основную нагрузку передач составляет динамическая нагрузка, связанная с ускорением и замедлением масс механизма в переходных процессах, при этом для правильного учета момента потерь в передачах следует осуществлять приведение по формулам (1.27) и (1.28) полного момента нагрузки $M_{\text{мех, о}}$ включающего как статическую, так и динамическую составляющие. Для режима пуска

$$\begin{aligned} M'_{\text{пр, доп}} &= M'_{\text{мех, о}}/i_0 \eta_p = (M_{\text{мех}} + J_{\text{мех}} \epsilon_{\text{мех, доп}})/i_0 \eta_p = \\ &= (69\,000 + 6,5 \cdot 10^6 \cdot 0,05)/1500 \cdot 0,8 = 329 \text{ Н} \cdot \text{м}. \end{aligned}$$

Для режима торможения, когда направление передачи энергии через редуктор изменяется на противоположное,

$$\begin{aligned} M''_{\text{пр, доп}} &= M''_{\text{мех, о}} \eta_p / i_0 = (M_{\text{мех}} - J_{\text{мех}} \epsilon_{\text{мех, доп}}) \eta_p / i_0 = \\ &= (69\,000 - 6,5 \cdot 10^6 \cdot 0,05) \cdot 0,8 / 1500 = -136 \text{ Н} \cdot \text{м}. \end{aligned}$$

Допустимый момент двигателя при пуске (механическими потерями в двигателе пренебрегаем)

$$M_{\text{доп, п}} = J_1 \epsilon_{\text{доп}} + M'_{\text{пр, доп}} = 0,35 \cdot 75 + 329 = 26,2 + 329 = 355 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где $\epsilon_{\text{доп}} = \epsilon_{\text{мех, доп}} i_0 = 0,05 \cdot 1500 = 75 \text{ 1/с}^2$.

Допустимый момент двигателя при торможении

$$M_{\text{доп, т}} = -J_1 \epsilon_{\text{доп}} + M''_{\text{пр, доп}} = -26,2 - 136 = -162 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Момент потерь в передачах при пуске

$$\Delta M_{\text{р, п}} = M'_{\text{пр, доп}} (1 - \eta_p) = 329 (1 - 0,8) = 63,8 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Момент потерь в передачах в установившемся режиме $\epsilon_{\text{мех}} = 0$

$$\Delta M_{\text{р, уст}} = 69\,000 (1 - 0,8) / 1500 \cdot 0,8 = 11,6 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Здесь приближенно принято при разных нагрузках $\eta_p \approx \text{const}$. Сравнивая $\Delta M_{p,п}$ и $\Delta M_{p,уст}$, можно убедиться, что динамические нагрузки механизма существенно увеличивают потери в передачах.

Оценим динамический коэффициент при пуске с выбором зазора $\Delta\varphi_3$, пренебрегая потерями в передачах. Приведенный момент статической нагрузки

$$M_{c2} = 69\,000/1500 \cdot 0,8 = 57,5 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Структурная схема механической части электропривода, соответствующая двухмассовой расчетной схеме с зазором при заданных и рассчитанных выше параметрах при $M_{c1} \approx 0$, представлена на рис. 1.28. Расчет динамического коэффициента проведем по (1.82). Средняя нагрузка упругой связи при пуске (принимая $\Delta M = \Delta M_{p,п} = 0$) $M_{12cp} = M_{c2} + J_2 \varepsilon_{доп} = 57,5 + 2,89 \cdot 75 = 274 \text{ Н} \cdot \text{м}.$

Момент двигателя при пуске.

$$M_{п} = M_{c2} + (J_1 + J_2) \varepsilon_{доп} = 57,5 + (0,35 + 2,89) 75 = 300 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Ускорение при выборе зазоров

$$\varepsilon_{1в,3} = M_{п}/J_1 = 300/0,35 = 858 \text{ 1/с}^2$$

Деформация упругой связи, пропорциональная моменту M_{c2} ,

$$\Delta\varphi_{c2} = M_{c2}/c_{12} = 57,5/480 = 0,12.$$

Примем, что в период выбора $\Delta\varphi_{c2}$ ускорение остается равным $\varepsilon_{1в,3}$. Тогда начальную скорость при ударе можно определить с помощью (1.74):

$$\omega_{1нач} = \sqrt{2\varepsilon_{1в,3}(\Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_{c2})} = \sqrt{2 \cdot 858 \cdot (0,92 + 0,12)} = 42,2 \text{ 1/с}.$$

Динамический коэффициент

$$k_{дин} = 1 + \left(1 - \frac{M_{c2}}{M_{12cp}}\right) \sqrt{1 + \frac{\gamma J_1 c_{12} \Delta\omega_{1нач}^2}{(\gamma - 1)(M_{п} - M_{c2})}} =$$

$$= 1 + \left(1 - \frac{57,5}{274}\right) \sqrt{1 + \frac{9,25 \cdot 0,35 \cdot 480 \cdot 42,2^2}{(9,25 - 1)(274 - 57,5)^2}} = 3,24.$$

Таким образом, удары в передачах данного электропривода, обусловленные выбором зазоров, могут недопустимо увеличивать износ передач. Для повышения плавности выбора зазоров необходимо ограничивать ускорение вала двигателя в процессе выбора зазоров с помощью системы управления электроприводом.

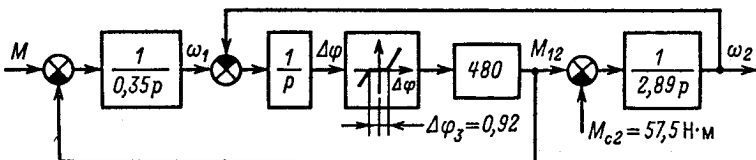


Рис. 1.28 Структурная схема механической части (к примеру 1.5)

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ

2.1. Общие сведения

В структуре электромеханической системы, представленной на рис. В.2, электромеханический преобразователь ЭМП является функциональным звеном, осуществляющим электромеханическое преобразование энергии. Его физические свойства определяют регулировочные возможности, рациональные способы управления и энергетические показатели электропривода. Поэтому в данном курсе изучению свойств электромеханических преобразователей различного типа уделяется значительное внимание. Основой для углубленного анализа их характеристик, режимов работы и особенностей взаимодействия с другими элементами электромеханической системы являются изученные в курсе электрических машин принципы действия, типы и конструкции двигателей. При этом на первый план выдвигаются вопросы динамики процессов электромеханического преобразования энергии.

Целью данной главы является закрепление полученных в предыдущих курсах навыков составления дифференциальных уравнений, описывающих динамические электромагнитные процессы, и обучение на этой основе обобщенным приемам составления математического описания процессов электромеханического преобразования энергии, используемым во всем последующем изложении. Эти методы и приемы, разработанные в теории обобщенной электрической машины [8, 12], здесь адаптированы по содержанию и форме к потребностям курса. Необходимо освоить их исходные позиции и научиться практическому использованию наиболее употребительных форм записи уравнений. Важно также правильно понять и усвоить смысл и практическое значение характеристик двигателей, используемых в теории электропривода при изучении их электромеханических свойств.

Таким образом, данная глава является вспомогательной. В ней подготавливается математическая база для анализа физических свойств двигателей и разомкнутых и замкнутых систем электропривода. Перед изучением материалов главы нужно проверить знание и при необходимости восстановить в памяти запись дифференциальных уравнений электрического равновесия, общего уравнения электромагнитного момента машины, понятия индуктивностей, взаимных индуктивностей, потокоцеплений обмоток машин и т. п.

2.2. Обобщенная электрическая машина

Электромеханический преобразователь в структуре электропривода (см. рис. В.2) представляет собой идеализированный двигатель, ротор которого не обладает механической инерцией, не подвержен воздействию момента механических потерь и

жестко связан с реальным ротором, входящим в состав механической части электропривода. Этому условию соответствует представление двигателя в виде электромеханического многополюсника, показанного на рис. 2.1. Здесь электромеханический преобразователь ЭМП имеет n пар электрических выводов, соответствующих n обмоткам двигателя, и одну пару механических выводов, на которых в результате электромеханического преобразования энергии при скорости ω развивается электромагнитный момент двигателя M .

Приложенные к обмоткам напряжения u_1, u_2, \dots, u_n связывают электромеханический преобразователь с системой управления электроприводом. Электромагнитный момент M является выходной величиной ЭМП и входной для механической части электропривода. Скорость ротора ω определяется условиями движения механической части, но при изучении процессов электромеханического преобразования энергии может рассматриваться как независимая переменная. Таким образом, механические переменные ω и M связывают электромеханический преобразователь с механической частью в единую взаимодействующую систему.

Как правило, двигатели являются многофазными электрическими машинами. Это обстоятельство осложняет математическое описание динамических процессов, так как с увеличением числа фаз возрастает число уравнений электрического равновесия и усложняются электромагнитные связи. Поэтому во всех случаях, когда это возможно, стремятся сводить анализ процессов в многофазной машине к анализу тех же процессов в эквивалентной двухфазной модели этой машины.

В теории электрических машин доказано, что любая многофазная электрическая машина с n -фазной обмоткой статора и m -фазной обмоткой ротора при условии равенства полных сопротивлений фаз статора (ротора) в динамике может быть

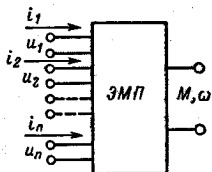


Рис. 2.1. Электромеханический многополюсник

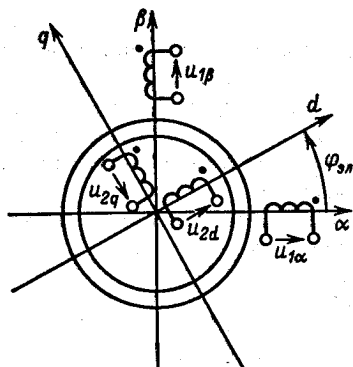


Рис. 2.2. Схема обобщенной двухполюсной машины

представлена двухфазной моделью. Возможность такой замены создает условия для получения обобщенного математического описания процессов электромеханического преобразования энергии во вращающейся электрической машине на основе рассмотрения идеализированного двухфазного электромеханического преобразователя. В специальной литературе такой преобразователь получил название *обобщенной электрической машины*.

Обобщенная электрическая машина является упрощенной моделью реальной машины. В реальной машине обмотки уложены в пазах статора и ротора, а это вызывает несинусоидальность МДС обмоток, с одной стороны, и неравномерность воздушного зазора — с другой. В обобщенной машине сосредоточенные в пазах проводники с током заменяются синусоидальными токовыми слоями, эквивалентными по МДС первым гармоникам МДС соответствующих реальных обмоток, а неравномерность зазора, обусловленная пазами, не учитывается. При анализе динамических процессов в обобщенной электрической машине, кроме того, принимается, что магнитная цепь машины не насыщается и имеет очень высокую магнитную проницаемость. Зазор явнополюсной машины принимается равномерным, а влияние явнополюсности учитывается введением переменной радиальной магнитной проницаемости:

$$\mu_{\text{рад}} = \mu - \Delta\mu = \mu - \Delta\mu_{\text{max}} \cos 2\varphi_{\text{эл}}, \quad (2.1)$$

где $\varphi_{\text{эл}} = p_n \varphi$ и φ — соответственно электрический и геометрический угол поворота ротора относительно статора, рад; p_n — число пар полюсов машины.

Как было отмечено, условием возможности приведения многофазной машины к эквивалентной двухфазной является ее симметрия, поэтому полные сопротивления обмоток фаз статора и ротора обобщенной машины равны. Напряжения питания могут быть несимметричными, при этом для анализа динамики следует пользоваться известным методом симметричных составляющих.

Здесь принимается система обозначений, которая используется во всем последующем изложении курса. Принадлежность переменной той или иной обмотке определяется индексами, которыми обозначены оси, связанные с обмотками обобщенной машины, с указанием отношения к статору (1) или ротору (2), как показано на рис. 2.2. На этом рисунке система координат, жестко связанная с неподвижным статором, обозначена α, β , с ротором — d, q .

Динамика обобщенной машины описывается четырьмя уравнениями электрического равновесия в цепях ее обмоток

и уравнением электромеханического преобразования энергии, которое выражает электромагнитный момент машины M как функцию электрических и механических координат системы.

Уравнения Кирхгофа, выраженные через потокосцепления Ψ , имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + d\Psi_{1\alpha}/dt; \\ u_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + d\Psi_{1\beta}/dt; \\ u_{2d} &= R_2 i_{2d} + d\Psi_{2d}/dt; \\ u_{2q} &= R_2 i_{2q} + d\Psi_{2q}/dt, \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

где R_1 и R_2 — активное сопротивление фазы статора и приведенное активное сопротивление фазы ротора машины.

Уравнения (2.2) однопипны, и их можно записать в обобщенной форме:

$$u_i = R_i i_i + d\Psi_i/dt, \quad (2.3)$$

где индекс i принимает значения $1\alpha, 1\beta, 2d, 2q$, соответствующие осям, с которыми связаны обмотки.

Потокосцепление каждой обмотки в общем виде определяется результирующим действием токов всех обмоток машины:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1\alpha} &= L_{1\alpha, 1\alpha} i_{1\alpha} + L_{1\alpha, 1\beta} i_{1\beta} + L_{1\alpha, 2d} i_{2d} + L_{1\alpha, 2q} i_{2q}; \\ \Psi_{1\beta} &= L_{1\beta, 1\alpha} i_{1\alpha} + L_{1\beta, 1\beta} i_{1\beta} + L_{1\beta, 2d} i_{2d} + L_{1\beta, 2q} i_{2q}; \\ \Psi_{2d} &= L_{2d, 1\alpha} i_{1\alpha} + L_{2d, 1\beta} i_{1\beta} + L_{2d, 2d} i_{2d} + L_{2d, 2q} i_{2q}; \\ \Psi_{2q} &= L_{2q, 1\alpha} i_{1\alpha} + L_{2q, 1\beta} i_{1\beta} + L_{2q, 2d} i_{2d} + L_{2q, 2q} i_{2q}. \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

В системе уравнений (2.4) для собственных и взаимных индуктивностей обмоток принято одинаковое обозначение $L_{i,j}$ с подстрочным индексом, первая часть которого $i = 1\alpha, 1\beta, 2d, 2q$ указывает, в какой обмотке наводится ЭДС, а вторая $j = 1\alpha, 1\beta, 2d, 2q$ — током какой обмотки она создается. Например, $L_{1\alpha, 1\alpha}$ — собственная индуктивность фазы α статора; $L_{1\beta, 2d}$ — взаимная индуктивность между фазой β статора и фазой d ротора и т. п.

Принятые в системе (2.4) обозначения и индексы обеспечивают однопипность всех уравнений, что позволяет прибегнуть к удобной для дальнейшего изложения обобщенной форме записи этой системы:

$$\Psi_i = \sum_{j=1\alpha}^{2q} L_{i,j} i_j. \quad (2.5)$$

При работе машины взаимное положение обмоток статора и ротора изменяется, поэтому собственные и взаимные индуктивности обмоток в общем случае являются функцией электрического угла поворота ротора $L_{ij} = f(\varphi_{эл})$. Для симметричной

неявнополюсной машины собственные индуктивности обмоток статора и ротора не зависят от положения ротора: $L_{1\alpha, 1\alpha} = L_{1\beta, 1\beta} = L_1 = \text{const}$; $L_{2d, 2d} = L_{2q, 2q} = L_2 = \text{const}$, а взаимные индуктивности между обмотками статора или ротора равны нулю: $L_{1\alpha, 1\beta} = L_{1\beta, 1\alpha} = L_{2d, 2q} = L_{2q, 2d} = 0$, так как магнитные оси этих обмоток сдвинуты в пространстве относительно друг друга на угол $\varphi_{\text{эл}} = 90^\circ$. Взаимные индуктивности обмоток статора и ротора проходят полный цикл изменений при повороте ротора на угол $\varphi_{\text{эл}} = 2\pi$, поэтому с учетом принятых на рис. 2.2 направлений токов и знака угла поворота ротора можно записать

$$\begin{aligned} L_{1\alpha, 2d} &= L_{2d, 1\alpha} = L_{12} \cos \varphi_{\text{эл}}; \\ L_{1\alpha, 2q} &= L_{2q, 1\alpha} = L_{12} \cos(\varphi_{\text{эл}} + 90^\circ) = -L_{12} \sin \varphi_{\text{эл}}; \\ L_{1\beta, 2q} &= L_{2q, 1\beta} = L_{12} \cos \varphi_{\text{эл}}; \quad L_{1\beta, 2d} = L_{2d, 1\beta} = L_{12} \sin \varphi_{\text{эл}}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Для явнополюсной машины в соответствии с принятым выше условием (2.1) собственные и взаимные индуктивности обмоток необходимо представить в виде суммы двух составляющих, одна из которых пропорциональна μ , а вторая $\Delta\mu$. Составляющие, пропорциональные μ , не имеют отличий от рассмотренных для неявнополюсной машины. Составляющие, пропорциональные $\Delta\mu$, имеют полный цикл изменения при повороте ротора на одно полюсное деление. Так как ротор предполагается гладким, то собственные индуктивности явнополюсного статора не зависят от положения ротора, а собственные индуктивности ротора изменяются в соответствии с изменениями $\Delta\mu$. При явнополюсном статоре взаимная индуктивность между обмотками ротора не равна нулю и также определяется изменениями $\Delta\mu$.

Изложенным положениям соответствуют следующие выражения для индуктивностей обобщенной явнополюсной машины:

$$\left. \begin{aligned} L_{1\alpha, 1\alpha} &= L_1 + \Delta L_1; \quad L_{1\beta, 1\beta} = L_1 - \Delta L_1; \\ L_{2d, 2d} &= L_2 + \Delta L_2 \cos 2\varphi_{\text{эл}}; \quad L_{2q, 2q} = L_2 - \Delta L_2 \cos 2\varphi_{\text{эл}}; \\ L_{1\alpha, 1\beta} &= L_{1\beta, 1\alpha} = 0; \quad L_{2d, 2q} = L_{2q, 2d} = -\Delta L_2 \sin 2\varphi_{\text{эл}}; \\ L_{1\alpha, 2d} &= L_{2d, 1\alpha} = (L_{12} + \Delta L_{12}) \cos \varphi_{\text{эл}}; \\ L_{1\alpha, 2q} &= L_{2q, 1\alpha} = -(L_{12} + \Delta L_{12}) \sin \varphi_{\text{эл}}; \\ L_{1\beta, 2d} &= L_{2d, 1\beta} = (L_{12} - \Delta L_{12}) \sin \varphi_{\text{эл}}; \\ L_{1\beta, 2q} &= L_{2q, 1\beta} = (L_{12} - \Delta L_{12}) \cos \varphi_{\text{эл}}. \end{aligned} \right\} (2.7)$$

С учетом (2.5) уравнения электрического равновесия (2.3) можно представить в виде

$$u_i = R_i i_i + \frac{d}{dt} \sum_{j=1}^{2q} L_{i,j} i_j, \quad (2.8)$$

где $L_{i,j}$ определяются (2.6) или (2.7).

Дифференциальное уравнение электромеханического преобразования энергии получим, воспользовавшись известной формулой [8]:

$$M = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \varphi} \sum_{i=1}^{2q} i_i \Psi_i = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2q} i_i \frac{\partial \Psi_i}{\partial \varphi}. \quad (2.9)$$

С помощью (2.5) электромагнитный момент машины (2.9) может быть выражен через токи обмоток:

$$M = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2q} i_i \sum_{j=1}^{2q} \frac{\partial L_{i,j}}{\partial \varphi} i_j. \quad (2.10)$$

Уравнение электромагнитного момента для неявнополюсной машины можно получить, подставив в (2.10) выражения для собственных и взаимных индуктивностей обмоток (2.6):

$$M = p_n L_{12} [(i_1 i_{2d} - i_{1d} i_2) \cos \varphi_{эл} - (i_1 i_{2q} + i_{1q} i_2) \sin \varphi_{эл}]. \quad (2.11)$$

Аналогично может быть получено с помощью (2.7) и уравнение электромагнитного момента явнополюсной машины.

2.3. Электромеханическая связь электропривода и ее характеристики

Уравнения электрического равновесия (2.8) и уравнение электромагнитного момента (2.10) представляют собой математическое описание динамических процессов преобразования энергии во вращающихся электрических машинах, записанное в общем виде и выраженное через действительные переменные двухфазной модели. Вместе (2.8) и (2.10) образуют систему из пяти уравнений, устанавливающую взаимосвязь между процессами в механической и электрической частях электромеханической системы. Проявления этой взаимосвязи в теории электропривода называются *электромеханической связью*.

Для разъяснения сути этого понятия воспользуемся уравнениями электрического равновесия (2.8). В соответствии с (2.6) и (2.7) индуктивности $L_{i,j}$ зависят от электрического угла поворота ротора $\varphi_{эл}$.

а следовательно, и от времени t . Поэтому, выполнив дифференцирование в (2.7), можно эти уравнения представить в виде

$$u_i = R_i i_i + \sum_{j=1}^{2q} L_{i,j} \frac{di_j}{dt} + \omega \sum_{j=1}^{2q} \frac{dL_{i,j}}{d\varphi} i_j, \quad (2.12)$$

где $\omega = d\varphi/dt$ — угловая скорость ротора машины.

Первый член каждого уравнения (2.12) представляет собой падение напряжения на активном сопротивлении цепи данной обмотки, второй — результирующую ЭДС самоиндукции и взаимной индукции $e_{L,i}$, вызванную изменениями токов в обмотках, а третий член отражает взаимодействие механической и электрической частей электропривода, так как представляет собой результирующую ЭДС e_i , наведенную в обмотке в результате механического движения ротора машины:

$$e_i = \omega \sum_{j=1}^{2q} \frac{dL_{i,j}}{d\varphi} i_j. \quad (2.13)$$

Наличие в (2.12) ЭДС e_i , зависящих от скорости ротора двигателя, приводит к тому, что изменения скорости, вызванные процессами в механической части, вызывают изменения токов i_i , потребляемых обмотками машины. Рассмотренное явление представляет собой электромеханическую связь в системе электропривода, благодаря которой при питании двигателя от источника напряжения существует зависимость токов силовой цепи электропривода от его скорости. Так как токи i_i благодаря электромеханической связи зависят от скорости ротора машины, то и ее электромагнитный момент, определяемый (2.10), также является функцией скорости.

Качественными и количественными характеристиками электромеханической связи, широко используемыми в теории электропривода, являются *электромеханические* и *механические характеристики*. Электромеханическими характеристиками называются характеристики $i_i = f(\omega)$ или $\omega = f(i_i)$, соответствующие статическим или конкретным динамическим режимам работы электропривода. Аналогичные характеристики $M = f(\omega)$ и $\omega = f(M)$, связывающие в этих режимах электромагнитный момент и скорость электропривода, называются *механическими характеристиками*.

Уравнения электрического равновесия (2.12) выражают математическую связь между функциями $i_i(t)$ и $\omega(t)$ в динамических процессах электромеханического преобразования энергии. Следовательно, эти уравнения представляют собой обобщенное математическое описание электромеханических характеристик двигателя во всех режимах работы. Поэтому в дальнейшем они называются *уравнениями электромеханической характеристики двигателя*.

Система уравнений, составленная из уравнений электромеханической характеристики (2.12) и электромагнитного момента (2.10), устанавливает математическую связь между функциями $M(t)$ и $\omega(t)$

во всех режимах работы, т. е. является обобщенным математическим описанием механических характеристик двигателя. В дальнейшем эти уравнения называются *уравнениями механической характеристики*.

Таким образом, уравнения (2.12) вместе с (2.10) образуют систему уравнений механической характеристики двигателя

$$\left. \begin{aligned} u_i &= R_i i_i + \sum_{j=1}^{2q} L_{i,j} \frac{di_j}{dt} + \omega \sum_{j=1}^{2q} \frac{dL_{i,j}}{d\varphi} i_j; \\ M &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{2q} i_i \sum_{j=1}^{2q} \frac{dL_{i,j}}{d\varphi} i_j \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

Все множество электромеханических и механических характеристик, определяемых (2.12) и (2.14), в зависимости от режимов работы электропривода разделяется на *динамические* и *статические* характеристики. Всем динамическим процессам соответствуют динамические электромеханические $i_i = f(\omega)$ и механические $M = f(\omega)$ характеристики, а статическим — статические. Уравнения статических характеристик получаются из общих уравнений динамики (2.12) и (2.14) путем подстановки в них условий, соответствующих статическим режимам работы.

Электромеханическая связь объединяет механическую часть электропривода и электромеханический преобразователь в единую электромеханическую систему. Действительно, благодаря наличию этой связи электромагнитный момент двигателя реагирует на процессы, протекающие в механической части, и в свою очередь оказывает влияние на эти процессы. Как следствие, электромеханическая связь определяет важные физические свойства разомкнутых и замкнутых электромеханических систем, и ее характеристики в теории электропривода являются эффективным инструментом для изучения этих свойств. Создание электроприводов, обладающих требуемыми качествами, как ниже будет показано, практически реализуется путем формирования требуемых статических и динамических механических характеристик электропривода.

2.4. Линейные преобразования уравнений механической характеристики обобщенной машины

Достоинством полученного в § 2.2 математического описания процессов электромеханического преобразования энергии является то, что в качестве независимых переменных в нем используются действительные токи обмоток обобщенной машины и действительные напряжения их питания. Такое описание динамики системы дает прямое представление о физи-

ческих процессах в системе, однако является сложным для анализа.

При решении многих задач значительное упрощение математического описания процессов электромеханического преобразования энергии достигается путем линейных преобразований исходной системы уравнений, при этом осуществляется замена действительных переменных новыми переменными при условии сохранения адекватности математического описания физическому объекту. Условие адекватности обычно формулируется в виде требования инвариантности мощности при преобразовании уравнений. Вновь вводимые переменные могут быть либо действительными, либо комплексными величинами, связанными с реальными переменными формулами преобразования, вид которых должен обеспечивать выполнение условия инвариантности мощности.

Целью преобразования всегда является то или иное упрощение исходного математического описания динамических процессов: устранение зависимости индуктивностей и взаимных индуктивностей обмоток от угла поворота ротора, возможность оперировать не синусоидально меняющимися переменными, а их амплитудами и т. п.

Вначале рассмотрим действительные преобразования, позволяющие перейти от физических переменных, определяемых системами координат, жестко связанными со статором (α, β) и с ротором (d, q), к расчетным переменным, соответствующим системе координат u, v , вращающихся в пространстве с произвольной скоростью ω_k . Для формального решения задачи представим каждую реальную обмоточную переменную — напряжение, ток, потокосцепление — в виде вектора, направление которого жестко связано с соответствующей данной обмотке осью координат, а модуль изменяется во времени в соответствии с изменениями изображаемой переменной.

На рис. 2.3 обмоточные переменные обозначены в общем виде буквой x с соответствующим индексом, отражающим принадлежность данной переменной к определенной оси координат, и показано взаимное положение в текущий момент времени осей α, β , жестко связанных со статором, осей d, q , жестко связанных с ротором, и произвольной системы ортогональных координат u, v , вращающихся относительно неподвижного статора со скоростью ω_k . Полагаются заданными реальные переменные в осях α, β (статор) и d, q (ротор), соответствующие им новые переменные в системе координат u, v можно определить как суммы проекций реальных переменных на новые оси.

Для большей наглядности графические построения, необ-

ходимые для получения формул преобразования, представлены на рис. 2.3, а и б для статора и ротора отдельно. На рис. 2.3, а показаны оси α , β , связанные с обмотками неподвижного статора, и оси u , v , повернутые относительно статора на угол $\varphi_k = \omega_k t$. Составляющие вектора x_{1u} определены как проекции векторов $x_{1\alpha}$ и $x_{1\beta}$ на ось u , составляющие вектора x_{1v} — как проекции тех же векторов на ось v . Просуммировав проекции по осям, получим формулы прямого преобразования для статорных переменных в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} x_{1u} &= x_{1\alpha} \cos \varphi_k + x_{1\beta} \sin \varphi_k; \\ x_{1v} &= -x_{1\alpha} \sin \varphi_k + x_{1\beta} \cos \varphi_k. \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

Аналогичные построения для роторных переменных представлены на рис. 2.3, б. Здесь показаны неподвижные оси α , β , повернутые относительно них на угол $\varphi_{эл}$ оси d , q , связанные с ротором машины, повернутые относительно роторных осей d и q на угол $\varphi_k - \varphi_{эл}$ оси u , v , вращающиеся со скоростью ω_k и совпадающие в каждый момент времени с осями u , v на рис. 2.3, а. Сравнивая рис. 2.3, б с рис. 2.3, а, можно установить, что проекции векторов x_{2d} и x_{2q} на u , v аналогичны проекциям статорных переменных, но в функции угла $(\varphi_k - \varphi_{эл})$. Следовательно, для роторных переменных формулы преобразования имеют вид

$$\left. \begin{aligned} x_{2u} &= x_{2d} \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}) + x_{2q} \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}); \\ x_{2v} &= -x_{2d} \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}) + x_{2q} \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}). \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

Для пояснения геометрического смысла линейных преобразований, осуществляемых по (2.15) и (2.16), на рис. 2.3 выполнены дополнительные построения. Они показывают, что

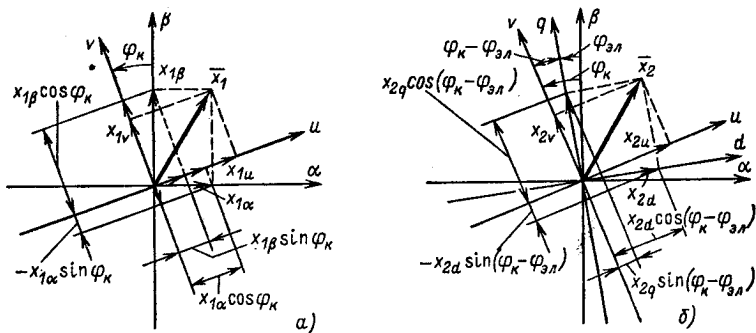


Рис. 2.3. Переменные обобщенной машины в различных системах координат

в основе преобразования лежит представление переменных обобщенной машины в виде векторов \bar{x}_1 и \bar{x}_2 . Как реальные переменные $x_{1\alpha}$ и $x_{1\beta}$ так и преобразованные x_{1u} и x_{1v} являются проекциями на соответствующие оси одного и того же результирующего вектора \bar{x}_1 . Аналогичные соотношения справедливы и для роторных переменных.

При необходимости перехода от преобразованных переменных x_{1u} , x_{1v} , x_{2u} , x_{2v} к реальным переменным обобщенной машины $x_{1\alpha}$, $x_{1\beta}$, x_{2d} , x_{2q} используются формулы обратного преобразования. Их можно получить с помощью построений, выполненных на рис. 2.4, а и б аналогично построениям на рис. 2.3, а и б:

$$\left. \begin{aligned} x_{1\alpha} &= x_{1u} \cos \varphi_k - x_{1v} \sin \varphi_k; \\ x_{1\beta} &= x_{1u} \sin \varphi_k + x_{1v} \cos \varphi_k; \\ x_{2d} &= x_{2u} \cos(\varphi_k - \varphi_{3л}) - x_{2v} \sin(\varphi_k - \varphi_{3л}); \\ x_{2q} &= x_{2u} \sin(\varphi_k - \varphi_{3л}) + x_{2v} \cos(\varphi_k - \varphi_{3л}). \end{aligned} \right\} (2.17)$$

Формулы прямого (2.15), (2.16) и обратного (2.17) преобразований координат обобщенной машины используются при построении управляющих вычислительных устройств для регулируемых электроприводов переменного тока, а также при проведении исследований, требующих более полного описания процессов в машине, чем достигаемое использованием уравнений механической характеристики обобщенной машины (2.14). Во всех случаях, когда применимы уравнения (2.14), можно непосредственно пользоваться преобразованными уравнениями механической характеристики и выражениями потоко-сцеплений. Для получения преобразованных уравнений (2.4) и

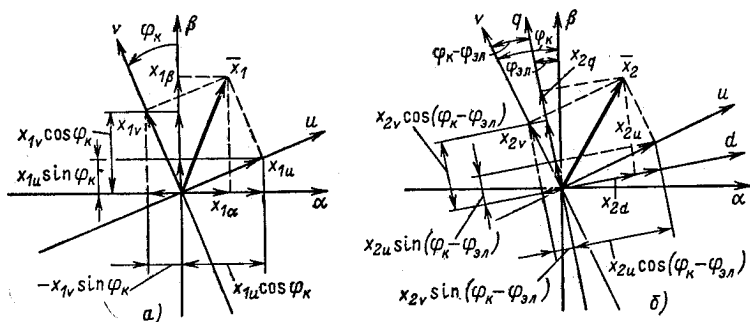


Рис. 2.4. Преобразование переменных обобщенной двухфазной электрической машины

(2.12) необходимо произвести в них замену реальных переменных с помощью формул (2.17) и выполнить преобразования полученных выражений для разделения уравнений по осям u, v .

Эти преобразования несложны, но громоздки, поэтому для пояснения их сути ограничимся преобразованием уравнений электрического равновесия для цепи статора. Подставив выражения переменных (2.17) в первые два уравнения системы (2.2), получим

$$\left. \begin{aligned} u_{1u} \cos \varphi_k - u_{1v} \sin \varphi_k &= R_1 (i_{1u} \cos \varphi_k - i_{1v} \sin \varphi_k) + \\ &+ \frac{d}{dt} (\Psi_{1u} \cos \varphi_k - \Psi_{1v} \sin \varphi_k); \\ u_{1u} \sin \varphi_k + u_{1v} \cos \varphi_k &= R_1 (i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) + \\ &+ \frac{d}{dt} (\Psi_{1u} \sin \varphi_k + \Psi_{1v} \cos \varphi_k). \end{aligned} \right\} (2.18)$$

Уравнения (2.18) содержат переменные разных осей, поэтому для выделения уравнений электрического равновесия, соответствующих обмотке каждой оси, необходимы их преобразования. С этой целью выполним предусмотренные (2.18) операции дифференцирования произведений потокосцеплений на тригонометрические функции угла φ_k , домножим первое уравнение на $\cos \varphi_k$, а второе на $\sin \varphi_k$ и произведем сложение полученных уравнений. Так как $\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k = 1$, после приведения подобных членов получим уравнение электрического равновесия для оси u . Затем домножим первое уравнение (2.18) на $-\sin \varphi_k$, а второе на $\cos \varphi_k$ и после выполнения перечисленных операций получим аналогичное уравнение для оси v . В результате таких же преобразований уравнений электрического равновесия для роторных цепей получим преобразованные к осям u, v уравнения электромеханической характеристики обобщенной машины:

$$\left. \begin{aligned} u_{1u} &= i_{1u} R_1 + \frac{d\Psi_{1u}}{dt} - \omega_k \Psi_{1v}; \\ u_{1v} &= i_{1v} R_1 + \frac{d\Psi_{1v}}{dt} + \omega_k \Psi_{1u}; \\ u_{2u} &= i_{2u} R_2 + \frac{d\Psi_{2u}}{dt} - (\omega_k - \omega_{эл}) \Psi_{2v}; \\ u_{2v} &= i_{2v} R_2 + \frac{d\Psi_{2v}}{dt} + (\omega_k - \omega_{эл}) \Psi_{2u}, \end{aligned} \right\} (2.19)$$

где $\omega_k = d\varphi_k/dt$; $\omega_{эл} = d\varphi_{эл}/dt$.

Аналогично с помощью (2.17) можно получить преобразованные уравнения потокосцеплений (2.4). Однако их можно достаточно просто записать на основе физических соображений. Переход к осям u, v соответствует переходу к взаимно неподвижным обмоткам, вращающимся со скоростью ω_k (рис. 2.5). Рассматривая этот рисунок, можно определить искомые соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1u} &= L_1 i_{1u} + L_{12} i_{2u}; & \Psi_{1v} &= L_1 i_{1v} + L_{12} i_{2v}; \\ \Psi_{2u} &= L_{12} i_{1u} + L_2 i_{2u}; & \Psi_{2v} &= L_{12} i_{1v} + L_2 i_{2v}. \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Таким образом, потокосцепление каждой обмотки в системе координат u, v определяется собственной индуктивностью L_1 или L_2 и взаимной индуктивностью L_{12} с другой обмоткой, расположенной на той же оси. Взаимодействие с токами других обмотк отсутствует, так как их оси сдвинуты на электрический угол, равный 90° .

С помощью уравнений (2.20) можно при необходимости в уравнениях электромеханической характеристики (2.19) исключить потокосцепления, выразив их через токи обмоток.

Проверим, выполняется ли при данном координатном преобразовании уравнений обобщенной машины требование инвариантности мощности. Для упрощения записи примем $u_{2d} = u_{2q} = 0$. Тогда вся мощность поступает в машину со стороны статора:

$$Q_1 = u_{1\alpha} i_{1\alpha} + u_{1\beta} i_{1\beta} \quad (2.21)$$

Произведем в (2.21) замену переменных с помощью формул (2.17) и получим

$$\begin{aligned} Q_1 &= (u_{1u} \cos \varphi_k - u_{1v} \sin \varphi_k) (i_{1u} \cos \varphi_k - i_{1v} \sin \varphi_k) + \\ &+ (u_{1u} \sin \varphi_k + u_{1v} \cos \varphi_k) (i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) = \\ &= u_{1u} i_{1u} (\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k) + u_{1v} i_{1v} (\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k) = \\ &= u_{1u} i_{1u} + u_{1v} i_{1v}. \end{aligned}$$

Таким образом, условие инвариантности мощности при рассмотренном преобразовании переменных выполняется. Воспользуемся формулами преобразования для получения удобных для использования выражений электромагнитного момента

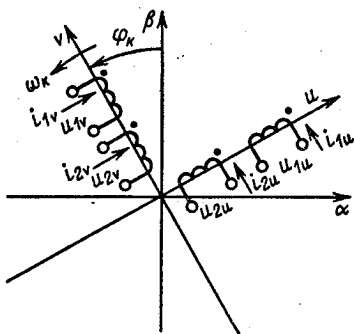


Рис. 2.5. Схема обобщенной машины в осях u, v

двигателя. Для неявнополюсной машины уравнение момента получим, заменив в (2.11) реальные переменные на преобразованные по формулам (2.17):

$$\begin{aligned}
 M = p_n L_{12} \cos \varphi_{\text{эл}} \{ & (i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) [i_{2u} \cos (\varphi_k - \varphi_{\text{эл}}) - \\
 & - i_{2v} \sin (\varphi_k - \varphi_{\text{эл}})] - (i_{1u} \cos \varphi_k - i_{1v} \sin \varphi_k) [i_{2u} \sin (\varphi_k - \varphi_{\text{эл}}) + \\
 & + i_{2v} \cos (\varphi_k - \varphi_{\text{эл}})] \} - p_n L_{12} \sin \varphi_{\text{эл}} \{ (i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) \times \\
 & \times [i_{2u} \sin (\varphi_k - \varphi_{\text{эл}}) + i_{2v} \cos (\varphi_k - \varphi_{\text{эл}})] + (i_{1u} \cos \varphi_k - \\
 & - i_{1v} \sin \varphi_k) [i_{2u} \cos (\varphi_k - \varphi_{\text{эл}}) - i_{2v} \sin (\varphi_k - \varphi_{\text{эл}})] \} = \\
 & = p_n L_{12} (i_{1v} i_{2u} - i_{1u} i_{2v}). \quad (2.22)
 \end{aligned}$$

В результате преобразований (2.22) с учетом (2.20) можно получить следующие формулы для определения электромагнитного момента обобщенной машины:

$$M = p_n (\Psi_{1u} i_{1v} - \Psi_{1v} i_{1u}); \quad (2.23)$$

$$M = \frac{p_n L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} (\Psi_{1v} \Psi_{2u} - \Psi_{1u} \Psi_{2v}). \quad (2.24)$$

В справедливости формул (2.23) и (2.24) можно убедиться, выразив с помощью (2.20) потокосцепления через токи. Таким путем после преобразований все эти формулы приводятся к полученной выше формуле (2.22).

Объединив уравнения электромеханической характеристики (2.19) с уравнением электромагнитного момента (2.22), получим математическое описание механических характеристик двигателя в осях u, v :

$$\left. \begin{aligned}
 u_{1u} &= i_{1u} R_1 + \frac{d\Psi_{1u}}{dt} - \omega_k \Psi_{1v}; \\
 u_{1v} &= i_{1v} R_1 + \frac{d\Psi_{1v}}{dt} + \omega_k \Psi_{1u}; \\
 u_{2u} &= i_{2u} R_2 + \frac{d\Psi_{2u}}{dt} - (\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2v}; \\
 u_{2v} &= i_{2v} R_2 + \frac{d\Psi_{2v}}{dt} + (\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2u}; \\
 M &= p_n L_{12} (i_{1v} i_{2u} - i_{1u} i_{2v}).
 \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

Рассматривая эти уравнения, можно убедиться, что переход к модели со взаимно неподвижными обмотками существенно упрощает математическое описание динамических процессов электромеханического преобразования энергии. Коэффи-

коэффициенты взаимной индукции и потокосцепления взаимно неподвижных обмоток (2.20) становятся независимыми от механической координаты, а движение реальных обмоток и вращение координатных осей учитываются в уравнениях электрического равновесия введением дополнительных ЭДС вращения. Значительно упрощается уравнение электромагнитного момента двигателя, в котором устраняется непосредственная зависимость от угла $\varphi_{эл}$ и электромеханическая связь проявляется посредством зависимости токов и потокосцеплений обмоток от скорости двигателя.

Построения на рис. 2.3 свидетельствуют о возможности представления переменных обобщенной машины в комплексной форме и перехода к записи уравнений относительно результирующих векторов. Напряжения, токи потокосцепления в (2.19) и (2.22) являются проекциями результирующих векторов, изображающих соответствующие величины, на ортогональные оси координат u, v . Если ось u принять за действительную, а ось v — за мнимую, оси плоскости комплексного переменного, изображающие векторы, можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_1 &= \Psi_{1u} + j\Psi_{1v}; & \bar{\Psi}_2 &= \Psi_{2u} + j\Psi_{2v}; \\ \bar{i}_1 &= i_{1u} + ji_{1v}; & \bar{i}_2 &= i_{2u} + ji_{2v}; \\ \bar{u}_1 &= u_{1u} + ju_{1v}; & \bar{u}_2 &= u_{2u} + ju_{2v}. \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

Уравнения (2.19) при комплексной записи изображающих векторов для оси u представляют собой действительную часть соответствующих комплексных уравнений статора и ротора, а для оси v — мнимую. Этому условию отвечают следующие уравнения динамической механической характеристики в комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_1; \\ \bar{u}_2 &= \bar{i}_2 R_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_k - \omega_{эл}) \bar{\Psi}_2; \\ M &= p_n L_{12} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2^*); \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

где \bar{i}_2^* — величина, комплексно-сопряженная величине \bar{i}_2 .

Векторы потокосцеплений могут быть выражены через результирующие векторы токов статора \bar{i}_1 и ротора \bar{i}_2 :

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2; \quad \bar{\Psi}_2 = L_{12} \bar{i}_1 + L_2 \bar{i}_2. \quad (2.28)$$

Подставив (2.28) в (2.27), получим уравнения механической характеристики, выраженные через векторы результирующих токов статора и ротора:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= R_1 \bar{i}_1 + (p + j\omega_k)(L_{11} \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2); \\ \bar{u}_2 &= R_2 \bar{i}_2 + [p + j(\omega_k - \omega_{\text{эл}})](L_{12} \bar{i}_1 + L_{22} \bar{i}_2); \\ M &= p_n L_{12} \text{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2^*), \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

где $p = d/dt$.

Комплексное преобразование при $\omega_{\text{эл}} = \text{const}$ дает возможность аналитическим путем исследовать зависимость момента машины от времени при электромагнитном переходном процессе и в дальнейшем изложении будет для этой цели использовано.

Рассмотренные вещественное и комплексное преобразования уравнений механической характеристики обобщенной машины в значительной степени облегчают анализ динамических режимов электропривода и во многих случаях позволяют при моделировании на ЭВМ вместо реальных переменных токов и напряжений обмоток оперировать соответствующими им после преобразования постоянными величинами. Этого в ряде случаев удается достигнуть удачным выбором угловой скорости координатных осей u, v . На практике широко используются следующие варианты выбора этой скорости.

Выбор $\omega_k = 0$ обеспечивает преобразование реальных переменных ротора, выраженных в осях d, q к неподвижным осям α, β , связанным со статором машины. Уравнения электро-механической характеристики в осях α, β имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= i_{1\alpha} R_1 + d\Psi_{1\alpha}/dt; \\ u_{1\beta} &= i_{1\beta} R_1 + d\Psi_{1\beta}/dt; \\ u_{2\alpha} &= i_{2\alpha} R_2 + d\Psi_{2\alpha}/dt + \omega_{\text{эл}} \Psi_{2\beta}; \\ u_{2\beta} &= i_{2\beta} R_2 + d\Psi_{2\beta}/dt - \omega_{\text{эл}} \Psi_{2\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

При преобразовании α, β напряжения и токи обмоток машины остаются переменными, но имеют одинаковую частоту, равную частоте тока статора.

Выбор $\omega_k = \omega_{\text{эл}}$ соответствует преобразованию реальных переменных машины к осям d, q , жестко связанным с ротором машины. Уравнения электро-механической характеристики в осях d, q принимают вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1d} &= i_{1d} R_1 + d\Psi_{1d}/dt - \omega_{\text{эл}} \Psi_{1q}; \\ u_{1q} &= i_{1q} R_1 + d\Psi_{1q}/dt + \omega_{\text{эл}} \Psi_{1d}; \\ u_{2d} &= i_{2d} R_2 + d\Psi_{2d}/dt; \\ u_{2q} &= i_{2q} R_2 + d\Psi_{2q}/dt. \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

Здесь также напряжения и токи являются переменными, но имеют как в роторной, так и в статорной обмотках частоту $\omega_{2\lambda} = \omega_{0\lambda} - \omega_{\lambda}$, т. е. частоту тока ротора. В синхронных машинах в статических режимах работы $\omega_{0\lambda} = \omega_{\lambda}$, поэтому использование уравнений (2.31) позволяет оперировать соотношениями, аналогичными постоянному току, как показано для следующего варианта.

Если положить $\omega_k = \omega_{0\lambda}$, можно осуществить преобразование x, y — выражение всех переменных системы в осях x, y , вращающихся с синхронной скоростью поля машины, при этом уравнения электромеханической характеристики записываются так:

$$\begin{aligned} u_{1x} &= i_{1x}R_1 + d\Psi_{1x}/dt - \omega_{0\lambda}\Psi_{1y}; \\ u_{1y} &= i_{1y}R_1 + d\Psi_{1y}/dt + \omega_{0\lambda}\Psi_{1x}; \\ u_{2x} &= i_{2x}R_2 + d\Psi_{2x}/dt - (\omega_{0\lambda} - \omega_{\lambda})\Psi_{2y}; \\ u_{2y} &= i_{2y}R_2 + d\Psi_{2y}/dt + (\omega_{0\lambda} - \omega_{\lambda})\Psi_{2x}. \end{aligned}$$

Пусть при этом к реальным обмоткам статора приложена симметричная двухфазная система напряжений:

$$u_{1\alpha} = U_{1\max} \cos \omega_{0\lambda}t; \quad u_{1\beta} = U_{1\max} \sin \omega_{0\lambda}t.$$

С помощью формул прямого преобразования (2.15), положив $\omega_k = \omega_{0\lambda}$ и $\varphi_k = \omega_{0\lambda}t$, преобразуем напряжения $u_{1\alpha}, u_{1\beta}$ в соответствующие им напряжения u_{1x}, u_{1y} :

$$\begin{aligned} u_{1x} &= U_{1\max} \cos^2 \omega_{0\lambda}t + U_{1\max} \sin^2 \omega_{0\lambda}t = U_{1\max}; \\ u_{1y} &= -U_{1\max} \cos \omega_{0\lambda}t \sin \omega_{0\lambda}t + U_{1\max} \sin \omega_{0\lambda}t \cos \omega_{0\lambda}t = 0. \end{aligned}$$

Таким образом, в синхронно вращающихся осях x, y реальные переменные напряжения, приложенные к обмоткам статора, при принятой начальной фазе преобразуются в постоянное напряжение $U_{1\max} = \text{const}$, приложенное к обмотке, расположенной по оси x . Этот результат имеет физический смысл: вращающееся магнитное поле, создаваемое при неподвижных обмотках статора токами, вызванными напряжениями $u_{1\alpha}, u_{1\beta}$, при переходе к обмоткам, вращающимся со скоростью поля, может быть создано только постоянным напряжением $U_{1\max}$. Во многих случаях при исследованиях динамики машин переменного тока возможность замены синусоидальных переменных постоянными, достигаемая преобразованием к соответствующим осям координат, существенно упрощает моделирование и анализ его результатов.

2.5. Фазные преобразования переменных

Из изложенного следует, что рассмотренное линейное преобразование переменных обобщенной машины имеет вполне определенный физический смысл. Переменные токи обмоток фаз обобщенной машины сдвинуты на электрический угол, равный 90° . На такой же пространственный угол смещены геометрические оси обмоток фаз, поэтому результирующая МДС вращается относительно создающих ее обмоток со скоростью, пропорциональной частоте тока.

Мгновенное положение вектора результирующей МДС определяется геометрической суммой векторов МДС соответствующих обмоток, поэтому токи этих обмоток можно рассматривать как проекции вектора результирующей МДС на их оси. Как следует из рассмотрения рис. 2.3, один и тот же вектор результирующей МДС может быть создан парами как неподвижных, так и вращающихся обмоток. Формулы преобразования токов и устанавливают взаимосвязь между проекциями результирующего вектора тока на соответствующие оси α , β , d , q или u , v .

Математическое описание механических характеристик получено для двухфазной модели машины. Реальные двигатели переменного тока чаще всего имеют трехфазную обмотку статора, поэтому возникает необходимость преобразования переменных трехфазной машины к переменным двухфазной модели и наоборот. Основой для такого преобразования может служить рассмотренный физический смысл координатных преобразований. Действительно, один и тот же результирующий вектор МДС может быть создан как двухфазной, так и трехфазной обмоткой, поэтому для получения формул двухфазно-трехфазных преобразований можно использовать тот же принцип, что и для получения формул координатных преобразований.

Итак, возникает задача преобразования реальных переменных x_{1a} , x_{1b} , x_{1c} статора трехфазной машины к ортогональной системе координат α , β , т. е. к реальным переменным статора эквивалентной двухфазной машины. Решение этой задачи существенно осложняется в связи с необходимостью перехода от объекта с тремя фазами к обобщенной модели с двумя фазами, так как разница в числе фаз затрудняет выполнение условия инвариантности мощности. Учитывая это, представим реальные переменные трехфазной машины в виде векторов и будем полагать, что преобразованные переменные в осях α , β не равны, а пропорциональны сумме проекций реальных переменных x_{1a} , x_{1b} , x_{1c} на оси α , β . На основа-

нии построения, показанного на рис. 2.6, а, можно записать

$$\left. \begin{aligned} x_{1\alpha} &= k_c \left(x_{1a} - \frac{1}{2} x_{1b} - \frac{1}{2} x_{1c} \right); \\ x_{1\beta} &= k_c \left(\frac{\sqrt{3}}{2} x_{1b} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1c} \right), \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

где k_c — согласующий коэффициент пропорциональности, выбор которого должен осуществляться из условия инвариантности мощности.

Рассмотрим наиболее распространенный в практике случай, когда переменные трехфазной машины подчиняются условию

$$x_{1a} + x_{1b} + x_{1c} = 0. \quad (2.33)$$

С учетом (2.33) уравнения (2.32) преобразуются к виду

$$x_{1\alpha} = \frac{3}{2} k_c x_{1a}; \quad x_{1\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} k_c (x_{1b} - x_{1c}). \quad (2.34)$$

Переменные x_{2d} , x_{2q} для роторной цепи машины также определяются (2.33) и (2.34) при соответствующей замене индексов.

Формулы обратного преобразования можно получить аналогично с помощью рис. 2.6, б:

$$\left. \begin{aligned} x_{1a} &= k_c x_{1\alpha}; \\ x_{1b} &= k_c \left(-\frac{1}{2} x_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1\beta} \right); \\ x_{1c} &= k_c \left(-\frac{1}{2} x_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1\beta} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

При выполнении условия (2.33) третье уравнение системы (2.35) может быть получено с помощью первых двух, так как $x_{1c} = -(x_{1a} + x_{1b})$. Для определения согласующего коэффици-

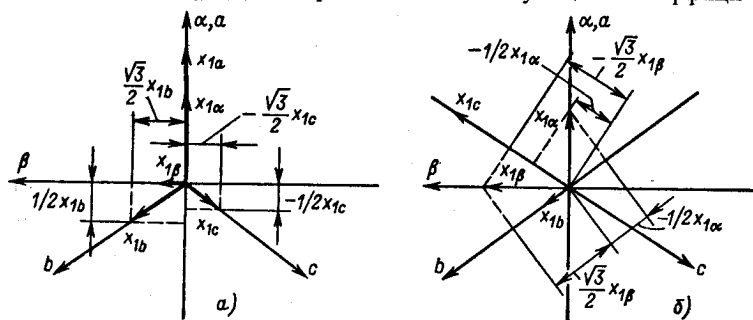


Рис. 2.6. Схемы преобразования переменных трехфазной машины

ента k_c , обеспечивающего выполнение условия инвариантности мощности при преобразовании переменных, выразим с помощью (2.35) суммарную мгновенную мощность, потребляемую обмотками статора трехфазной машины через переменные эквивалентной двухфазной машины:

$$\begin{aligned}
 u_{1a}i_{1a} + u_{1b}i_{1b} + u_{1c}i_{1c} &= (k_c u_{1\alpha}) (k_c i_{1\alpha}) + \\
 &+ \left[k_c \left(-\frac{1}{2} u_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{1\beta} \right) \right] \left[k_c \left(-\frac{1}{2} i_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{1\beta} \right) \right] + \\
 &+ \left[k_c \left(-\frac{1}{2} u_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{1\beta} \right) \right] \left[k_c \left(-\frac{1}{2} i_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{1\beta} \right) \right] = \\
 &= k_c^2 \left(\frac{3}{2} u_{1\alpha} i_{1\alpha} + \frac{3}{2} u_{1\beta} i_{1\beta} \right).
 \end{aligned}$$

Следовательно, для выполнения условия инвариантности мощности согласующий коэффициент должен иметь значение $k_c = \sqrt{2/3}$, при этом

$$u_{1a}i_{1a} + u_{1b}i_{1b} + u_{1c}i_{1c} = u_{1\alpha}i_{1\alpha} + u_{1\beta}i_{1\beta}.$$

В более общем случае $x_{1a} + x_{1b} + x_{1c} \neq 0$, и тогда приходится считаться с наличием переменных нулевой последовательности x_0 . В соответствии с [12] формулы прямого и обратного преобразования для этих условий имеют вид

$$\left. \begin{aligned}
 x_{1\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_{1a} - \frac{1}{2} x_{1b} - \frac{1}{2} x_{1c} \right); \\
 x_{1\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} x_{1b} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1c} \right); \\
 x_{10} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} x_{1a} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{1b} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{1c} \right);
 \end{aligned} \right\} \quad (2.36)$$

$$\left. \begin{aligned}
 x_{1a} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_{1\alpha} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{10} \right); \\
 x_{1b} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} x_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1\beta} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{10} \right); \\
 x_{1c} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} x_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1\beta} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{10} \right).
 \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

Практически необходимость использования формул преобразования (2.36) и (2.37) возникает при строгом анализе несимметричных режимов работы симметричной трехфазной машины. При этом следует иметь в виду, что токи нулевой

последовательности не влияют на момент, развиваемый двигателем, поэтому в большинстве случаев влияние переменных нулевой последовательности на динамику электромеханических систем может не учитываться.

При необходимости установления количественной связи между переменными трехфазной машины и ее двухфазной модели в статических режимах достаточно воспользоваться одним уравнением из систем (2.34) или (2.36). Для этого необходимо изображающий вектор переменной \bar{x}_1 совместить с осью α модели и с совпадающей с ней осью a реальной машины, при этом $x_{1\beta} = 0$ и связь между амплитудами переменных определяется первыми уравнениями систем (2.34) и (2.35):

$$x_{1\max(2\phi)} = \frac{3}{2} k_c x_{1\max(3\phi)}; \quad x_{1\max(3\phi)} = k_c x_{1\max(2\phi)},$$

где $x_{1\max(2\phi)}$ и $x_{1\max(3\phi)}$ — амплитуды соответственно переменной двухфазной модели и трехфазной реальной машины.

2.6. Структура и характеристики линейризованного электромеханического преобразователя

Уравнения механической характеристики двигателя (2.25) с помощью выражений для потокосцеплений (2.20) можно представить в виде (здесь $p = d/dt$)

$$\begin{aligned} u_{1u} &= (R_1 + pL_1)i_{1u} + pL_{12}i_{2u} - L_1\omega_k i_{1v} - L_{12}\omega_k i_{2v}; \\ u_{1v} &= (R_1 + pL_1)i_{1v} + pL_{12}i_{2v} + L_1\omega_k i_{1u} + L_{12}\omega_k i_{2u}; \\ u_{2u} &= (R_2 + pL_2)i_{2u} + pL_{12}i_{1u} - L_{12}(\omega_k - \omega_{эл})i_{1v} - L_2(\omega_k - \omega_{эл})i_{2v}; \\ u_{2v} &= (R_2 + pL_2)i_{2v} + pL_{12}i_{1v} + L_{12}(\omega_k - \omega_{эл})i_{1u} + L_2(\omega_k - \omega_{эл})i_{2u}; \\ M &= p_n L_{12} (i_{1v}i_{2u} - i_{1u}i_{2v}). \end{aligned} \tag{2.38}$$

Уравнениям (2.38) соответствует структура преобразователя, представленная на рис. 2.7. Здесь напряжения u_{1u} , u_{1v} , u_{2u} , u_{2v} есть преобразованные управляющие воздействия, связывающие двигатель с системой управления. Значение скорости ω вводится в структуру электромеханического преобразователя из структурной схемы механической части электропривода и отражает реальную электромеханическую связь, в результате которой развиваемый двигателем момент M зависит от условий движения механической части. Выходом структурной схемы преобразователя является электромагнитный момент M , который для механической части (см. гл. 1) представляет собой управляющее воздействие.

Анализ структуры на рис. 2.7 показывает, что преобразование уравнений механической характеристики к осям u, v существенно упрощает математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии, однако оно остается достаточно сложным в связи с нелинейностью основных связей. Нелинейности вида произведений переменных $\omega_{\text{оп}} i_i$ и $i_i i_j$ практически исключают возможность получения аналитических решений, удобных для изучения динамических свойств преобразователя. Поэтому уравнения (2.38) и их выражения через другие переменные используются при исследовании динамики электромеханических систем с помощью ЭВМ.

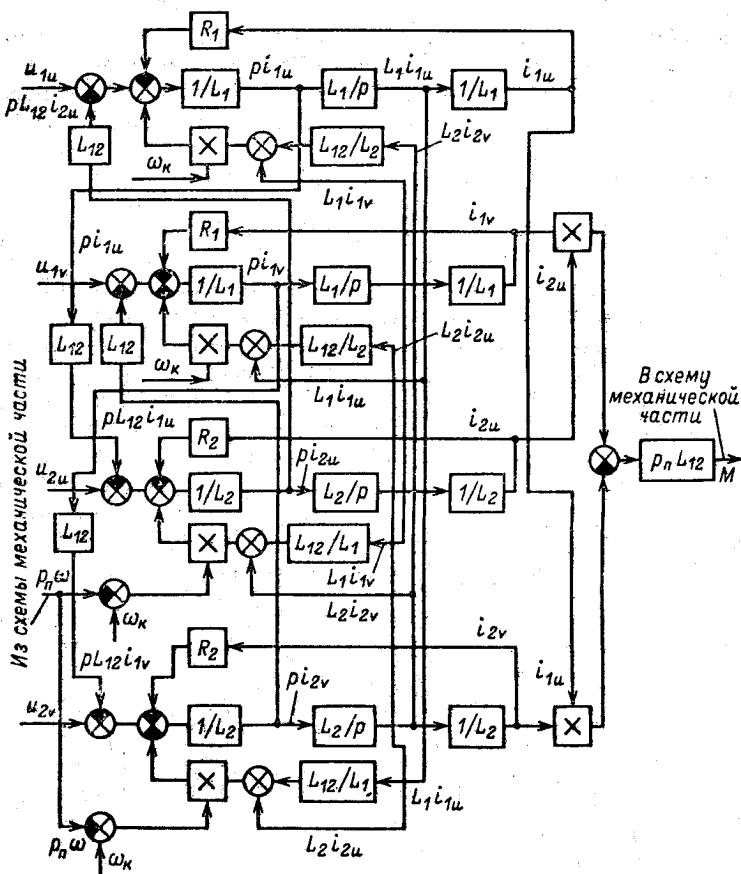


Рис. 2.7. Структурная схема, соответствующая записи уравнений динамической механической характеристики в осях u, v

При изучении динамических свойств электромеханических преобразователей и систем электропривода используется общий прием исследования нелинейных систем — линеаризация уравнений механической характеристики. С этой целью система уравнений преобразуется к одному нелинейному уравнению, связывающему момент и скорость машины в динамических процессах, и осуществляется разложение этого уравнения в ряд Тэйлора в окрестности точки статического равновесия. В результате преобразований линеаризованное уравнение механической характеристики приводится к виду

$$a(p)\omega(p) + b(p)M(p) = c(p)u(p), \quad (2.39)$$

где $\omega(p)$, $M(p)$, $u(p)$ — изображения по Карсону механических переменных и управляющего воздействия; $a(p)$, $b(p)$, $c(p)$ — операторные коэффициенты при соответствующих переменных.

Для получения структурной схемы линеаризованного преобразователя, аналогичной исходной схеме рис. 2.7, необходимо решить уравнение (2.39) относительно момента:

$$M(p) = \frac{c(p)}{b(p)} \left[u(p) - \frac{a(p)}{c(p)} \omega(p) \right]. \quad (2.40)$$

Уравнение (2.40) устанавливает аналитическую связь между электромагнитным моментом машины $M(p)$, угловой скоростью ротора $\omega(p)$ и управляющим воздействием $u(p)$. Структура линеаризованного электромеханического преобразователя, соответствующая уравнению механической характеристики (2.39), представлена на рис. 2.8, а. Сравнивая рис. 2.7 и 2.8, а, можно наглядно представить, в какой степени упрощается анализ динамических свойств преобразователя при линеаризации.

Если решить уравнение (2.39) относительно скорости

$$\omega(p) = \frac{c(p)}{a(p)} u(p) - \frac{b(p)}{a(p)} M(p),$$

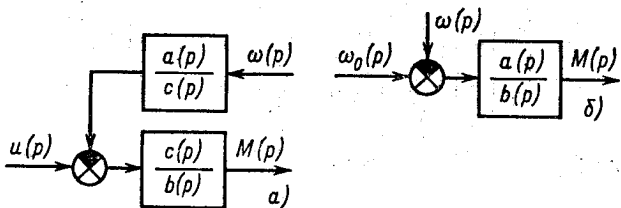


Рис. 2.8. Структуры линеаризованного ЭМП

можно установить, что при идеальном холостом ходе двигателя, когда $M(p) = 0$,

$$\omega(p) = \omega_0(p) = \frac{c(p)}{a(p)} u(p). \quad (2.41)$$

Известно, что скорость идеального холостого хода для машин постоянного тока определяется приложенным напряжением $u_a(p)$, а для машин переменного тока — частотой приложенной системы напряжений, которой пропорциональна угловая скорость поля. Поэтому в наиболее общем виде уравнение механической характеристики линейризованного электромеханического преобразователя может быть представлено так:

$$M(p) = \frac{a(p)}{b(p)} [\omega_0(p) - \omega(p)]. \quad (2.42)$$

Уравнению (2.42) соответствует структурная схема рис. 2.8, б. Эта структура показывает, что изменения скорости электропривода для электромеханического преобразователя являются возмущениями, определяющими изменения электромагнитного момента при данном управляющем воздействии. Передаточная функция электромеханического преобразователя по возмущению называется *динамической жесткостью механической характеристики*:

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -a(p)/b(p). \quad (2.43)$$

Динамическая жесткость механической характеристики (2.43) позволяет анализировать реакцию электромеханического преобразователя на изменения скорости во всех режимах работы на основе частотного метода теории автоматического управления. Уравнение АФХ динамической жесткости

$$\beta_{\text{дин}}(j\Omega) = -a(j\Omega)/b(j\Omega) \quad (2.44)$$

определяет зависимость модуля динамической жесткости от частоты колебаний Ω

$$|\beta_{\text{дин}}(j\Omega)| = \frac{\Delta M_{\text{max}}}{\Delta \omega_{\text{max}}}(\Omega) \quad (2.45)$$

и сдвиг по фазе между колебаниями момента и скорости $\psi_{\beta}(\Omega)$.

Статическому режиму работы ($p = 0$) электромеханического преобразователя соответствует модуль статической жесткости

$$\beta = |\beta_{\text{дин}}(0)| = \Delta M / \Delta \omega = a(0)/b(0), \quad (2.46)$$

а фаза $\psi_{\beta}(0) = -\pi$. В этом можно убедиться, записав (2.42) для статического режима ($p = 0$):

$$M = \frac{a(0)}{b(0)} (\omega_0 - \omega). \quad (2.47)$$

Продифференцировав (2.47) по скорости, получим

$$\beta_{ст} = dM/d\omega = -a(0)/b(0) = -\beta. \quad (2.48)$$

Модуль статической жесткости механических характеристик электропривода β показывает, как изменяется момент двигателя при изменениях скорости, обусловленных изменениями статической нагрузки в механической части электропривода. В теории электропривода этот показатель имеет весьма важное значение, так как требования к жесткости механических характеристик в различных режимах работы определяются технологическими требованиями к электроприводу со стороны приводимой в движение машины. Частотные характеристики динамической жесткости (2.43) позволяют оценивать, в какой полосе частот для анализа режимов работы электропривода можно пользоваться статическими механическими характеристиками. Кроме того, они характеризуют точность поддержания установленных значений скорости или момента в динамических процессах работы электропривода.

Механические и частотные характеристики динамической жесткости в дальнейшем изложении используются в качестве основного инструмента для анализа электромеханических свойств различных двигателей и систем электропривода.

2.7. Режимы преобразования энергии и ограничения, накладываемые на их протекание

Режимы работы электромеханического преобразователя, возможные с точки зрения направления потоков энергии, представлены на рис. 2.9.

Процессам преобразования электрической энергии в механическую, т. е. *двигательному режиму* преобразователя, соответствуют направления потоков мощности, показанные на рис. 2.9, а. При этом поступающая из сети электрическая мощность P_c в основном преобразуется в механическую $P_{мех}$ и частично теряется в виде теплоты в активных сопротивлениях и стали машины.

Электрическая машина обратима, поэтому, если подвести к ее валу механическую мощность $P_{мех}$, она может работать *генератором электрической энергии параллельно с сетью*, отдавая в сеть мощность $-P_c$. При этом часть поступающей в машину механической мощности также теряется в виде тепловых потерь ΔP_T (рис. 2.9, б). Этот тормозной режим работы двигателя параллельно с сетью иногда называют *режимом рекуперативного торможения*.

На рис. 2.9, в показан режим работы преобразователя, при котором машина потребляет мощность как из сети, так и с вала, причем вся поступающая в машину энергия преобразуется в теплоту. Такой режим работы называется *генераторным режимом последовательно с сетью или режимом торможения противовключением*.

Режим работы двигателя *автономным генератором* (не связанным с сетью) представлен схемой на рис. 2.9, г. В этом режиме, называемом режимом *динамического торможения*, подводимая к валу механическая мощность преобразуется в электрическую и затем выделяется в виде теплоты в сопротивлениях силовых цепей и стали машины.

На рис. 2.9, д показаны статические механические характеристики двигателя, соответствующие двум направлениям вращения его ротора. В первом и третьем квадрантах механическая мощность $P_{\text{мех}} = M\omega$ положительна — эти квадранты соответствуют двигательным режимам работы электромеханического преобразователя. Во втором и четвертом квадрантах мощность $P_{\text{мех}}$ отрицательна, эти квадранты определяют область тормозных режимов работы преобразователя.

Процессы электромеханического преобразования энергии сопровождаются неизбежными потерями энергии в активных сопротивлениях обмоток машин, в стали магнитопроводов, а также механическими потерями. Энергия потерь выделяется в виде теплоты в соответствующих элементах двигателя и вызывает его нагревание. Известно, что потери энергии в двигателе можно представить в виде суммы постоянных и переменных потерь. Постоянные потери ΔP_c от момента, развиваемого двигателем и соответственно от токов, протекающих

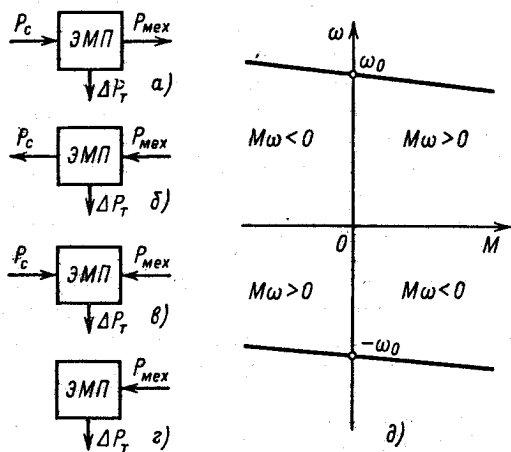


Рис. 2.9. Основные режимы преобразования энергии

по его силовым обмоткам, практически не зависят. Переменные потери ΔP_v представляют собой потери в активных сопротивлениях силовых цепей, которые пропорциональны квадрату тока I , протекающего по этим сопротивлениям. Следовательно,

$$\Delta P = \Delta P_c + \Delta P_v = \Delta P_c + kI^2. \quad (2.49)$$

Увеличение количества полезной энергии, вырабатываемой двигателем в единицу времени, влечет за собой увеличение потребляемого из сети тока и соответствующее возрастание переменных и суммарных потерь. Поэтому при возрастании полезной нагрузки двигателя увеличивается количество теплоты, выделяемое в его массе в единицу времени, что вызывает повышение температуры его частей. Чем больше вырабатываемая двигателем полезная мощность, тем больше температура, до которой нагреваются его детали в процессе работы. Максимально допустимая температура двигателя ограничивается максимально допустимой температурой его элемента, наиболее чувствительного к превышению температуры. До настоящего времени таким элементом является изоляция обмоток, для которой допустимая температура ниже, чем для других частей машины, а превышение допустимой температуры вызывает резкое ускорение старения изоляции.

Изложенные положения определяют важнейшее ограничение, накладываемое на процессы электромеханического преобразования энергии, — ограничение по нагреву двигателя. Полезная мощность, развиваемая двигателем, потребляемый из сети ток, электромагнитный момент двигателя не должны достигать значений, при которых рабочая температура двигателя может превысить допустимую. Допустимая по нагреву нагрузка двигателя называется его *номинальной нагрузкой* и указывается в паспортных и каталожных данных. Таким образом, номинальная нагрузка — это такая нагрузка двигателя, при которой двигатель, работая в номинальном режиме (продолжительном, повторно-кратковременном или др., см. гл. 9), нагревается до допустимой температуры. К числу номинальных данных двигателя относятся номинальная мощность на валу $P_{ном}$, номинальный ток $I_{ном}$, номинальные напряжения питания обмоток $U_{ном}$ и частота $f_{ном}$, номинальная скорость $\omega_{ном}$ (обычно указывается частота вращения n , об/мин). Для двигателей переменного тока в число номинальных данных включаются КПД $\eta_{ном}$ и коэффициент мощности $\cos \varphi_{ном}$. Для двигателей постоянного тока номинальный КПД определяется:

$$\eta_{ном} = \frac{P_{ном}}{U_{ном} I_{ном}} 100 \%$$

Вследствие тепловой инерции кратковременные перегрузки, например, в процессе пуска при достаточно малой продолжительности, не могут вызвать заметного изменения температуры частей двигателя. Поэтому ограничения, накладываемые нагревом, не исключают возможности кратковременного превышения номинальной нагрузки двигателя, допустимое значение которого определяется так называемой *перегрузочной способностью двигателя*:

$$\lambda = M_{\text{доп}}/M_{\text{ном}}; \lambda_I = I_{\text{доп}}/I_{\text{ном}}$$

где $M_{\text{доп}}$, $I_{\text{доп}}$ — максимально допустимый момент и ток двигателя при кратковременной перегрузке.

Перегрузочная способность двигателя ограничивается различными причинами. Для двигателей постоянного тока это ограничение является наиболее жестким, так как связано с условиями коммутации тока якоря коллектором. Известно, что перегрузка этой машины по току приводит к возрастанию искрения под щетками. При недопустимо большом токе искрение достигает опасных размеров, при которых возможно перекрытие коллектора дугой, — так называемый круговой огонь на коллекторе, который обычно выводит машину из строя. Наибольшее значение тока, при котором обеспечивается удовлетворительная коммутация, и ограничивает предельно допустимое значение момента двигателя $M_{\text{доп}}$.

Условия коммутации тока на коллекторе машин постоянного тока накладывают дополнительное ограничение на режимы преобразования энергии в машинах постоянного тока. Искрение на коллекторе зависит не только от тока якоря, но и от скорости его изменения во времени, так как при быстрых изменениях тока имеет место отставание потока дополнительных полюсов от тока якоря вследствие электромагнитной инерции и наличия вихревых токов. Поэтому при работе машины постоянного тока должно выполняться условие $di_{\text{я}}/dt \leq (di_{\text{я}}/dt)_{\text{доп}}$, где $(di_{\text{я}}/dt)_{\text{доп}}$ — максимально допустимая по условиям коммутации скорость изменения тока якоря. Соответственно должна быть ограничена и максимальная скорость изменения момента двигателя.

Для бесколлекторных машин переменного тока допустимы значительно большие перегрузки по току силовых цепей, чем для машин с коллекторами. При этом значения $M_{\text{доп}}$ обычно ограничиваются наибольшим моментом, который машина способна развить при номинальном напряжении сети и номинальном возбуждении, если таковое имеется. Обычно при оценке $M_{\text{доп}}$ следует учитывать допустимое по нормам снижение напряжения сети относительно его номинального значения.

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ДВИГАТЕЛЕЙ

3.1. Общие сведения

Наиболее широкое применение в электроприводе промышленных установок находят двигатели постоянного тока с независимым, смешанным и последовательным возбуждением, а также асинхронные и синхронные двигатели переменного тока.

Двигатели постоянного тока используются в электроприводе механизмов, требующих по технологическим условиям регулирования скорости. При этом двигатели со смешанным и последовательным возбуждением, как правило, применяются в разомкнутых системах электропривода. Двигатели с независимым возбуждением в настоящее время являются основой замкнутых систем регулируемого электропривода и наиболее широко используются в массовых тиристорных электроприводах постоянного тока.

Асинхронные короткозамкнутые и синхронные двигатели имеют основное применение в массовых нерегулируемых электроприводах. Благодаря конструктивной простоте и меньшей металлоемкости подавляющее число нерегулируемых электроприводов малой и средней мощности выполняется на базе асинхронных короткозамкнутых двигателей. В нерегулируемых электроприводах средней и особенно большой мощности применяются синхронные двигатели, которые рассчитываются на работу с опережающим $\cos\phi$ и могут служить источником реактивной мощности для питающихся от той же сети асинхронных двигателей и тиристорных электроприводов постоянного тока. Асинхронные двигатели с фазным ротором применяются в электроприводах механизмов, требующих регулирования скорости, либо при необходимости ограничения пусковых токов, потребляемых из сети электроприводом.

Проектирование, наладка и эксплуатация электроприводов требуют глубоких знаний свойств электрических машин с позиций их использования в электроприводе. Поэтому задачей данной главы является закрепление и развитие представлений об общих физических свойствах двигателей, полученных в курсе электрических машин, и изучение их особенностей и характеристик как объектов управления в системах электропривода. В соответствии со схемой рис. В.2 здесь изучаются свойства идеализированных электромеханических преобразователей, вырабатывающих электромагнитный момент M при скорости ω , определяемой движением механической части и рассматриваемой как независимая механическая координата. Влияние момента инерции ротора двигателя $J_{дв}$ и момента механических потерь на валу ΔM , входящих в соответствии с рис. В.2 в механическую часть электропривода, на движение электропривода уже было рассмотрено в гл. 1.

В результате изучения материалов данной главы студенты должны знать и уметь использовать в практических целях математическое

описание динамических процессов преобразования энергии в различных двигателях, их статические характеристики, оценки влияния различных параметров, структурные схемы и частотные характеристики электромеханических преобразователей различного типа.

Необходимо научиться правильно оценивать влияние электромагнитной инерции на процессы преобразования энергии, уметь определять границы, в которых для оценки динамических свойств двигателей можно пользоваться их статическими характеристиками. Следует обратить внимание на количественные оценки электромагнитной инерционности двигателей постоянного и переменного тока с учетом насыщения магнитной цепи машины. Сравнительные оценки быстроты действия электромеханического преобразователя с независимым возбуждением по каналам управления якорной цепью и цепью возбуждения, а также асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источников напряжения и тока имеют важное практическое значение.

Для облегчения понимания и усвоения материала перед изучением данной главы необходимо повторить ряд основополагающих вопросов из курса электрических машин. К их числу относятся устройство машин постоянного и переменного тока и назначение их основных элементов, статические механические характеристики, понятие реакции якоря и условий коммутации токов на коллекторе машины постоянного тока, представления о магнитном поле машины при холостом ходе и под нагрузкой и об основных его характеристиках. Полезно запомнить ряд основных соотношений, таких, как выражения ЭДС вращения и электромагнитного момента машины, схемы замещения и векторные диаграммы машин переменного тока, частотные характеристики аperiodического звена, изученные в курсе теории автоматического управления.

Изучение свойств электромеханических преобразователей осуществляется на основе анализа статических и динамических механических характеристик, определяющих зависимость электромагнитного момента двигателя от напряжения или частоты, скорости ротора и параметров электрических цепей. Для правильного понимания режимов преобразования энергии необходимо использовать знания, полученные в разделе «Механика электропривода». В частности, в соответствии с основным уравнением движения (1.42) в статических режимах работы при $M_c = \text{const}$ электромагнитный момент машины равен моменту нагрузки электропривода $M = M_c$. Следовательно, в статических режимах работы механическую характеристику двигателя можно рассматривать как зависимость скорости электропривода от момента статической нагрузки его механической части. В динамических режимах $M \neq M_c$, поэтому подобная интерпретация смысла механической характеристики недопустима.

В процессе изучения данной главы необходимо научиться рассчитывать параметры двигателей и их статические характеристики, а также составлять структурные схемы электромеханических преобразователей. Эти навыки должны быть получены на практических занятиях и при выполнении курсовой работы. Необходимые рекомендации, расчетные соотношения и методы изложены в примерах.

3.2. Математическое описание процессов преобразования энергии в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением

Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением имеет обмотку якоря и обмотку возбуждения, которые в общем случае получают питание от независимых источников постоянного тока. Необходимым условием непрерывного процесса электромеханического преобразования энергии является протекание переменных токов хотя бы по части обмоток машины. Выполнение этого условия в машине постоянного тока обеспечивается работой коллектора, коммутирующего постоянный ток, поступающий в якорную обмотку со стороны источника питания, с частотой $\omega_{эл}$ равной электрической скорости ротора. Таким образом, с точки зрения внутренних процессов двигателя постоянного тока является машиной переменного тока и уравнения, описывающие его механическую характеристику, являются частным случаем обобщенного математического описания процессов электромеханического преобразования энергии, полученного в гл. 2.

Модели двигателя постоянного тока соответствует включение обмоток двухфазной обобщенной машины по схеме, показанной на рис. 3.1, а. Здесь обмотка статора по оси β включена на постоянное напряжение u_{β} , а обмотка по оси α пока не используется. Обмотки фаз $2d$ и $2q$ ротора питаются переменными токами i_{2d} и i_{2q} от преобразователя частоты ПЧ, осуществляющего коммутацию токов i_{2d} и i_{2q} в функции угла поворота ротора $\varphi_{эл}$ с частотой $\omega_{эл}$. Если в качестве ПЧ используется механический коммутатор — коллектор машины, то схема на рис. 3.1, а представляет собой модель двигателя постоянного тока. В случае когда в качестве ПЧ используется вентильный преобразователь частоты, коммутируемый датчиком углового положения ротора ДУ, эта же схема является схемой модели вентильного двигателя. Поэтому анализ электромеханических свойств двигателей постоянного тока в пределах допущений, лежащих в основе общей модели, справедлив и для вентильного двигателя на базе синхронной машины, получающего питание от мощной сети постоянного тока.

В рассматриваемой модели МДС статора создается постоянным током возбуждения $i_{\beta} = i_{1\beta}$, поэтому она ориентирована по оси β и неподвижна в пространстве. Соответственно и МДС ротора при вращении ротора со скоростью ω должна быть неподвижна относительно статора, а это воз-

можно при условии, что МДС ротора вращается относительно статора против его вращения со скоростью $-\omega$. Для выполнения данного условия необходимо, чтобы обмотки фаз ротора обтекались переменными токами i_{2d} и i_{2q} , изменяющимися с частотой $\omega_{эл}$ по закону

$$i_{2d} = i_a \cos \omega_{эл} t; \quad i_{2q} = -i_a \sin \omega_{эл} t.$$

Магнитодвижущая сила ротора в этом случае будет вращаться относительно статора со скоростью $-\omega$ в соответствии с выбранным чередованием фаз, оставаясь неподвижной относительно статора.

Так как поле неподвижно относительно статора, для получения математического описания динамических процессов преобразования энергии в двигателе постоянного тока целесообразно использовать преобразование $\alpha, \beta, d, q \rightarrow \alpha, \beta$ ($\omega_k = 0$). Осуществим с помощью формул (2.16) преобразование токов i_{2d} и i_{2q} к осям α, β :

$$i_{2\alpha} = i_a \cos^2 \omega_{эл} t + i_a \sin^2 \omega_{эл} t = i_a;$$

$$i_{2\beta} = i_a \cos \omega_{эл} t \sin \omega_{эл} t - i_a \sin \omega_{эл} t \cos \omega_{эл} t = 0.$$

Следовательно, в осях α, β действительным переменным токам обмотки ротора эквивалентна одна якорная обмотка, обтекаемая постоянным током i_a и создающая поле, неподвижное в пространстве и направленное по оси α , совпадающей с осью щеток двигателя. В реальной машине по оси щеток направлены также МДС обмоток дополнительных полю-

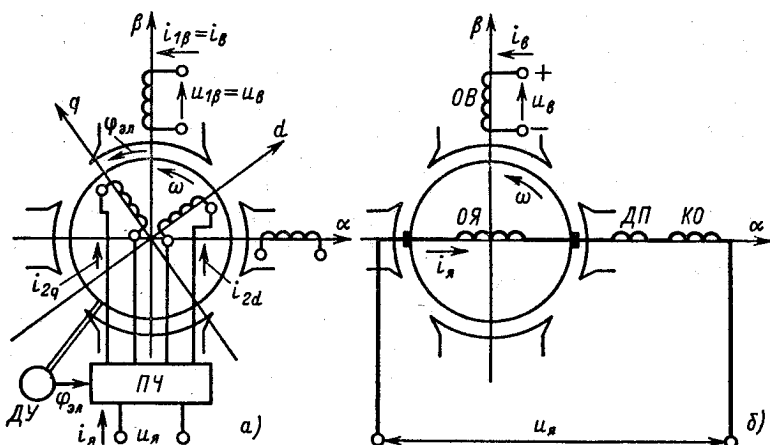


Рис. 3.1. Двухфазная модель двигателя постоянного тока

сов ДП и компенсационной обмотки КО, с учетом которых схема модели двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в осях α , β представлена на рис. 3.1, б.

Для получения уравнений динамической механической характеристики двигателя постоянного тока можно непосредственно воспользоваться преобразованными уравнениями обобщенной машины в осях α , β :

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= i_{1\alpha}R_1 + d\Psi_{1\alpha}/dt; \\ u_{1\beta} &= i_{1\beta}R_1 + d\Psi_{1\beta}/dt; \\ u_{2\alpha} &= i_{2\alpha}R_2 + d\Psi_{2\alpha}/dt + \omega_{эл}\Psi_{2\beta}; \\ u_{2\beta} &= i_{2\beta}R_2 + d\Psi_{2\beta}/dt - \omega_{эл}\Psi_{2\alpha}; \\ M &= p_n L_{12}(i_{1\beta}i_{2\alpha} - i_{1\alpha}i_{2\beta}). \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

В соответствии с рис. 3.1, б в (3.1) можно принять

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= 0; \quad u_{1\beta} = u_b; \quad i_{1\alpha} = 0; \quad i_{1\beta} = i_b; \quad i_{2\alpha} = i_a; \quad i_{2\beta} = 0; \\ u_{2\alpha} &= u_a; \quad u_{2\beta} = 0; \quad R_1 = R_b; \quad R_2 = R_{a\Sigma}. \end{aligned}$$

Показанные на рис. 3.1, б обмотки машины, расположенные на статоре по оси α , непосредственно в процессе электро-механического преобразования энергии не участвуют. Обмотка ДП обтекается током якоря и обеспечивает вблизи оси щеток α , т. е. в зоне, где осуществляется коммутация тока в проводниках обмотки якоря, магнитное поле такого направления и значения, при котором процессы коммутации протекают наиболее благоприятно. Компенсационная обмотка КО является распределенной обмоткой, закладываемой в пазы на главных полюсах аналогично якорной обмотке. Вследствие протекания по ней тока якорной цепи она создает МДС, компенсирующую МДС реакции якоря по поперечной оси α . В машинах без компенсационной обмотки эта реакция якоря искажает форму поля под главными полюсами и в связи с насыщением магнитопровода создает размагничивающую продольную составляющую. Благодаря действию КО влияние поперечной реакции якоря на поле главных полюсов существенно уменьшается. С учетом сказанного можно выразить потокосцепления обмоток через токи:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1\beta} &= L_{1\beta}i_{1\beta} + L_{12}i_{2\beta} = L_b i_b; \\ \Psi_{2\alpha} &= L_{12}i_{1\alpha} + L_{2\alpha}i_{2\alpha} = L_{a\Sigma}i_a; \\ \Psi_{2\beta} &= L_{12}i_{1\beta} + L_{2\beta}i_{2\beta} = L_{12}i_b. \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Здесь L_b — полная индуктивность обмотки возбуждения, а $L_{a\Sigma}$ — суммарная индуктивность рассеяния обмоток ЯО, ДП и КО, так как основная МДС обмотки ЯО по оси α компен-

сируется МДС компенсационной обмотки. Соответственно сопротивление $R_{я\Sigma}$ включает в себя все сопротивления обмоток якорной цепи двигателя. С учетом введенных обозначений и (3.2) система уравнений (3.1) запишется в виде

$$\left. \begin{aligned} u_b &= i_b R_b + L_b di_b/dt; \\ u_{я} &= i_{я} R_{я\Sigma} + L_{я\Sigma} di_{я}/dt + \omega_{эл} L_{12} i_b; \\ M &= p_{п} L_{12} i_b i_{я}. \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

Нетрудно видеть, что первые два уравнения полученной системы представляют собой уравнения Кирхгофа для цепей возбуждения и якоря машины, причем последний член уравнения для цепи якоря есть ЭДС двигателя:

$$e = \omega_{эл} L_{12} i_b = p_{п} L_{12} i_b \omega = k \Phi \omega, \quad (3.4)$$

где $k = p_{п} N / 2la$ — конструктивный коэффициент; N — число активных проводников; a — число параллельных ветвей якорной обмотки.

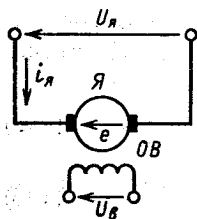
Момент в (3.3) с учетом (3.4) определяется соотношением

$$M = p_{п} L_{12} i_b i_{я} = k \Phi i_{я}. \quad (3.5)$$

Следовательно, для записи уравнений механической характеристики двигателя постоянного тока можно, как это принято, непосредственно использовать схему его цепей на постоянном токе, приведенную на рис. 3.2. На этой схеме и в дальнейшем изложении вспомогательные обмотки ДП и КО не показываются, а их сопротивления и индуктивности рассеяния учитываются в $R_{я\Sigma}$ и $L_{я\Sigma}$. Получение уравнений (3.3) из уравнений обобщенной машины, выполненное здесь, имеет целью показать универсальные возможности методики описания динамических процессов преобразования энергии, изложенной в гл. 2.

С учетом (3.4) и (3.5) систему (3.3) можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} u_b &= i_b R_b + L_b di_b/dt; \\ u_{я} &= i_{я} R_{я\Sigma} + L_{я\Sigma} di_{я}/dt + k \Phi \omega; \\ M &= k \Phi i_{я}. \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$



Математическое описание механической характеристики двигателя постоянного тока (3.6) при переменном потоке нелинейно в связи с тем, что ЭДС двигателя e и

Рис. 3.2. Естественная схема включения двигателя с независимым возбуждением

электромагнитный момент M пропорциональны произведениям потока соответственно на скорость и ток якоря. Во многих случаях двигатель с независимым возбуждением работает при постоянном потоке $\Phi = \text{const}$, при этом уравнения механической характеристики линеаризуются и после преобразований математическое описание динамических процессов преобразования энергии в двигателе с независимым возбуждением представляется в виде следующего уравнения механической характеристики:

$$\omega = \frac{u_{\text{я}}}{k\Phi} - \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k^2\Phi^2} M - \frac{L_{\text{я}\Sigma}}{k^2\Phi^2} \frac{dM}{dt}. \quad (3.7)$$

Подстановка $M = k\Phi i_{\text{я}}$ в (3.7) дает уравнение электромеханической характеристики:

$$\omega = \frac{u_{\text{я}}}{k\Phi} - \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k\Phi} i_{\text{я}} - \frac{L_{\text{я}\Sigma}}{k\Phi} \frac{di_{\text{я}}}{dt}. \quad (3.8)$$

Как частный результат полученного математического описания могут быть определены уравнения статических электро-механической и механической характеристик двигателя. При постоянном потоке уравнения этих характеристик с помощью (3.7) и (3.8) при $dM/dt = di_{\text{я}}/dt = 0$ записываются в виде

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{k\Phi} - \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k\Phi} I_{\text{я}}; \quad (3.9)$$

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{k\Phi} - \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k^2\Phi^2} M. \quad (3.10)$$

Рассматривая полученные уравнения, можно заключить, что при $\Phi = \text{const}$ электро-механическая и механическая характеристики двигателя с независимым возбуждением линейны. Поэтому положение каждой характеристики может быть охарактеризовано двумя точками: точкой идеального холостого хода, в которой $I_{\text{я}} = 0$; $M = 0$, и точкой короткого замыкания, в которой $\omega = 0$. В соответствии с (3.9) и (3.10) первой из них соответствует скорость идеального холостого хода:

$$\omega_0 = U_{\text{я}}/k\Phi. \quad (3.11)$$

Второй соответствуют момент $M_{\text{кз}}$ и ток $I_{\text{кз}}$ короткого замыкания. Их можно определить, решив (3.9) и (3.10) относительно тока и момента:

$$I_{\text{я}} = \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}\Sigma}} - \frac{k\Phi}{R_{\text{я}\Sigma}} \omega; \quad (3.12)$$

$$M = k\Phi \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}\Sigma}} - \frac{k^2\Phi^2}{R_{\text{я}\Sigma}} \omega. \quad (3.13)$$

Положим в этих уравнениях $\omega = 0$, получим

$$I_{к,з} = \frac{U_{я}}{R_{я\Sigma}}; M_{к,з} = k\Phi \frac{U_{я}}{R_{я\Sigma}} = k\Phi I_{к,з}. \quad (3.14)$$

Важным показателем электромеханических свойств двигателя является модуль статической жесткости механической характеристики $\beta_{ст}$. Зависимость $\beta_{ст}$ от параметров двигателя получим, продифференцировав в соответствии с (2.48) уравнение (3.13) по скорости:

$$\beta_{ст} = dM/d\omega = -k^2\Phi^2/R_{я\Sigma}. \quad (3.15)$$

Следовательно, модуль статической жесткости определяется соотношением

$$\beta = k^2\Phi^2/R_{я\Sigma}. \quad (3.16)$$

С помощью (3.11) и (3.16) уравнение статической механической характеристики двигателя с независимым возбуждением может быть записано в следующих формах:

$$M = \beta(\omega_0 - \omega); \quad (3.17)$$

$$\omega = \omega_0 - M/\beta; \quad (3.18)$$

$$M = M_{к,з} - \beta\omega, \quad (3.19)$$

где $M_{к,з} = \beta\omega_0$.

Уравнение электромеханической характеристики с учетом (3.11) и (3.14) может иметь следующие формы записи:

$$\omega = \omega_0 - \frac{R_{я}}{k\Phi} I_{я}; \quad (3.20)$$

$$I_{я} = I_{к,з} - \frac{k\Phi}{R_{я\Sigma}} \omega. \quad (3.21)$$

3.3. Естественные характеристики двигателя с независимым возбуждением

Электрический двигатель проектируется и изготавливается для определенного расчетного режима, называемого номинальным режимом работы (см. гл. 9). Этот режим реализуется в естественной схеме включения, которая для двигателя с независимым возбуждением приведена на рис. 3.2. Она соответствует отсутствию добавочных сопротивлений в якорной цепи и номинальным значениям напряжения $U_{я} = U_{ном}$ и потока $\Phi = \Phi_{ном}$. Электромеханическая и механическая статические

характеристики двигателя, соответствующие этим условиям работы, называются *естественными характеристиками*:

$$\omega = \omega_{0\text{ном}} - (R_{я\Sigma}/c) I_{я}; \quad (3.22)$$

$$\omega = \omega_{0\text{ном}} - M/\beta_c, \quad (3.23)$$

где $\omega_{0\text{ном}}$ — скорость идеального холостого хода при работе на естественной характеристике; β_c — модуль статической жесткости естественной механической характеристики; c — коэффициент ЭДС и момента при номинальном потоке.

Естественная механическая характеристика двигателя дает основные представления об электромеханических свойствах двигателя. Она определяет его рабочую — номинальную — скорость и показывает, как изменяется скорость электропривода при изменениях нагрузки в статических режимах работы. Чем выше модуль жесткости естественной характеристики β_c , тем более стабильна скорость электропривода при широких пределах изменения его нагрузки, и напротив, при малой жесткости механической характеристики изменения рабочей скорости механизма при изменениях нагрузки могут быть значительными.

Другой оценкой стабильности рабочей скорости электропривода при различных нагрузках является *статизм* механической характеристики двигателя. Количественной оценкой статизма может служить *номинальный перепад скорости* $\Delta\omega_{\text{ном}} = \omega_{0\text{ном}} - \omega_{\text{ном}}$, соответствующий изменению момента двигателя от $M = 0$ до $M = M_{\text{ном}}$. Его значения связаны с модулем жесткости механической характеристики соотношением, определяемым из (3.18):

$$\Delta\omega_{\text{ном}} = M_{\text{ном}}/\beta_c. \quad (3.24)$$

Таким образом, статизм механической характеристики обратно пропорционален модулю ее жесткости. Для получения необходимых представлений о реальных жесткостях естественных механических характеристик различных двигателей с независимым возбуждением необходимо записать уравнение механической характеристики в относительных единицах.

В качестве базисных величин обычно принимаются $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$, $\Phi_{\text{ном}}$; $R_{\text{ном}} = U_{\text{ном}}/I_{\text{ном}}$; $\omega_{0\text{ном}}$; $M_{\text{ном}}$, при этом уравнения (3.9) и (3.10) в относительных единицах имеют следующий вид:

$$\omega_* = \omega_{0*} - \frac{R_{я\Sigma*}}{\Phi_*} I_{я*}; \quad (3.25)$$

$$\omega_* = \omega_{0*} - \frac{R_{я\Sigma*}}{\Phi_*^2} M_*, \quad (3.26)$$

здесь $\omega_* = \omega/\omega_{0\text{ном}}$; $\omega_{0*} = \omega_0/\omega_{0\text{ном}}$; $R_{\Sigma*} = R_{\Sigma}/R_{\text{ном}}$; $\Phi_* = \Phi/\Phi_{\text{ном}}$; $I_{я*} = I_{я}/I_{\text{ном}}$; $M_* = M/M_{\text{ном}}$.

Уравнения естественных электромеханической и механической характеристик в относительных единицах могут быть получены с помощью (3.25) и (3.26) при $\Phi_* = 1$ и $\omega_{0*} = 1$:

$$\omega_* = 1 - R_{я*} I_{я*}; \quad (3.27)$$

$$\omega_* = 1 - R_{я*} M_*; \quad (3.28)$$

Так как при $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$ $M_* = I_{я*}$, уравнения (3.27) и (3.28) идентичны и естественные электромеханическая и механическая характеристики в относительных единицах совпадают (рис. 3.3, а). Номинальный перепад скорости на естественной характеристике $\Delta\omega_{\text{ном}}$ в относительных единицах, как это следует из (3.27), равен относительному сопротивлению якоря $R_{я*}$. Относительный ток короткого замыкания обратно пропорционален $R_{я*}$:

$$I_{к,з*} = I_{к,з}/I_{\text{ном}} = U_{\text{ном}}/R_{я} I_{\text{ном}} = 1/R_{я*}. \quad (3.29)$$

Собственное сопротивление якорной цепи $R_{я} \ll R_{\text{ном}}$, поэтому ток короткого замыкания на естественной характеристике у двигателей средней и большой мощности превышает номинальный в 10–20 раз. Он значительно превосходит ток $I_{я, \text{доп}}$, допустимый по условиям коммутации, и лежит далеко за пределами показанного на рис. 3.3, а рабочего участка естественной механической характеристики. Перегрузочная способность двигателей с независимым возбуждением нормального исполнения обычно лежит в пределах $\lambda = M_{\text{доп}}/M_{\text{ном}} = 2 \div 2,5$ и для компенсированных двигателей совпадает с кратностью допустимой по условиям коммутации перегрузки по току.

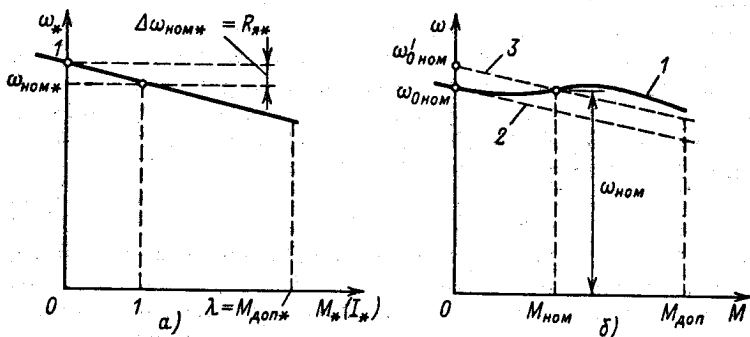


Рис. 3.3. Естественные характеристики компенсированных (а) и некомпенсированных (б) двигателей постоянного тока с независимым возбуждением

Благодаря малости относительного сопротивления якорной цепи номинальный перепад скорости на естественной характеристике для двигателей средней и большой мощности составляет несколько процентов скорости идеального холостого хода и уменьшается с возрастанием мощности двигателя. Соответственно жесткость механической характеристики при этом возрастает обратно пропорционально сопротивлению:

$$\beta_e = M_{к,з,ном} / \omega_{0ном} = M_{ном} / \omega_{0ном} R_{я*}$$

Относительный перепад скорости $\Delta\omega_{ном*}$ для двигателей большой мощности весьма мал и лежит в пределах $\Delta\omega_{ном*} = 0,015 \div 0,03$. Двигатели небольшой мощности имеют на порядок больший статизм естественной механической характеристики, причем форма их характеристик отличается от показанной на рис. 3.3, а.

Уравнение (3.22) с достаточной точностью описывает механические характеристики двигателей с независимым возбуждением, имеющих компенсационную обмотку. Все двигатели малой мощности и значительная часть двигателей средней мощности не имеют компенсационной обмотки, поэтому для них уравнение (3.22) описывает механические характеристики приближенно.

Для некомпенсированных двигателей форма механической характеристики отклоняется от показанной на рис. 3.3, а в связи с действием продольной составляющей поперечной реакции якоря. Эта составляющая при $U_b = \text{const}$ вызывает уменьшение потока двигателя Φ по мере роста тока якоря в нелинейной зависимости. Рассматривая уравнение механической характеристики (3.10), можно установить, что такое влияние реакции якоря подобно нелинейной положительной обратной связи по току, так как при увеличении тока якоря увеличивается расчетное значение скорости идеального холостого хода. При малых токах якоря действие реакции якоря проявляется слабо и $k\Phi \approx \text{const}$. В этой зоне, соответствующей $I_a < I_{ном}$, реальная естественная характеристика двигателя имеет примерно постоянную жесткость:

$$\beta_{e0} = k^2 \Phi_0^2 / R_{я\Sigma}, \quad (3.30)$$

где Φ_0 — поток двигателя в режиме идеального холостого хода.

В номинальном режиме работы ($I_a = I_{ном}$) реакция якоря может заметно снижать поток двигателя, поэтому обычно $\Phi_{ном} < \Phi_0$, а жесткость механической характеристики не определяется (3.16), так как существенное влияние на изменения скорости при изменениях тока и момента двигателя оказывают изменения ω_0 . Номинальный перепад скорости при этом мень-

ше, чем у компенсированной машины того же типа, в связи с тем, что $\Phi_{\text{ном}} < \Phi_0$:

$$\Delta\omega_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{ном}}}{k\Phi_0} - \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}}R_{\text{я}}}{k\Phi_{\text{ном}}} \quad (3.31)$$

Соотношение (3.31) можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\text{ном}} &= \Delta\omega'_{\text{ном}} \left(\frac{1}{R_{\text{я*}}} - \frac{1}{R_{\text{я*}}} \frac{\Phi_0}{\Phi_{\text{ном}}} + \frac{\Phi_0}{\Phi_{\text{ном}}} \right) = \\ &= (\Delta\omega'_{\text{ном}}/R_{\text{я*}}) [1 - \Phi_{0*} (1 - R_{\text{я*}})], \end{aligned} \quad (3.32)$$

где $\Delta\omega'_{\text{ном}} = I_{\text{ном}}R_{\text{я}}/k\Phi_0$ — номинальный перепад скорости компенсированной машины.

Если в (3.32) ввести номинальный перепад потока $\Delta\Phi'_{\text{ном*}}$, то она примет вид

$$\Delta\omega_{\text{ном}} = \Delta\omega'_{\text{ном}} (\Phi_{0*} - \Delta\Phi'_{\text{ном*}}/R_{\text{я*}}). \quad (3.33)$$

Формула (3.33) показывает, что реакция якоря уменьшает номинальный перепад скорости в тем большей степени, чем относительно меньше сопротивление якорной цепи.

В области перегрузок ($I_{\text{я}} > I_{\text{ном}}$) размагничивающее действие реакции якоря возрастает и увеличение первого члена в уравнении (3.9) может превышать возрастание его второго члена, обусловленного падением напряжения на $R_{\text{я}}$. Следовательно, в механической характеристике некомпенсированных двигателей могут быть участки, где $\beta_{\text{ст}} = dM/d\omega > 0$. При дальнейшем увеличении тока якоря и момента двигателя определяющим вновь становится возрастание падения напряжения в цепи якоря и жесткость механической характеристики становится отрицательной.

Проведенный анализ позволяет представить форму реальной механической естественной характеристики некомпенсированных двигателей с независимым возбуждением, как показано на рис. 3.3, б (кривая 1). Здесь же показана характеристика 2 компенсированной машины, у которой $\Phi_{\text{ном}} = \Phi_0$. Кроме того, характеристика 3 показывает, как располагается относительно реальной естественной характеристики характеристика, рассчитанная по (3.23) при реальном потоке $\Phi_{\text{ном}} < \Phi_0$, вычисленном по паспортным данным двигателя (см. пример 3.1).

Рассматривая рис. 3.3, б, можно установить, что продольная составляющая поперечной реакции якоря неблагоприятно сказывается на форме естественной механической характеристики двигателя, искажая ее форму. Кроме того, реакция якоря неблагоприятно сказывается на перегрузочной способности двигателя. При токе, соответствующем допустимой по усло-

виям коммутации перегрузке, поток двигателя вследствие наличия реакции якоря снижается на 10–20%. Соответственно пропорциональность между током и моментом нарушается и перегрузочная способность некомпенсированных двигателей при прочих равных условиях ниже, чем у компенсированных.

Изменение потока главных полюсов машины из-за реакции якоря неблагоприятно сказывается и на динамических свойствах электропривода, поэтому в некомпенсированных двигателях мощностью до 100 кВт применяют так называемые стабилизирующие обмотки, размещаемые на главных полюсах машин. Эти обмотки включаются в цепь якоря последовательно и создают небольшую положительную МДС, компенсирующую действие реакции якоря. Такие двигатели предназначены для неререверсивного режима работы, так как при изменении направления вращения ток якоря в двигательном режиме имеет противоположное направление и стабилизирующая обмотка действует против МДС обмотки главных полюсов, усугубляя влияние реакции якоря.

Проведенный анализ естественных характеристик двигателя с независимым возбуждением свидетельствует о том, что его использование в разомкнутых системах электропривода, т. е. при питании от сети постоянного тока, целесообразно в тех случаях, когда для приводимого в движение механизма требуется работа при стабильной скорости, мало меняющейся при изменениях нагрузки. В замкнутых системах регулирования координат электропривода имеется возможность формировать требуемые для механизма механические характеристики, при этом естественные характеристики двигателя определяют исходные свойства электропривода, которые системой управления корректируются в требуемом направлении.

Пример 3.1. Рассчитать естественные характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Номинальные данные двигателя: $P_{\text{ном}} = 46$ кВт; $U_{\text{ном}} = 220$ В; $n_{\text{ном}} = 625$ об/мин; $I_{\text{ном}} = 233$ А. Суммарное сопротивление якорной цепи при температуре меди обмоток $t_{\text{хол}} = 20$ °С $R_{\Sigma\text{хол}} = R_{\text{я}} + R_{\text{д.п}} = 0,0332$ Ом.

Так как сопротивление медного провода обмоток машины зависит от температуры, в качестве расчетного примем сопротивление якорной цепи, соответствующее температуре 90 °С:

$$R_{\Sigma} = R_{\Sigma\text{хол}} [1 + \alpha (t_{\text{нагр}} - t_{\text{хол}})] = \\ = 0,0332 [1 + 0,004 (90 - 20)] = 0,0332 \cdot 1,28 = 0,0425 \text{ Ом,}$$

где $\alpha = 0,004$ 1/°С — температурный коэффициент сопротивления меди.
Номинальная ЭДС двигателя

$$E_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\Sigma} = 220 - 233 \cdot 0,0425 = 210 \text{ В.}$$

Номинальная угловая скорость

$$\omega_{\text{ном}} = \pi n_{\text{ном}} / 30 = \pi \cdot 625 / 30 = 65,4 \text{ 1/с.}$$

Номинальный коэффициент ЭДС двигателя

$$c = k\Phi_{\text{ном}} = 210 / 65,4 = 3,21 \text{ В} \cdot \text{с.}$$

Номинальный электромагнитный момент

$$M_{\text{ном}} = cI_{\text{ном}} = 3,21 \cdot 233 = 748 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Скорость идеального холостого хода при номинальном потоке

$$\omega'_{0\text{ном}} = U_{\text{ном}} / k\Phi_{\text{ном}} = 220 / 3,21 = 68,5 \text{ 1/с.}$$

Модуль жесткости естественной механической характеристики в области небольших нагрузок

$$\beta_e = c^2 / R_{\Sigma} = 3,21^2 / 0,0425 = 242 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с.}$$

Статизм без учета реакции якоря

$$\Delta\omega'_{\text{ном}} = \omega'_{0\text{ном}} - \omega_{\text{ном}} = 68,5 - 65,4 = 3,1 \text{ 1/с.}$$

Относительный номинальный перепад скорости

$$\Delta\omega'_{\text{ном}*} = \Delta\omega'_{\text{ном}} / \omega'_{0\text{ном}} = 3,1 / 68,5 = 0,045.$$

Относительное сопротивление якорной цепи

$$R_{\Sigma*} = R_{\Sigma} I_{\text{ном}} / U_{\text{ном}} = 0,0425 \cdot 233 / 220 = 0,045.$$

По исходным и рассчитанным данным на рис. 3.4, а, б построены естественные механическая и электромеханическая характеристики двигателя 1, соответствующие $\Phi = \Phi_{\text{ном}} = \text{const}$. Там же показаны реальные механическая и электромеханическая характеристики этого двигателя 2, построенные по данным каталога. Сравнивая характеристики 1 и 2, можно оценить влияние реакции якоря на форму характе-

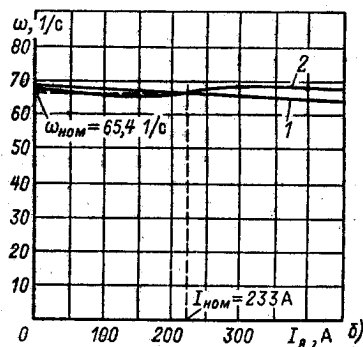
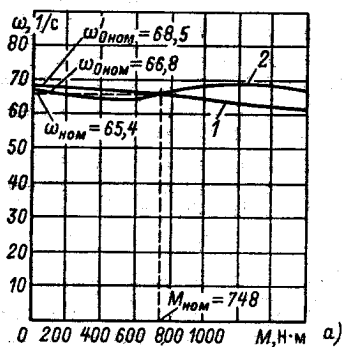


Рис. 3.4. Естественные характеристики двигателя типа ДП-62

ристик и определить значение $k\Phi_0$, соответствующее работе двигателя при идеальном холостом ходе:

$$k\Phi_0 = U_{\text{ном}}/\omega_{0\text{ном}} = 220/66,8 = 3,29 \text{ В} \cdot \text{с},$$

где $\omega_{0\text{ном}} = 66,8 \text{ 1/с}$ по данным каталога.

Таким образом, при $I_{\text{я}} < I_{\text{ном}}$ и $M < M_{\text{ном}}$ реакция якоря незначительно влияет на поток машины и характеристики близки к рассчитанным без учета реакции якоря. При $I_{\text{я}} > I_{\text{ном}}$ и $M > M_{\text{ном}}$ действие реакции якоря усиливается и статическая жесткость механической характеристики изменяет знак.

3.4. Искусственные статические характеристики и режимы работы двигателя с независимым возбуждением

Для управления работой двигателя производятся необходимые изменения параметров и воздействий, определяющих его механические и электромеханические характеристики. В соответствии с (3.9) и (3.10) такими параметрами и воздействиями являются суммарное сопротивление якорной цепи R_{Σ} , магнитный поток машины Φ , приложенное к якорной цепи напряжение $U_{\text{я}}$. Характеристики, соответствующие измененным параметрам двигателя или специальным схемам его включения, принято называть *искусственными* характеристиками двигателя.

Искусственные характеристики, полученные путем введения добавочных резисторов в цепь якоря, называются *реостатными* характеристиками двигателя. Схема включения резистора для получения реостатных характеристик представлена на рис. 3.5, а. При этом суммарное сопротивление якорной цепи увеличивается:

$$R_{\Sigma} = R_{\text{я,дв}} + R_{\text{доб}}.$$

Соответственно ограничивается ток короткого замыкания

$$I_{\text{к,з}} = U_{\text{ном}}/(R_{\text{я,дв}} + R_{\text{доб}})$$

и уменьшается модуль жесткости статической механической характеристики

$$\beta = k^2\Phi_{\text{ном}}/(R_{\text{я,дв}} + R_{\text{доб}}) = c^2/R_{\Sigma}.$$

Скорость идеального холостого хода остается неизменной $\omega_0 = \omega_{0\text{ном}}$, а между током и моментом, если не учитывать реакцию якоря, сохраняется пропорциональность $M = cI_{\text{я}}$, поэтому механические и электромеханические реостатные ха-

характеристики двигателя отличаются друг от друга только масштабом по оси абсцисс.

Семейство механических и электромеханических характеристик двигателя для ряда значений $R_{\text{доб}}$ представлено на рис. 3.5, б. Введение резисторов в цепь якоря двигателя является простейшим средством ограничения тока при различных переходных процессах и используется для этой цели во всех случаях при питании двигателя от сети.

Как следует из (3.33), увеличение сопротивления якорной цепи $R_{\text{я}}$ влечет за собой относительное снижение влияния реакции якоря на характеристики двигателя, поэтому при расчете реостатных характеристик влиянием реакции якоря можно пренебречь.

Изменение потока двигателя Φ в связи с насыщением его магнитной цепи в номинальном режиме практически возможно в сторону уменьшения потока — ослабления поля двигателя. Уменьшение потока вызывает увеличение скорости идеального холостого хода ω_0 и уменьшение момента короткого замыкания $M_{\text{к.з}}$, а ток короткого замыкания при этом не претерпевает изменений. Соответственно модуль статической жесткости механической характеристики уменьшается пропорционально квадрату потока, о чем свидетельствует (3.16). Изложенным объясняется форма статических характеристик двигателя при различных потоках, построенных на рис. 3.6 с помощью формул (3.9) и (3.10). При рассмотрении этих характеристик следует иметь в виду, что рабочий участок характеристик двигателя ограничивается его перегрузочной способностью и, как показано на рис. 3.6 утолщенными отрезками характеристик, лежит вблизи скорости идеального холостого хода. Нетрудно видеть, что ослабление поля в пределах рабочих нагрузок приводит к увеличению скорости двигателя.

Изменение напряжения, подведенного к якорю двигателя при номинальном потоке, является в регулируемом электроприводе постоянного тока основным управляющим воздействием. Как правило, изменение напряжения $U_{\text{я}}$ возможно только в сторону уменьшения по сравнению с номинальным, причем для мощных двигателей это ограничение является жестким, так как допустимое по условиям работы коллектора повышение напряжения невелико. Ряд двигателей краново-металлургических серий рассчитан на возможную работу с напряжением $U_{\text{я}} = 2U_{\text{ном}}$, однако это является исключением из общего правила. Как следует из (3.10), при изменении $U_{\text{я}}$ пропорционально изменяется скорость идеального холостого хода двигателя, а жесткость механических характеристик при любом уровне напряжения одинакова, поэтому механические

характеристики при $U_{\text{я}} = \text{var}$ имеют вид параллельных прямых, показанных на рис. 3.7. В отличие от ослабления поля изменение напряжения на якоре позволяет не только изменять скорость, но и ограничивать ток короткого замыкания. Плавное повышение напряжения на якоре от 0 до $U_{\text{ном}}$ обеспечивает наиболее благоприятные условия пуска двигателя.

В представленном на рис. 3.7 семействе характеристик определенным своеобразием отличается характеристика, соответствующая $U_{\text{я}} = 0$. Так как энергия к якорной цепи от внешнего источника не подводится, эта характеристика проходит через начало координат и полностью располагается только во втором и четвертом (тормозных) квадрантах. При наличии активной нагрузки, приложенной к валу, якоре двигателя приводится во вращение за счет подведенной со стороны механизма механической мощности. Под действием возрастаю-

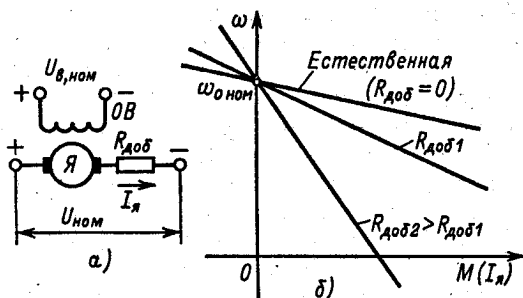


Рис. 3.5. Схема (а) и реостатные характеристики двигателя с независимым возбуждением (б)

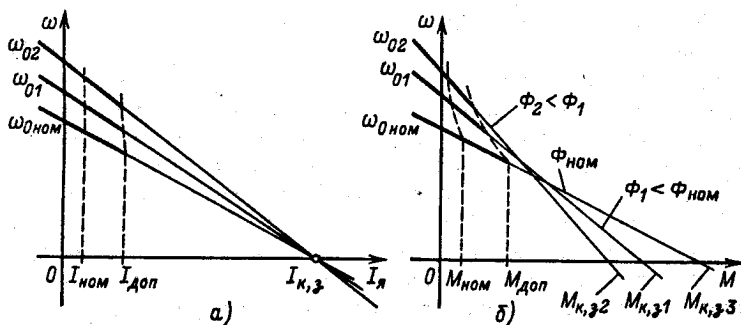


Рис. 3.6. Электромеханические (а) и механические (б) характеристики двигателя с независимым возбуждением при ослаблении поля

щей ЭДС двигателя в якорной цепи, замкнутой через источник питания накоротко, начинает протекать ток и машина развивает тормозной момент, противодействующий движущему моменту активной нагрузки. Это режим динамического торможения, в котором двигатель работает генератором на сопротивление якорной цепи. В общем случае, когда сеть имеет нерегулируемое напряжение, т. е. $U_c = U_{ном} = \text{const}$, для осуществления режима динамического торможения двигатель должен быть отключен от сети и его якорь замкнут на внешний резистор $R_{доб}$ (рис. 3.8, а). Уравнения статических характеристик двигателя при динамическом торможении можно получить, положив в (3.9) и (3.10) $U_a = 0$:

$$\omega = -(R_{я\Sigma}/k\Phi) I_a = -(k\Phi/\beta) I_a; \quad (3.34)$$

$$\omega = -(R_{я\Sigma}/k^2\Phi^2) M = -M/\beta. \quad (3.35)$$

Увеличение сопротивления якорной цепи $R_{я\Sigma}$ из-за введения добавочных сопротивлений $R_{доб}$ уменьшает жесткость механических характеристик в режиме динамического торможения так же, как и в двигательном режиме. Аналогично изменяется модуль жесткости механических характеристик динамического

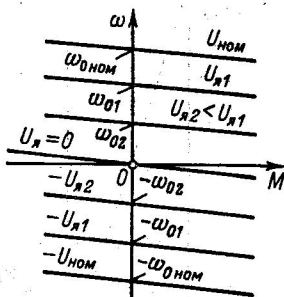


Рис. 3.7. Механические характеристики двигателя с независимым возбуждением при $U_a = \text{var}$

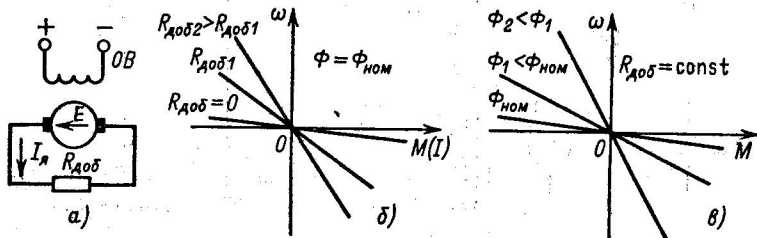


Рис. 3.8. Схема включения (а) и характеристики двигателя с независимым возбуждением (б, в)

торможения и при ослаблении поля двигателя. Механические характеристики, соответствующие различным $R_{доб}$, представлены на рис. 3.8, б, а при ослаблении поля — на рис. 3.8, в. Электромеханические характеристики при введении сопротивлений отличаются от механических только масштабом по оси абсцисс, как это и отмечено на рис. 3.8, б. При переменном потоке коэффициент пропорциональности между током и моментом для различных характеристик неодинаков, поэтому на рис. 3.8, в представлены только механические характеристики, а подобные им по форме электромеханические не показаны.

Используем полученные представления о статических характеристиках двигателя с независимым возбуждением для анализа его режимов работы с энергетической точки зрения. На рис. 3.9, а—д изображен ряд возможных схем включения электропривода подъемного механизма с двигателем независимого возбуждения и показаны механические характеристики,

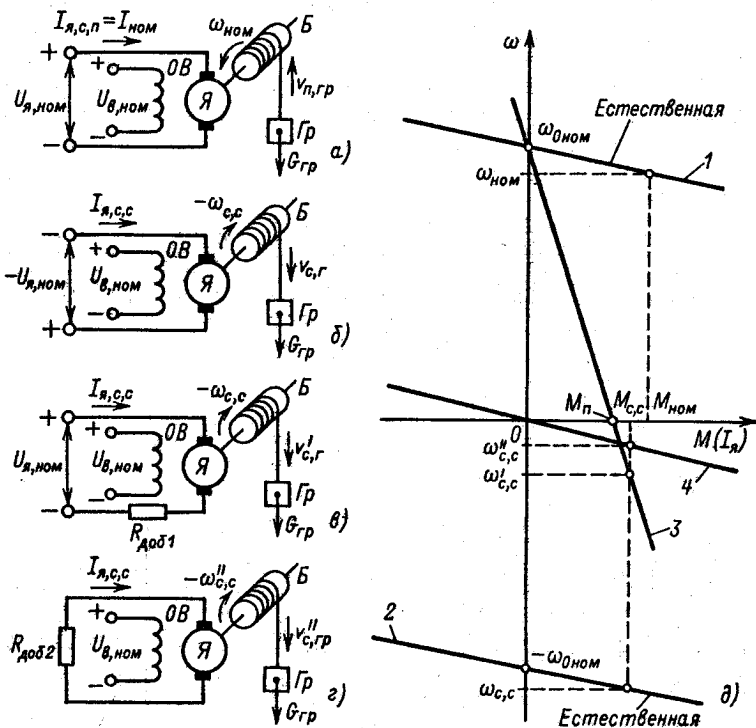


Рис. 3.9. Статические режимы работы электропривода подъемного механизма

позволяющие проанализировать соответствующие режимы работы двигателя.

Для осуществления режима подъема номинального груза G_p со скоростью $v_{п,гр}$ двигатель включается по схеме, показанной на рис. 3.9, а. Установившийся режим подъема определяется на рис. 3.9, д естественной механической характеристикой двигателя 1, причем принято, что статический момент при подъеме груза $M_{с,п}$ равен номинальному моменту двигателя $M_{ном}$. При этом двигатель работает в двигательном режиме, и для якорной цепи уравнение электрического равновесия можно записать так:

$$U_{ном} = E_{ном} + I_{ном}R_{я\Sigma},$$

где $I_{ном} = I_{я,с,п}$ — статический ток при подъеме груза.

Умножив левую и правую части уравнения на $I_{ном}$, получим уравнение баланса мощностей в этом режиме:

$$U_{ном}I_{ном} = E_{ном}I_{ном} + I_{ном}^2R_{я\Sigma}; \quad (3.36)$$

здесь $U_{ном}I_{ном}$ — электрическая мощность, потребляемая из сети, часть которой теряется в якорной цепи в виде теплоты ($I_{ном}^2R_{я\Sigma}$), а основная часть преобразуется в механическую электромагнитную мощность $E_{ном}I_{ном} = c\omega_{ном}I_{ном} = M_{ном}\omega_{ном}$.

Для спуска груза со скоростью $v_{с,гр}$, близкой к скорости $v_{п,гр}$, двигатель включается по той же схеме, но к его якорю подводится напряжение противоположного знака: $U_{я} = -U_{ном}$. Естественная характеристика 2, соответствующая этой полярности, и статический момент при спуске груза $M_{с,с}$ определяют на рис. 3.9, д рабочую точку $M_{с,с}$; $\omega_{с,с}$, которая соответствует генераторному режиму работы. Действительно, при этом активный момент $M_{с,с}$ вращает двигатель со скоростью $\omega_{с,с}$ по значению большей, чем скорость идеального холостого хода $\omega_{0ном}$. Следовательно, ЭДС двигателя больше, чем напряжение сети, и с учетом знаков скорости, напряжения и ЭДС баланс мощностей в этом режиме можно представить так:

$$E_{с,с}I_{я,с,с} = M_{с,с}\omega_{с,с} = U_{ном}I_{я,с,с} + I_{я,с,с}^2R_{я\Sigma}. \quad (3.37)$$

Уравнение (3.37) показывает, что механическая мощность, вырабатываемая опускающимся грузом, в основном отдается в сеть, а частично теряется в виде теплоты на сопротивлениях якорной цепи. Это генераторный режим работы параллельно с сетью или режим рекуперативного торможения двигателя.

Для получения пониженной скорости спуска груза двигатель может быть включен по схеме, приведенной на рис. 3.9, в. Сравнивая ее со схемой рис. 3.9, а, можно убедиться, что она соответствует включению двигателя для работы в направлении

подъема груза, но в цепь якоря вводится большое добавочное сопротивление $R_{доб1}$, при котором момент короткого замыкания (пусковой момент $M_{п}$) меньше, чем активный момент нагрузки при спуске груза $M_{с.с}$. Как показано на рис. 3.9, д, такой выбор добавочного сопротивления (характеристика 3) обеспечивает тормозной спуск груза со скоростью $\omega'_{с.с}$, при этом активный движущий момент нагрузки принуждает якорь вращаться в сторону, противоположную заданной приложенным напряжением, и уравнение баланса мощностей записывается так:

$$U_{ном}I_{я,с,с} + E'_{с,с}I_{я,с,с} = I_{я,с,с}^2 R_{я\Sigma}. \quad (3.38)$$

В соответствии с (3.38) потребляемая из сети мощность $U_{ном}I_{я,с,с}$ и вырабатываемая вследствие опускания груза механическая мощность $M_{с,с}\omega'_{с,с} = E'_{с,с}I_{я,с,с}$ в этом режиме превращаются в тепловые потери в якорной цепи двигателя. Это генераторный режим работы двигателя последовательно с сетью, чаще называемый режимом торможения противовключением. Сравнивая (3.37) и (3.38), можно видеть, что торможение противовключением является неэкономичным режимом, в котором поступающая с вала механическая мощность не отдается в сеть, а вместе с потребляемой из сети электрической мощностью преобразуется в теплоту, выделяющуюся на сопротивлениях якорной цепи.

По сравнению с режимом противовключения более экономичным тормозным режимом является динамическое торможение двигателя. Этот режим работы рассматриваемой подъемной установки обеспечивается включением двигателя по схеме рис. 3.9, з. Выбором добавочного сопротивления $R_{доб2}$ можно обеспечить спуск груза с требуемой по условиям технологии скоростью $\omega''_{с,с}$, определяемой механической характеристикой 4 на рис. 3.9, д. Баланс мощностей для режима динамического торможения ($U_{я} = 0$) имеет вид

$$E''_{с,с}I_{я,с,с} = I_{я,с,с}^2 R_{я\Sigma}. \quad (3.39)$$

Здесь механическая мощность преобразуется в электрическую ($M_{с,с}\omega''_{с,с} = E''_{с,с}I_{я,с,с}$) и выделяется в виде теплоты на сопротивлениях якорной цепи. Более высокая экономичность режима динамического торможения по отношению к режиму торможения противовключением наглядно устанавливается сравнением (3.38) и (3.39). Сравнивая (3.37) с (3.39), можно убедиться в большей экономичности режима рекуперативного торможения, в котором значительная часть механической мощности преобразуется в электрическую мощность, отдаваемую

в электрическую сеть, и лишь часть выделяется в виде теплоты в сопротивлениях якорной цепи.

Пример 3.2. Рассчитать искусственные механические характеристики двигателя с независимым возбуждением, соответствующие изменению: а) потока двигателя $\Phi = 0,45\Phi_{\text{ном}}$; б) напряжения $U_{\text{я}} = 0,25U_{\text{ном}}$; в) сопротивления якорной цепи $R_{\text{я}\Sigma} = 0,72R_{\text{ном}}$.

Данные для расчета: $P_{\text{ном}} = 5,4$ кВт; $U_{\text{ном}} = 220$ В; $\omega_{\text{ном}} = 105$ 1/с; $I_{\text{ном}} = 27$ А; суммарное сопротивление якорной цепи при нагретой машине $R_{\text{я}\Sigma} = 0,275$ Ом.

Коэффициент ЭДС двигателя при номинальном потоке

$$c = k\Phi_{\text{ном}} = (U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}}R_{\text{я}\Sigma})/\omega_{\text{ном}} = (220 - 27 \cdot 0,275)/105 = 2,03 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Скорость идеального холостого хода на естественной характеристике

$$\omega_{0\text{ном}} = U_{\text{ном}}/c = 220/2,03 = 108 \text{ 1/с}.$$

Модуль жесткости естественной механической характеристики

$$\beta_e = c^2/R_{\text{я}\Sigma} = 2,03^2/0,275 = 15,0 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Уравнение естественной механической характеристики в форме (3.18)

$$M = 14,9 (108 - \omega).$$

Для построения механической естественной характеристики по двум точкам ($\omega_{0\text{ном}}$; 0 и $\omega_{\text{ном}}$; $M_{\text{ном}}$) определим электромагнитный номинальный момент:

$$M_{\text{ном}} = cI_{\text{ном}} = 2,03 \cdot 27 = 54,8 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

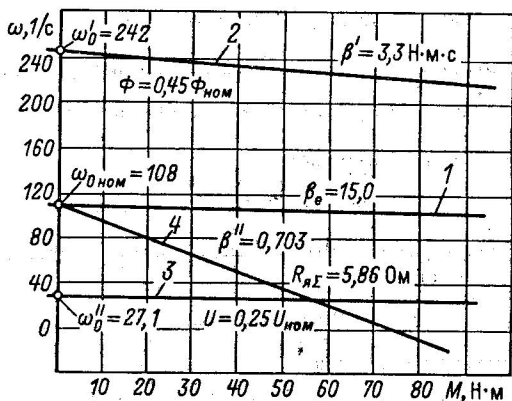


Рис. 3.10. Механические характеристики двигателя:

1 — естественная; 2 — искусственная при $\Phi = 0,45\Phi_{\text{ном}}$; 3 — искусственная при $U_{\text{я}} = 0,25U_{\text{я,ном}}$; 4 — искусственная при $R_{\text{я}\Sigma} = 5,86$ Ом

Естественная механическая характеристика построена на рис. 3.10 (прямая 1). Коэффициент ЭДС при ослабленном поле

$$k\Phi' = 0,45c = 0,45 \cdot 2,08 = 0,91 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Скорость идеального холостого хода при ослабленном поле

$$\omega'_0 = U_{\text{ном}}/k\Phi' = 220/0,91 = 242 \text{ 1/с}.$$

Модуль жесткости при ослабленном поле

$$\beta' = k^2\Phi'^2/R_{\Sigma} = 0,91^2/0,275 = 3,3 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Уравнение механической характеристики при $\Phi = 0,45\Phi_{\text{ном}}$

$$M = 3,3(242 - \omega).$$

Механическая характеристика при ослабленном поле построена по этому уравнению на рис. 3.10 (прямая 2).

Скорость идеального холостого хода при пониженном напряжении $U_{\text{я}}$

$$\omega''_0 = 0,25U_{\text{ном}}/c = 0,25 \cdot 220/2,03 = 27,1 \text{ 1/с}.$$

Уравнение механической характеристики при $U_{\text{я}} = 0,25U_{\text{ном}}$

$$M = 15(27,1 - \omega).$$

Соответствующая зависимость показана на рис. 3.10 (прямая 3).

Номинальное сопротивление

$$R_{\text{ном}} = U_{\text{ном}}/I_{\text{ном}} = 220/27 = 8,15 \text{ Ом}.$$

Заданное значение суммарного сопротивления якорной цепи для расчета реостатной характеристики

$$R'_{\Sigma} = 0,72R_{\text{ном}} = 0,72 \cdot 8,15 = 5,86 \text{ Ом}.$$

Модуль жесткости реостатной механической характеристики

$$\beta'' = c^2/R'_{\Sigma} = 2,03^2/5,86 = 0,703 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Уравнение этой характеристики

$$M = 0,703(108 - \omega).$$

Для построения характеристики по двум точкам определим момент короткого замыкания:

$$M_{\text{к.з}} = 0,703 \cdot 108 = 76,2 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Ток короткого замыкания

$$I_{\text{к.з}} = U_{\text{ном}}/R'_{\Sigma} = 220/5,86 = 37,5 \text{ А}.$$

Реостатная механическая характеристика, соответствующая $R'_{\Sigma} = 5,86 \text{ Ом}$, построена на рис. 3.10 (прямая 4).

✦ 3.5. Динамические свойства электромеханического преобразователя с независимым возбуждением

Рассмотренные выше характеристики двигателя с независимым возбуждением получены в предположении, что двигатель питается от бесконечно мощной сети или от любого другого источника, обладающего свойствами источника напряжения с внутренним сопротивлением, равным нулю. Приступая к изучению динамических свойств, необходимо иметь в виду, что в регулируемом электроприводе возможно питание якорной цепи двигателя и от преобразователей, обладающих свойствами источника тока. Поэтому анализ динамических свойств электромеханического преобразователя с независимым возбуждением проведем для случаев питания как от источника напряжения, так и от источника тока.

Для анализа воспользуемся системой (3.6). Обозначив $d/dt = p$, запишем ее в виде

$$\left. \begin{aligned} u_b &= \frac{R_b}{k_\Phi} (1 + T_b p) \Phi; \\ u_a &= R_{я\Sigma} (1 + T_{я} p) i_a + k_\Phi \omega; \\ M &= k_\Phi i_a, \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

где $T_b = L_b/R_b$ — электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения; $T_{я} = L_{я\Sigma}/R_{я\Sigma}$ — электромагнитная постоянная времени цепи якоря; $k_\Phi = \Phi/i_b$ — коэффициент, соответствующий линейной части кривой намагничивания двигателя.

Структурная схема электромеханического преобразования энергии, соответствующая (3.40), приведена на рис. 3.11, а. На схеме представлены два возможных канала управления при питании от источника напряжения — канал управления полем двигателя, которому соответствует управляющее воздействие

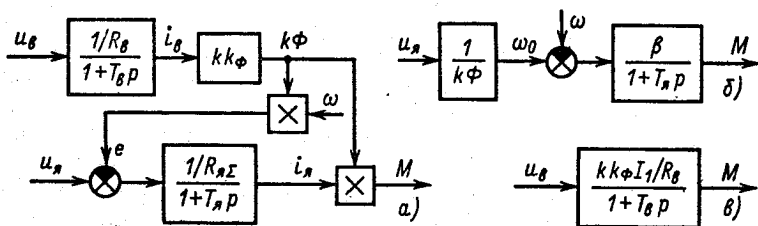


Рис. 3.11. Структурные схемы электромеханического преобразователя с независимым возбуждением

$i_{в}$, и канал управления по цепи якоря с управляющим воздействием u_d . Из схемы следует, что при отсутствии реакции якоря процессы в цепи возбуждения протекают независимо от процессов в якорной цепи, а процессы в якорной цепи зависят от изменений магнитного потока двигателя Φ .

Цепь возбуждения двигателя представляет собой апериодическое звено с постоянной времени $T_{в}$. Индуктивность $L_{в}$ обмотки возбуждения может быть определена по формуле

$$L_{в} = 2p k_{нас} w_{в} \Phi_{ном} / I_{в, ном},$$

где $k_{нас} = I_{в, ном} / I_{в, лин}$ — коэффициент насыщения; $I_{в, лин}$ — ток возбуждения, создающий номинальный поток $\Phi_{ном}$ при отсутствии насыщения магнитной цепи.

Значение индуктивности $L_{в}$, определяемое данной формулой, соответствует линейной части кривой намагничивания. При работе в насыщенной части кривой намагничивания индуктивность и постоянная времени цепи возбуждения уменьшаются тем больше, чем выше насыщение:

$$L_{в, нас} = 2p w_{в} (d\Phi/dI_{в})_{нас}.$$

При отсутствии добавочных резисторов у двигателей мощностью от 1 до нескольких тысяч киловатт постоянная времени цепи возбуждения лежит в пределах $T_{в} = 0,2 \div 5$ с, причем с увеличением мощности двигателя она быстро возрастает.

Изменение потока вносит нелинейность в математическое описание процессов преобразования энергии даже при ненасыщенной магнитной цепи, поэтому при переменном магнитном потоке структура на рис. 3.11, а используется для анализа динамических свойств электропривода постоянного тока с помощью ЭВМ. Для синтеза регулируемых электроприводов математическое описание электромеханического преобразователя линеаризуется путем разложения в ряд Тэйлора в окрестности точки статического равновесия.

При питании от источника напряжения двигатель с независимым возбуждением работает преимущественно при постоянном потоке: $\Phi = \Phi_{ном} = \text{const}$, при этом уравнение механической характеристики двигателя в соответствии с (3.7) принимает вид

$$(1 + T_{я} p) M = \beta (\omega_0 - \omega). \quad (3.41)$$

Этому уравнению соответствует структурная схема преобразователя, представленная на рис. 3.11, б. Она свидетельствует о том, что при $\Phi = \text{const}$ электромеханический преобразователь представляет собой апериодическое звено с постоянной времени $T_{я}$. Индуктивность рассеяния якорной цепи двигателя

может быть вычислена по приближенной формуле

$$L_{я\Sigma} \approx \gamma U_{ном} / p_n \omega_{ном} I_{ном}, \quad (3.42)$$

где $\gamma = 0,6$ для некомпенсированных и $\gamma = 0,25$ для компенсированных двигателей.

Постоянная времени якорной цепи двигателей средней и большой мощности лежит в пределах $T_a = 0,02 \div 0,1$ с, причем наибольшие значения соответствуют некомпенсированным либо тихоходным двигателям большой мощности.

Уравнение динамической механической характеристики устанавливает связь между механическими переменными в общем виде, справедливом для любых режимов работы электропривода. Форма конкретных динамических характеристик определяется совокупностью условий и связей, наложенных на движение электромеханической системы в данном процессе. Поэтому двигатель имеет бесчисленное множество динамических характеристик, соответствующих переходным процессам и зависящих от вида механической части, начальных условий, уровня и характера управляющих и возмущающих воздействий. Эти характеристики несут информацию о свойствах динамической системы, состоящей из электромеханического преобразователя энергии и механической части, а для анализа электромеханических свойств самого преобразователя их непосредственно использовать нельзя.

В установившихся динамических режимах работы, обусловленных, например, наличием периодической составляющей нагрузки электропривода, динамическая механическая характеристика для каждого цикла установившихся колебаний одинакова, и форма ее зависит только от электромеханических свойств двигателя. Примем, что момент двигателя в установившемся динамическом режиме изменяется по закону $M = M_{ср} + \Delta M_{max} \sin \Omega t$. Тогда (3.41) при $p = d/dt$ однозначно опре-

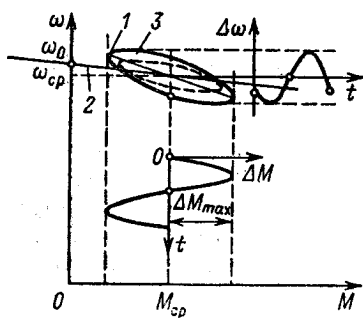


Рис. 3.12. Динамическая механическая характеристика двигателя с независимым возбуждением в режиме установившихся колебаний

деляет соответствующий закон изменения скорости:

$$\begin{aligned}\omega &= \frac{M_{к.з} - M_{ср}}{\beta} - \frac{\Delta M_{max}}{\beta} \sin \Omega t - \frac{\Omega T_{я} \Delta M_{max}}{\beta} \cos \Omega t = \\ &= \omega_{ср} - \frac{\Delta M_{max} \sqrt{1 + T_{я}^2 \Omega^2}}{\beta} \sin(\Omega t + \psi),\end{aligned}\quad (3.43)$$

где $\psi = \arctg T_{я} \Omega$.

На рис. 3.12 показаны характеристики $\omega(t)$ и $M(t)$ и соответствующая им динамическая характеристика — замкнутая кривая 1. Нетрудно видеть, что электромагнитная инерция якорной цепи вызывает значительные отклонения динамической характеристики 1 от статической 2. Уменьшение частоты вынужденных колебаний Ω или соответствующее снижение постоянной времени $T_{я}$ приводят к уменьшению этих отклонений (кривая 3), и в пределе при $T_{я} \rightarrow 0$ или $\Omega \rightarrow 0$ динамическая характеристика сливается со статической.

Эти рассуждения приводят к выводу о целесообразности использования для анализа динамических свойств двигателя частотного метода. Для этой цели с помощью структурной схемы рис. 3.11, б определим передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики (см. гл. 2):

$$\beta_{дин}(p) = M(p)/\omega(p) = -\beta/(1 + T_{я}p). \quad (3.44)$$

Амплитудно-фазовую характеристику динамической жесткости получим подстановкой в (3.44) $p = j\Omega$:

$$\beta_{дин}(j\Omega) = \beta \frac{-1 + jT_{я}\Omega}{1 + T_{я}^2\Omega^2}. \quad (3.45)$$

Соответствующие (3.45) АЧХ и ФЧХ динамической жесткости

$$|\beta_{дин}| = \frac{\beta}{\sqrt{1 + T_{я}^2\Omega^2}}; \quad (3.46)$$

$$\psi(\Omega) = -\pi - \arctg T_{я}\Omega. \quad (3.47)$$

Амплитудно-фазовая характеристика динамической жесткости (3.45) представлена на рис. 3.13, а, а на рис. 3.13, б показаны соответствующие ей ЛАЧХ и ФЧХ. Рассматривая их, можно установить, что электромагнитная инерция приводит к уменьшению модуля динамической жесткости тем в большей степени, чем выше частота вынужденных колебаний Ω . Одновременно сдвиг по фазе между колебаниями скорости и момента изменяется от -180° , соответствующих статической

жесткости ($\Omega = 0$), до -270° при $\Omega \rightarrow \infty$. Введение добавочных резисторов в цепь якоря уменьшает $T_{я}$, при этом, если в пределах возможных частот колебаний модуль динамической жесткости снижается незначительно, а фазовый сдвиг остается близким к 180° , можно без существенных погрешностей исследовать динамические процессы, пользуясь выражением статической механической характеристики.

Частотные характеристики динамической жесткости упрощают определение зависимости от времени одной из механических переменных по известной для установившегося колебательного режима другой. Если, как было принято выше, $M = M_{cp} + \Delta M_{max} \sin \Omega t$, зависимость $\omega(t)$ определится соотношением

$$\omega = \omega_{cp} + \frac{\sqrt{1 + T_{я}^2 \Omega^2}}{\beta} \Delta M_{max} \sin(\Omega t - \psi). \quad (3.48)$$

Зависимость $M(t)$ по заданной функции $\omega(t) = \Delta \omega_{max} \sin \Omega t$ определяется аналогичным путем:

$$M = M_{cp} + \frac{\beta \Delta \omega_{max}}{\sqrt{1 + T_{я}^2 \Omega^2}} \sin(\Omega t + \psi). \quad (3.49)$$

Таким образом, суждение о жесткости естественной механической характеристики по статической зависимости $M = f(\omega)$ и по модулю статической жесткости β дает правильные представления лишь для статических режимов или при достаточно плавных изменениях нагрузки. При изменениях нагрузки скачком, а также в установившихся колебательных режимах динамическая характеристика может существенно отклоняться от статической, и необходимо оценивать эти отклонения с помощью частотных характеристик динамической жесткости либо путем расчета соответствующего переходного процесса с учетом электромагнитной инерции двигателя.

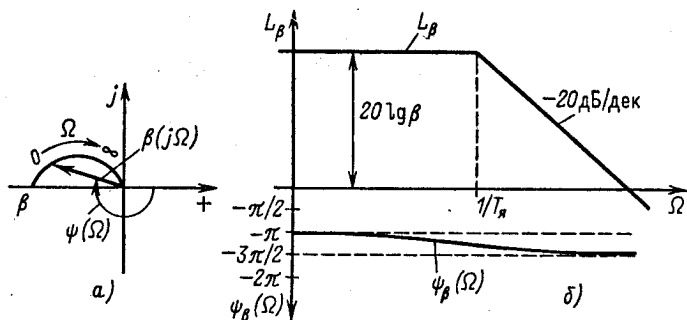


Рис. 3.13. Частотные характеристики динамической жесткости

Достоинством электромеханического преобразователя с независимым возбуждением при $\Phi = \text{const}$ является высокое быстродействие, определяемое относительно небольшой постоянной времени $T_{\text{я}}$. При этом следует иметь в виду, что проведенный анализ динамических свойств преобразователя полностью справедлив только для компенсированных двигателей. У некомпенсированных двигателей, как было отмечено выше, вследствие реакции якоря магнитный поток при изменениях тока якоря не остается постоянным, а может изменяться на 10–20% в сторону уменьшения от Φ_0 . Изменения основного потока машины происходят с постоянной времени цепи возбуждения $T_{\text{в}}$, намного большей, чем $T_{\text{я}}$. Соответственно инерционность преобразователя при проявлениях реакции якоря возрастает и расхождения между статическими и динамическими характеристиками проявляются при меньших частотах.

Пример 3.3. Построить частотные характеристики динамической жесткости естественной механической характеристики двигателя с независимым возбуждением и определить, допустимо ли использовать статическую характеристику для оценки колебаний момента при изменениях скорости с частотой 3 Гц по закону $\omega = 78,5 + 7 \sin 18,9t$. Рассчитать соответствующую зависимость $M = f(t)$ и построить динамическую механическую характеристику $M = f(\omega)$.

Данные для расчета: $P_{\text{ном}} = 6,0$ кВт; $U_{\text{ном}} = 110$ В; $\omega_{\text{ном}} = 78,5$ 1/с; $I_{\text{ном}} = 67,5$ А; $R_{\text{я}\Sigma} = 0,164$ Ом (обмотки в нагретом состоянии); $p_{\text{п}} = 2$; двигатель не имеет компенсационной обмотки.

Коэффициент ЭДС двигателя

$$c = (U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\text{я}\Sigma}) / \omega_{\text{ном}} = (110 - 67,5 \cdot 0,164) / 78,5 = 1,26 \text{ В} \cdot \text{с}.$$

Номинальный электромагнитный момент

$$M_{\text{ном}} = c I_{\text{ном}} = 1,26 \cdot 67,5 = 85,1 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Индуктивность якорной цепи (3.42)

$$L_{\text{я}\Sigma} = \gamma U_{\text{ном}} / p_{\text{п}} \omega_{\text{ном}} I_{\text{ном}} = 0,6 \cdot 110 / 2 \cdot 78,5 \cdot 67,5 = 0,00623 \text{ Гн}.$$

Постоянная времени цепи якоря

$$T_{\text{я}} = L_{\text{я}\Sigma} / R_{\text{я}\Sigma} = 0,00623 / 0,164 = 0,038 \text{ с}.$$

Скорость идеального холостого хода

$$\omega_{0\text{ном}} = U_{\text{ном}} / c = 110 / 1,26 = 87,3 \text{ 1/с}.$$

Модуль жесткости статической характеристики

$$\beta = c^2 / R_{\text{я}\Sigma} = 1,26^2 / 0,164 = 9,68 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Уравнение механической характеристики

$$(1 + 0,038p) M = 9,68 (87,3 - \omega).$$

При $p = 0$ получаем статическую характеристику, которая представлена на рис. 3.14, а прямой I .

Передаточная функция динамической жесткости

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -9,68/(1 + 0,038p).$$

Полученной передаточной функции динамической жесткости соответствуют ЛАЧХ и ЛФЧХ, построенные на рис. 3.14, б. Частота сопряжения

$$\Omega_1 = 1/T_n = 1/0,038 = 26,3 \text{ 1/с}; \quad f_1 = \frac{\Omega_1}{2\pi} = 4,18 \text{ Гц.}$$

Так как заданная частота $f_1 = 3 \text{ Гц}$, можно заключить, что расхождение между статической и динамической характеристиками невелико, и определить закон изменения момента по статической характеристике:

$$M = \beta(\omega_0 - \omega) = 9,68(87,3 - 78,5) - 9,68 \cdot 7 \sin 18,9t = 85,5 - 68 \sin 18,9t.$$

Определим погрешность, допускаемую при использовании для расчета динамики статической механической характеристики. Максимум переменной составляющей момента

$$\Delta M_{\text{max}} = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}\beta}{\sqrt{1 + T_n^2\Omega^2}} = \frac{7 \cdot 9,68}{\sqrt{1 + (0,038 \cdot 18,9)^2}} = 55,2 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Сдвиг по фазе

$$\psi(\Omega) = -\pi - \arctg T_n\Omega = -\pi - \arctg 0,72 = -1,2\pi.$$

Следовательно, момент изменяется по закону

$$M = 85,5 + 55,2 \sin(18,9t - 1,2\pi) = 85,5 - 55,2 \sin(18,9t - 0,624).$$

Зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ дают возможность, задавшись значениями t , определить точки ω_t , M_t динамической механической характеристики, которая построена на рис. 3.14, а (кривая 2). Нетрудно

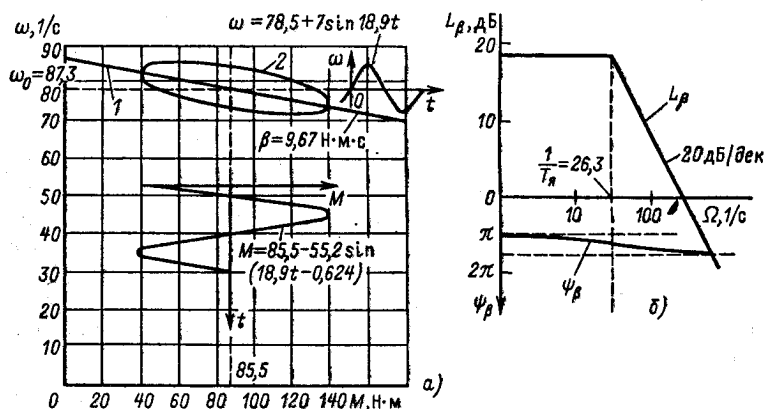


Рис. 3.14. Статическая 1 и динамическая 2 характеристики двигателя типа П62 (к примеру 3.3)

видеть, что расхождение между статической и динамической характеристиками при частоте колебаний, равной 3 Гц, существенно. Погрешность в определении амплитуды колебаний момента составляет 23%.

При питании якоря двигателя от источника тока $i_{я} = I_{я1} = \text{const}$ при любых изменениях ЭДС двигателя. Система (3.40) при этом приводится к следующему уравнению механической характеристики:

$$(1 + T_{вp}) M = u_{в} k_{\Phi} k I_{я1} / R_{в}.$$

Этому уравнению соответствует структура электромеханического преобразователя, представленная на рис. 3.11, в. Сравнивая рис. 3.11, б и в, можно установить, что в режиме питания якоря от источника тока двигатель с независимым возбуждением утрачивает рассмотренные выше электромеханические свойства. Отсутствие зависимости тока якоря от скорости исключает проявление электромеханической связи, и статическая механическая характеристика двигателя $M = f(\omega)$ при $u_{в} = \text{const}$ обладает жесткостью, равной нулю.

Как объект управления электромеханический преобразователь при этом представляет собой апериодическое звено с большой постоянной времени $T_{в}$, управляющим воздействием является напряжение, приложенное к обмотке возбуждения $u_{в}$. В соответствии с рис. 3.11, в электромеханический преобразователь при $I_{я} = \text{const}$ является источником момента $M = \text{const}$, значения которого можно регулировать путем воздействия на инерционный канал возбуждения двигателя.

3.6. Математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в двигателе с последовательным возбуждением

Принципиальная схема включения двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением, учитывающая возможное введение в его цепь якоря добавочного резистора $R_{доб}$, представлена на рис. 3.15, а. Соответствующая ей схема модели преобразователя может быть получена аналогично схеме модели преобразователя для двигателя с независимым возбуждением при включении обмотки возбуждения последовательно в цепь якоря (рис. 3.15, б).

Включение обмотки возбуждения в силовую цепь, мощность которой на два порядка выше, чем мощность возбуждения, создает условия для форсированного изменения потока двигателя, при этом анализ динамических свойств электро-

механического преобразователя без учета влияния вихревых токов, наводящихся в полюсах и станине при быстрых изменениях потока, приводит в большинстве случаев к значительным ошибкам. В первом приближении влияние вихревых токов может быть учтено добавлением короткозамкнутой обмотки на оси β , показанной на рис. 3.15, б, имеющей условное число витков $w_{\beta, \tau}$, обтекаемой током $i_{\beta, \tau}$ и связанной с потоком машины Φ по продольной оси β коэффициентом связи, равным единице. С учетом этой фиктивной обмотки математическое описание динамического процесса преобразования энергии в двигателе с последовательным возбуждением имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= i_{\beta, \tau} R_{\beta, \tau} + w_{\beta, \tau} \frac{d\Phi}{dt}; \\ u_{я} &= k\Phi\omega + i_{я} R_{я\Sigma} + L_{я\Sigma} \frac{di_{я}}{dt} + w_{\beta} \frac{d\Phi}{dt}; \\ M &= k\Phi i_{я}, \end{aligned} \right\} \quad (3.50)$$

где $R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{д, п} + R_{в}$.

Индуктивность рассеяния якорной цепи $L_{я\Sigma}$ значительно меньше, чем индуктивность обмотки возбуждения, связанной с главным потоком двигателя, поэтому ею в ряде случаев можно пренебречь. Однако такое допущение вносит принципиальное искажение в характер процессов, так как при $L_{я\Sigma} = 0$ ток двигателя при изменениях скачком приложенного напряжения приобретает возможность изменяться скачком.

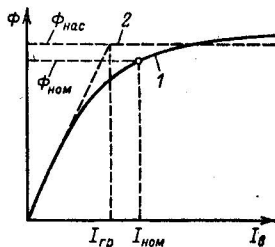
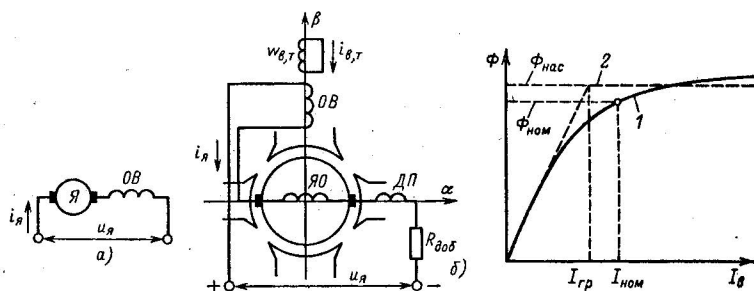


Рис. 3.15. Схема двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением (а) и соединение обмоток обобщенной машины для получения модели (б)

Рис. 3.16. Характеристика намагничивания $\Phi(I_{\beta})$

Положив для статического режима в (3.50) $di_{я}/dt = d\Phi/dt = 0$, получим $i_{в,т} = 0$ и преобразуем эту систему в уравнения статических характеристик двигателя, по форме совпадающие с аналогичными для двигателя с независимым возбуждением:

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi(I_{я})} - \frac{MR_{я\Sigma}}{k^2\Phi^2(I_{я})}; \quad (3.51)$$

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi(I_{я})} - \frac{I_{я}R_{я\Sigma}}{k\Phi(I_{я})}. \quad (3.52)$$

Очевидным отличием их является зависимость потока двигателя от тока якоря. Характеристика намагничивания $\Phi = f(I_{я})$ показана на рис. 3.16 (кривая 1) и свидетельствует о том, что магнитная цепь двигателя при номинальном токе якоря насыщена. В связи с этим в дальнейшем для анализа формы статических характеристик двигателя используется аппроксимация характеристики намагничивания двумя прямыми, как это выполнено на рис. 3.16 (ломаная 2). При $I_{я} < I_{гр}$ $\Phi = k_{\Phi}I_{я}$, а при $I_{я} \geq I_{гр}$ магнитный поток машины принимается примерно постоянным: $\Phi = \Phi_{нас} = \text{const}$.

3.7. Статические характеристики двигателя с последовательным возбуждением

При принятой аппроксимации кривой намагничивания (рис. 3.16) механическая и электромеханическая характеристики (3.51) и (3.52) при различных токах якоря имеют различные выражения. При $I_{я} < I_{гр}$ $k_{\Phi} = \text{const}$ и эти уравнения преобразуются к виду

$$\omega = \frac{U_{я}}{\sqrt{kk_{\Phi}M}} - \frac{R_{я\Sigma}}{kk_{\Phi}}; \quad (3.53)$$

$$\omega = \frac{U_{я}}{kk_{\Phi}I_{я}} - \frac{R_{я\Sigma}}{kk_{\Phi}}. \quad (3.54)$$

При $I_{я} > I_{гр}$ $\Phi = \Phi_{нас} = \text{const}$ и те же уравнения записываются так:

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi_{нас}} - \frac{R_{я\Sigma}}{k^2\Phi_{нас}^2}M; \quad (3.55)$$

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi_{нас}} - \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi_{нас}}I_{я}. \quad (3.56)$$

Уравнения (3.53) и (3.54) свидетельствуют о том, что в области нагрузок, меньших номинальной, статические характери-

стики двигателя с последовательным возбуждением имеют гиперболический характер и при $M \rightarrow 0$ и $I_{я} \rightarrow 0$ асимптотически приближаются к оси ординат. Эта форма характеристики определяется условиями электрического равновесия машины: при идеальном холостом ходе ($I_{я} = 0$) ЭДС двигателя должна уравновешивать приложенное к якорной цепи напряжение $U_{я}$. Так как при $I_{я} \rightarrow 0$ поток Φ также стремится к нулю, выполнение условия

$$E = k\Phi\omega = U_{я}$$

возможно только при неограниченном возрастании скорости. Реально скорость идеального холостого хода двигателя с последовательным возбуждением благодаря наличию остаточного потока $\Phi_{ост}$ ограничена значением $\omega_0 = U_{я}/\Phi_{ост}$. Однако поток $\Phi_{ост}$ мал, и значение ω_0 намного превышает допустимое для двигателя по условиям механической прочности. Поэтому при проектировании и эксплуатации электроприводов с двигателями последовательного возбуждения необходимо исключить возможность их работы с малыми нагрузками, при которых скорость двигателя может превысить допустимую по условиям механической прочности.

При $I_{я} > I_{гр}$ магнитная цепь машины насыщается и при принятом допущении $\Phi = \Phi_{нас} = \text{const}$. В этой области характеристики двигателя практически линейны, подобно аналогичным характеристикам двигателя с независимым возбуждением.

Естественные характеристики двигателя с последовательным возбуждением показаны на рис. 3.17, а, б. Сильная положительная связь по току, создаваемая последовательной обмоткой двигателя, практически устраняет влияние размагничивающего действия реакции якоря и приводит в области допустимой перегрузки к возрастанию потока сверх номинального значе-

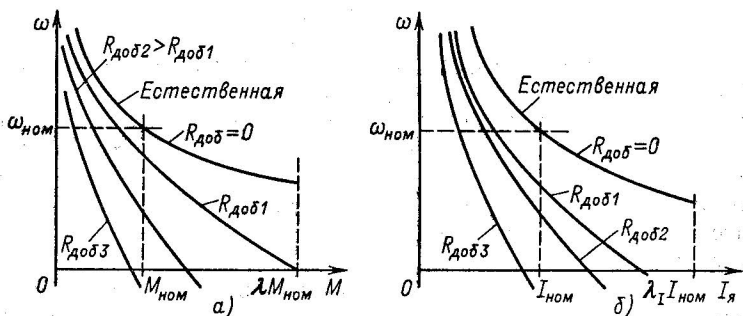


Рис. 3.17. Механические (а) и электромеханические (б) статические характеристики двигателя с последовательным возбуждением.

ния на 10–15%. Поэтому при том же коэффициенте допустимой перегрузки по току $\lambda_1 = 2 \div 2,5$ перегрузочная способность по моменту у двигателей с последовательным возбуждением выше, чем при независимом возбуждении, и лежит в пределах $\lambda = 2,5 \div 3$.

Форма естественной механической характеристики определяет область применения двигателя с последовательным возбуждением. Он наиболее часто применяется в электроприводе механизмов, для которых желательно, чтобы по мере снижения нагрузки до минимальной скорость движения возрастала в 1,5–2 раза, обеспечивая соответствующее повышение производительности при данной мощности двигателя. При этом важным достоинством двигателя является повышенная перегрузочная способность.

В связи с нелинейностью кривой намагничивания рассчитать естественные характеристики двигателя с последовательным возбуждением только по его номинальным данным не представляется возможным. Поэтому в каталогах приводятся естественные характеристики $\omega = f(I_a)$ и $M = f(I_a)$, которые и следует использовать при проектировании электроприводов с двигателями последовательного и смещанного возбуждения. Для ориентировочных или учебных расчетов можно пользоваться универсальными характеристиками, приведенными в примере 3.4.

Статическая жесткость механической характеристики двигателя с последовательным возбуждением зависит от нагрузки. При малых нагрузках двигатель имеет мягкую характеристику, с возрастанием нагрузки модуль жесткости увеличивается и при $M > M_{\text{ном}}$ стремится к постоянному значению, которое определяется (3.55):

$$\beta = k^2 \Phi_{\text{нас}}^2 / R_{\text{я}} \Sigma.$$

Соответственно введение добавочных сопротивлений уменьшает жесткость механических характеристик. Реостатные механические и электромеханические характеристики показаны на рис. 3.17, а, б вместе с естественными характеристиками, соответствующими $R_{\text{доб}} = 0$. Рассматривая этот рисунок, можно установить, что введение сопротивлений в цепь якоря позволяет ограничивать момент и ток короткого замыкания двигателя.

Статические характеристики двигателя, соответствующие различным значениям напряжения питания, приведены на рис. 3.18. Их вид свидетельствует о том, что уменьшение напряжения приводит к снижению скорости при данной

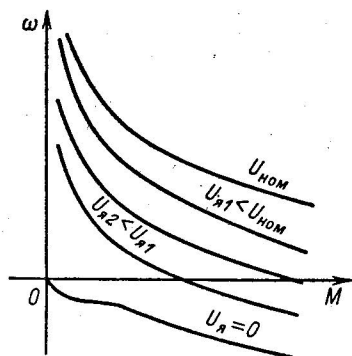
нагрузке без изменения соответствующей этой нагрузке жесткости механической характеристики.

Механическая характеристика при $U_{\text{я}} = 0$ соответствует режиму динамического торможения двигателя при замкнутой накоротко его якорной цепи. В данном случае торможение протекает при самовозбуждении, поэтому его особенности заслуживают дополнительного рассмотрения.

В общем случае при питании двигателя от сети с постоянным напряжением $U_{\text{я}} = U_{\text{ном}}$ для осуществления режима динамического торможения его якорная цепь отключается от сети и замыкается на внешний резистор $R_{\text{доб}}$ (рис. 3.19, а). Если с помощью внешнего источника механической энергии (например, при наличии движущей активной нагрузки) привести якорь двигателя во вращение, то при выполнении определенных условий двигатель самовозбуждается и развивает зависящий от скорости тормозной момент.

Первым условием самовозбуждения является наличие остаточного потока такого знака, чтобы при данном направлении вращения ЭДС, наводимая остаточным потоком, вызвала ток возбуждения, увеличивающий поток двигателя. Если двигатель работал в двигательном режиме при $\omega > 0$, то его ЭДС в режиме торможения при $\omega > 0$ создает ток, направленный противоположно току якоря в предшествующем режиме. Этот ток, протекая по обмотке возбуждения, создает МДС, уменьшающую поток остаточного намагничивания, и самовозбуждение исключается. Если при этом изменить направление вращения ($\omega < 0$), двигатель самовозбудится, поэтому характеристика на рис. 3.18 при $U_{\text{я}} = 0$ существует только в четвертом квадранте. Обеспечить торможение во втором квадранте можно, переключив либо выводы якоря, либо выводы обмотки возбуждения.

Второе условие самовозбуждения поясняет рис. 3.19, б.



Здесь приведен ряд зависимостей $E(I_{\text{я}})$, соответствующих различной скорости движения якоря. Если воспользоваться кусочно-линейной аппроксимацией кривой намагничивания, показанной на

Рис. 3.18. Характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения при различных напряжениях питания $U_{\text{я}}$

рис. 3.16, зависимости $E(I_{я})$ приближенно линеаризуются, причем при $I_{я} > I_{гр}$ ЭДС принимается приближенно постоянной. На рис. 3.19, б показана также прямая $I_{я} = f(E) = E/R_{я\Sigma}$. Известно, что при самовозбуждении $E(I_{я}) = I_{я}(E)$, и второе условие самовозбуждения графически выражается наличием точки пересечения этих характеристик. Это условие на рис. 3.19, б выполняется только при $\omega > \omega_2$, причем граничное значение скорости $\omega_{гр} \approx \omega_3$. Таким образом, самовозбуждение может наступить только после достижения скорости $\omega_{гр}$, при которой наклон линейной части характеристики $E(I_{я})$ совпадает с наклоном прямой $I_{я} = E/R_{я\Sigma}$. Следовательно, при увеличении суммарного сопротивления цепи якоря самовозбуждение наступает при более высоких скоростях $\omega_{гр}$.

Изложенные соображения позволяют установить форму характеристики динамического торможения с самовозбуждением, показанную на рис. 3.19, в. При $\omega \leq \omega_{гр}$ самовозбуждение отсутствует и $I_{я} \approx 0$. При $\omega = \omega_{гр}$ двигатель самовозбуждается, ток якоря при принятой аппроксимации возрастает до

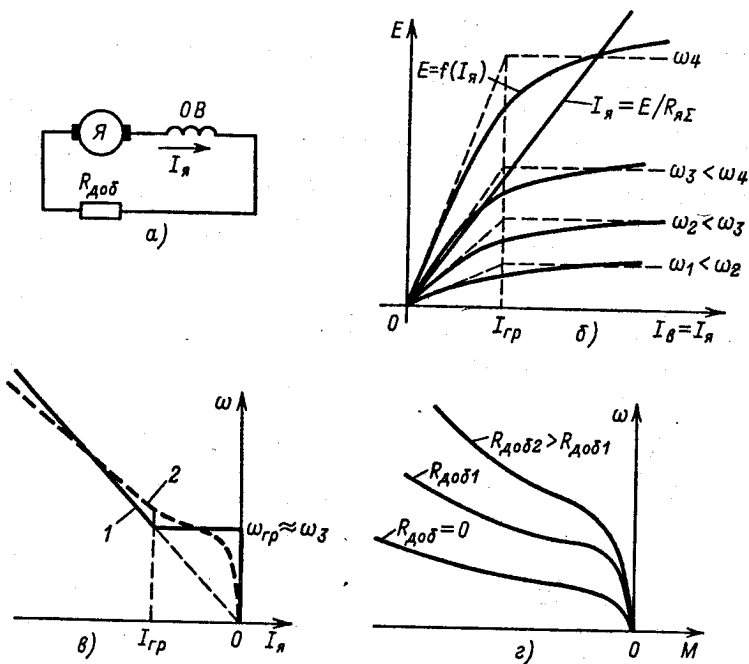


Рис. 3.19. Динамическое торможение с самовозбуждением двигателя с последовательным возбуждением

$I_{я} = I_{гр}$ и при дальнейшем увеличении скорости двигатель имеет линейную характеристику $\omega(I_{я})$, соответствующую $\Phi = \Phi_{нас} \approx \text{const}$. Поэтому при принятой идеализации электро-механическая характеристика при динамическом торможении с самовозбуждением имеет вид ломаной 1 на рис. 3.19, в.

В связи с наличием остаточного потока $\Phi_{ост}$ ток при $\omega < \omega_{гр}$ несколько возрастает, а реальная форма кривой намагничивания приводит к дополнительным отклонениям фактической кривой $\omega(I_{я})$ (кривая 2 на рис. 3.19, в) от приближенной кривой 1 . Форма механической характеристики в этом режиме аналогична форме электро-механической характеристики 2. В этом можно убедиться, рассмотрев приведенные на рис. 3.19, г механические характеристики динамического торможения с самовозбуждением при различных добавочных сопротивлениях в цепи якоря.

Пример 3.4. Рассчитать и построить искусственные статические механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением, соответствующие изменению напряжения $U_{я}$ или сопротивления $R_{я\Sigma}$. Механические характеристики должны проходить через точку $\omega = 0,26\omega_{ном}$; $M = M_{ном}$.

Данные для расчета: $P_{ном} = 75$ кВт; $U_{ном} = 220$ В; $n_{ном} = 470$ об/мин; $I_{ном} = 385$ А; суммарное сопротивление якорной цепи при нагретой машине $R_{я\Sigma} = 0,0395$ Ом.

Расчет естественных характеристик $\omega = f(M)$ и $\omega = f(I_{я*})$ произведем с помощью универсальных характеристик $\omega_* = f(I_{я*})$ и $M_* = f(I_{я*})$ для двигателей с последовательным возбуждением, приведенных в относительных единицах на рис. 3.20. Результаты расчета сведены в табл. 3.1.

Здесь $\omega_{ном} = \pi n_{ном}/30 = \pi \cdot 470/30 = 49,3$ 1/с; $k\Phi_{ном} = (U_{ном} - I_{ном}R_{я\Sigma})/\omega_{ном} = (220 - 385 \cdot 0,0395)/49,3 = 4,16$ В·с; $M_{ном} = k\Phi_{ном}I_{ном} = 4,16 \cdot 385 = 1600$ Н·м.

Естественная механическая характеристика двигателя построена на рис. 3.21 (кривая 1).

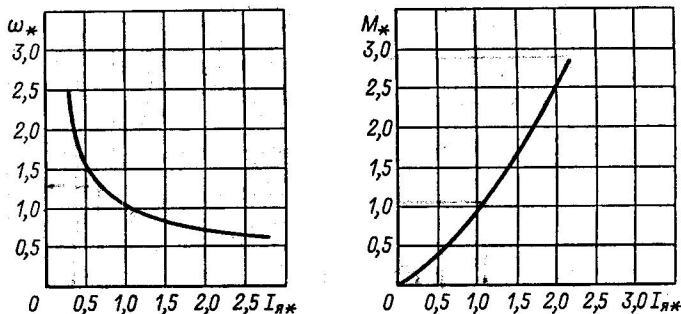


Рис. 3.20. Универсальные характеристики двигателей серии ДП

Таблица 3.1

ω_*	2,4	1,7	1,0	0,86	0,78	0,63
$\omega = \omega_* \omega_{\text{НОМ}}$	118	83,8	49,3	42,4	38,4	31,0
$I_{я*}$	0,27	0,41	1,0	1,4	1,8	2,6
$I_{я} = I_{я*} I_{\text{НОМ}}$	104	158	385	539	693	1000
M_*	0,14	0,27	1,0	1,6	2,22	—
$M = M_* M_{\text{НОМ}}$	224	432	1600	2560	3560	—

Расчет искусственных механических характеристик производится с помощью естественной характеристики по точкам. При данном значении $I_{яi}$ магнитный поток машины имеет неизменное значение Φ_i независимо от $U_{я}$ и $R_{я\Sigma}$. Следовательно, можно записать

$$\omega_{ci} = (U_{\text{НОМ}} - I_{яi} R_{я\Sigma}) / k\Phi_i;$$

$$\omega_{ni} = [U_{я} - I_{яi} (R_{я\Sigma} + R_{\text{доб}})] / k\Phi_i.$$

Откуда скорость на искусственной характеристике ω_{ni} при данном токе $I_{яi}$ определяется по скорости на естественной характеристике ω_{ci} при том же токе якоря:

$$\omega_{ni} = \omega_{ci} \frac{U_{я} - I_{яi} (R_{я\Sigma} + R_{\text{доб}})}{U_{\text{НОМ}} - I_{яi} R_{я\Sigma}}.$$

Определим напряжение $U_{я}$, при котором механическая характеристика при $R_{\text{доб}} = 0$ проходит через заданную точку $\omega = 0,26\omega_{\text{НОМ}} = 0,26 \cdot 49,3 = 12,8$ 1/с; $M = M_{\text{НОМ}} = 1600$ Н·м ($I_{я} = I_{\text{НОМ}} = 385$ А):

$$U_{я} = \frac{\omega_{я}}{\omega_{\text{НОМ}}} (U_{\text{НОМ}} - I_{\text{НОМ}} R_{я\Sigma}) + I_{\text{НОМ}} R_{я\Sigma} =$$

$$= \frac{12,8}{49,3} (220 - 385 \cdot 0,0395) + 385 \cdot 0,0395 = 68,2 \text{ В.}$$

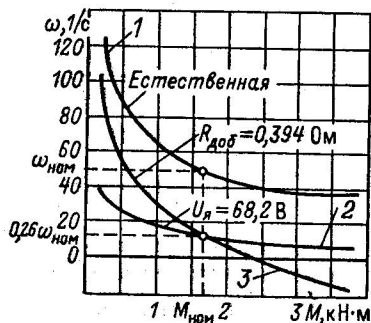


Рис. 3.21. Механические характеристики двигателя

Таблица 3.2

I_b , А	104	158	385	539	693
ω_{ei} , 1/с	118	83,8	49,3	42,4	38,4
ω_{ni} , 1/с	35,1	24,4	12,8	10,0	8,16
M_b , Н·м	224	432	1600	2560	3560

Таблица 3.3

I_b , А	104	158	385	539	693
ω_{ei} , 1/с	118	83,8	49,3	42,4	38,4
ω_{ni} , 1/с	96	59,3	12,8	-3,2	-16,4
M_b , Н·м	224	432	1600	2560	3560

Расчетная формула

$$\omega_{ni} = \omega_{ei} \frac{68,2 - 0,0395 I_{яi}}{220 - 0,0395 I_{яi}}$$

Результаты расчета искусственной механической характеристики, соответствующей $U_{я} = 68,2$ В, приведены в табл. 3.2.

Рассчитаем сопротивление добавочного резистора, который нужно ввести в цепь якоря, чтобы при $U_{я} = U_{ном}$ искусственная механическая характеристика проходила через заданную точку $\omega = 12,8$ 1/с; $M = 1600$ Н·м.

Для этого разрешим полученную выше зависимость ω_{ni} от ω_{ei} относительно добавочного сопротивления якорной цепи:

$$R_{доб} = \left(1 - \frac{\omega_{ni}}{\omega_{ei}}\right) \left(\frac{U_{ном}}{I_{яi}} - R_{я\Sigma}\right) = \\ = \left(1 - \frac{12,8}{49,3}\right) \left(\frac{220}{385} - 0,0395\right) = 0,394 \text{ Ом.}$$

Расчетная формула

$$\omega_{ni} = \omega_{ei} \frac{220 - (0,0395 + 0,394) I_{яi}}{220 - 0,0395 I_{яi}}$$

Результаты расчета реостатной механической характеристики приведены в табл. 3.3.

На рис. 3.21 построены рассчитанные характеристики. Кривая 2 соответствует $U_{я} = 68,2$ В, кривая 3 - $R_{доб} = 0,394$ Ом.

3.8. Динамические свойства электромеханического преобразователя с последовательным возбуждением

Полученное в § 3.6 математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в двигателе с последовательным возбуждением содержит произведения переменных, поэтому использовать его для анализа динамических свойств преобразователя можно лишь с помощью ЭВМ. Однако общие закономерности, основные динамические свойства электромеханического преобразователя с последовательным возбуждением могут быть выявлены аналитическим путем, если осуществить линеаризацию уравнений механической характеристики (3.50) в окрестности точки статического равновесия.

Так как линеаризация осуществляется в окрестности точки статического равновесия, кривую намагничивания следует аппроксимировать касательной в точке $I_{я}^0, \Phi^0$, как показано на рис. 3.22, при этом $\Phi = \Phi_0 + k'_\Phi (i_{я} + i_{в,т})$ и первые два уравнения системы (3.50) могут быть преобразованы к виду

$$(\Phi - \Phi_0) R_{я\Sigma} + k k'_\Phi \Phi \omega + k'_\Phi R_{я\Sigma} T_{я} \frac{di_{я}}{dt} + R_{я\Sigma} T_{в\Sigma} \frac{d\Phi}{dt} = k'_\Phi u_{я};$$

$$k'_\Phi R_{я\Sigma} i_{я} + k k'_\Phi \Phi \omega + k'_\Phi R_{я\Sigma} T_{я} \frac{di_{я}}{dt} + R_{я\Sigma} T_{в} \frac{d\Phi}{dt} = k'_\Phi u_{я},$$

где $T_{в\Sigma} = k'_\Phi \omega_{в,т} / R_{в,т} + k'_\Phi \omega_{в} / R_{я\Sigma} = T_{в,т} + T_{в} \approx (1,1 \div 1,2) T_{в}$; $T_{в,т}$ и $T_{в}$ — постоянные времени соответственно соответственного эквивалентного контура вихревых токов (см. рис. 3.15, б) и обмотки возбуждения. Вычтя почленно из первого уравнения второе, получим более удобный для решения вид системы (3.50):

$$\left. \begin{aligned} \Phi - \Phi_0 - k'_\Phi i_{я} + T_{в,т} \frac{d\Phi}{dt} &= 0; \\ R_{я\Sigma} T_{в\Sigma} \frac{d\Phi}{dt} + k k'_\Phi \Phi \omega + k'_\Phi R_{я\Sigma} i_{я} + \\ &+ k'_\Phi R_{я\Sigma} T_{я} \frac{di_{я}}{dt} = k'_\Phi u_{я}; \\ M &= k \Phi i_{я}. \end{aligned} \right\} \quad (3.57)$$

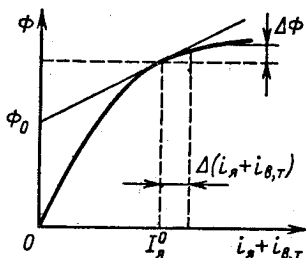


Рис. 3.22. Линеаризация кривой намагничивания

Линеаризуем систему (3.57) путем разложения в ряд Тэйлора в окрестности точки статического равновесия, обозначим $d/dt = p$, получим

$$\left. \begin{aligned} (1 + T_{в,т}p) \Delta\Phi - k'_\Phi \Delta i_\alpha &= 0; \\ (kk'_\Phi \omega^0 + R_{я\Sigma} T_{в} p) \Delta\Phi + \\ + k'_\Phi R_{я\Sigma} (1 + T_{я} p) \Delta i_\alpha &= k'_\Phi \Delta u_\alpha - kk'_\Phi \Phi^0 \Delta\omega; \\ \Delta M &= k\Phi^0 \Delta i_\alpha + kI_\alpha^0 \Delta\Phi. \end{aligned} \right\} \quad (3.58)$$

Решив систему (3.58) относительно Δi_α и ΔM , получим линеаризованные уравнения электромеханической и механической характеристик двигателя в виде

$$\Delta i_\alpha = \frac{(1 + T_{в} p) (\Delta u_\alpha - k\Phi^0 \Delta\omega)}{R_{я\Sigma} T_{в,т} T_{я} p^2 + R_{я\Sigma} (T_{в\Sigma} + T_{я}) p + R_{я\Sigma} + kk'_\Phi \omega^0}; \quad (3.59)$$

$$\Delta M = \frac{(k\Phi^0 + kk'_\Phi I_\alpha^0) (\Delta u_\alpha - k\Phi^0 \Delta\omega)}{R_{я\Sigma} T_{в,т} T_{я} p^2 + R_{я\Sigma} (T_{в\Sigma} + T_{я}) p + R_{я\Sigma} + kk'_\Phi \omega^0}. \quad (3.60)$$

Уравнения (3.59) и (3.60) характеризуют основные динамические особенности преобразователя с последовательным возбуждением при условии ограничения отклонения переменных от точки статического равновесия узкими пределами. Сравнивая их, можно установить, что наличие контура вихревых токов определяет более значительные колебания тока, чем момента при тех же условиях. Это различие существенно усиливается, если не учитывать индуктивности рассеяния якорной цепи, положив $T_\alpha = 0$. При этом порядок числителя и порядок знаменателя (3.59) становятся одинаковыми, что свидетельствует о возможности изменения тока якоря скачком и существенно искажает действительный характер процессов. Поэтому во всех случаях, когда ставится задача оценки характера изменения тока и его значения в том или ином динамическом режиме, следует пользоваться уравнением (3.59), не прибегая к дополнительным упрощениям.

Структурная схема линеаризованного электромеханического преобразователя с последовательным возбуждением, соответствующая (3.60), представлена на рис. 3.23. С помощью этой схемы определим

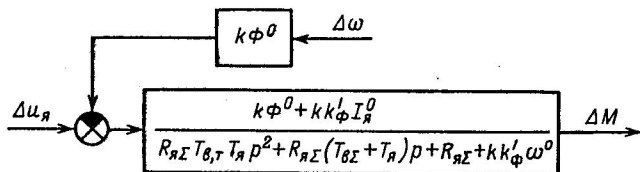


Рис. 3.23. Структурная схема линеаризованного ЭМП с последовательным возбуждением

передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики:

$$\beta_{\text{дин}} = \frac{\Delta M(p)}{\Delta \omega(p)} = - \frac{k\Phi^0 (k\Phi^0 + kk'_{\Phi} I_{\text{я}}^0)}{R_{\text{я}\Sigma} T_{\text{в,т}} T_{\text{я}} p^2 + R_{\text{я}\Sigma} (T_{\text{в}\Sigma} + T_{\text{я}}) p + R_{\text{я}\Sigma} + kk'_{\Phi} \omega^0}. \quad (3.61)$$

Уравнение (3.61) свидетельствует о том, что динамическая жесткость в данном случае существенно зависит от положения точки статического равновесия на механической характеристике двигателя. При этом следует иметь в виду что каждой точке статической характеристики соответствуют не только различные значения Φ^0 , $I_{\text{я}}^0$, ω^0 , но также и различные значения таких параметров, как $T_{\text{в}\Sigma}$ и k'_{Φ} . При уменьшении момента двигателя по сравнению с номинальным ($M^0 < M_{\text{ном}}$) коэффициент k'_{Φ} возрастает и при уменьшении потока до значений, соответствующих линейной части кривой намагничивания, становится равным коэффициенту $k'_{\Phi_{\text{тах}}} = k_{\Phi}$ [см. рис. 3.16 и формулы (3.53) и (3.54)]. При дальнейшем уменьшении момента и потока k'_{Φ} остается постоянным, соответственно максимально и постоянно значение $T_{\text{в}\Sigma}$. В области перегрузок ($M^0 > M_{\text{ном}}$) магнитная цепь двигателя насыщается, соответственно k'_{Φ} и $T_{\text{в}\Sigma}$ принимают достаточно малые значения.

Если учесть, что $T_{\text{я}}$ и $T_{\text{в,т}}$ при $I_{\text{я}}^0 < I_{\text{ном}}$ намного меньше, чем $T_{\text{в}\Sigma}$, и их произведение в (3.61) можно приближенно принять равным нулю, то для приближенных оценок получаем удобную формулу:

$$\beta_{\text{дин}} \approx -\beta / (T_{\text{э}} p + 1), \quad (3.62)$$

где $\beta = k\Phi^0 (k\Phi^0 + kk'_{\Phi} I_{\text{я}}^0) / (R_{\text{я}\Sigma} + kk'_{\Phi} \omega^0)$ — модуль статической жесткости; $T_{\text{э}} = R_{\text{я}\Sigma} (T_{\text{в}\Sigma} + T_{\text{я}}) / (R_{\text{я}\Sigma} + kk'_{\Phi} \omega^0)$ — эквивалентная электромагнитная постоянная якорной цепи двигателя.

Формула (3.62) аналогична по форме формуле динамической жесткости двигателя с независимым возбуждением (3.44), но по существу отличается непостоянством модуля и эквивалентной электромагнитной постоянной в различных точках статической характеристики при $I_{\text{я}}^0 < I_{\text{ном}}$. Если магнитная цепь двигателя ненасыщена, т. е. $k'_{\Phi} = k_{\Phi} = \text{const}$, то $k'_{\Phi} I_{\text{я}}^0 = \Phi^0$, и модуль статической жесткости определяется соотношением

$$\beta = 2k^2 \Phi^{02} / (R_{\text{я}\Sigma} + kk_{\Phi} \omega^0),$$

из которого следует, что с уменьшением нагрузки статическая жесткость механической характеристики уменьшается весьма быстро как из-за уменьшения потока Φ^0 , так из-за возрастания скорости ω^0 . Модуль динамической жесткости при этом дополнительно снижается за счет электромагнитной инерции, характеризуемой постоянной времени $T_{\text{э}}$, так же, как и у двигателя с независимым возбуждением. При сопоставлении необходимо иметь в виду, что сумма

$T_{в\Sigma} + T_{я}$ при ненасыщенной машине намного превосходит значение $T_{я}$ для двигателя с независимым возбуждением, но включение обмотки возбуждения в силовую цепь приводит к тому, что $T_{э}$ зависит от скорости ω^0 и существенно снижается при увеличении скорости. В области насыщения при $I_{я}^0 > I_{ном}$ $k'_{\Phi} \approx 0$ и $T_{в\Sigma}$ стремится к значению, соответствующему индуктивности рассеяния обмотки возбуждения, при этом $\beta = k^2 \Phi^2 / R_{я\Sigma} \approx c^2 / R_{я\Sigma}$ и $T_{э} = T_{я} = L_{я\Sigma} / R_{я\Sigma}$, где $L_{я\Sigma}$ — суммарная индуктивность рассеяния якорной цепи. Таким образом, в области перегрузок динамические свойства двигателя с последовательным возбуждением практически совпадают с рассмотренными выше свойствами двигателя с независимым возбуждением.

Линеаризованные характеристики двигателя с последовательным возбуждением (3.59) и (3.60) могут быть использованы для анализа установившихся колебательных режимов электромеханических систем с двигателем последовательного возбуждения, а также для проверки устойчивости и качества замкнутых систем регулирования с таким двигателем при малых отклонениях от положения статического равновесия.

3.9. Особенности статических характеристик двигателя со смешанным возбуждением

Двигатель со смешанным возбуждением имеет обмотки независимого *ОВН* и последовательного *ОВП* возбуждения и включается по схеме, приведенной на рис. 3.24, а. Соответственно его магнитный поток определяется постоянной МДС обмотки независимого возбуждения и пропорциональной току якоря МДС обмотки последовательного возбуждения. Если осуществить приведение параметров обмотки независимого возбуждения к числу витков обмотки последовательного возбуждения $w_{п}$, характеристику намагничивания двигателя можно представить в функции тока якоря, как показано на рис. 3.24, б.

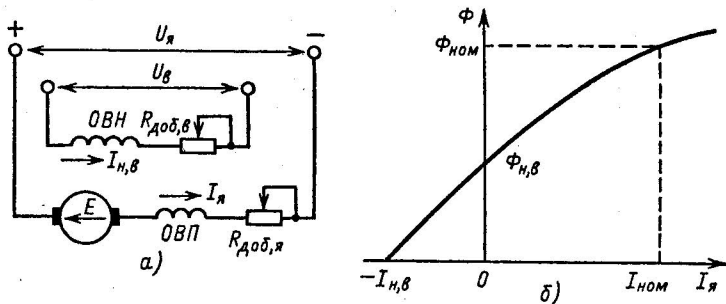


Рис. 3.24. Схема включения (а) и характеристика намагничивания двигателя смешанного возбуждения (б)

При токе якоря $I_{я} = 0$ результирующая МДС определяется МДС обмотки независимого возбуждения $I_{н,в.н.}$. Вид механической характеристики двигателя существенно зависит от выбора значения этой МДС, так как соответствующее значение магнитного потока $\Phi_{н,в}$ определяет скорость идеального холостого хода на естественной характеристике двигателя:

$$\omega_0 = U_{ном} / k\Phi_{н,в}.$$

Чем больше значение $\Phi_{н,в}$, тем ближе по своим свойствам двигатель со смешанным возбуждением к свойствам двигателя с независимым возбуждением. Напротив, при небольшой МДС обмотки *ОНВ* этот двигатель не имеет существенных отличий от двигателя с последовательным возбуждением. Как правило, обмотка независимого возбуждения двигателя со смешанным возбуждением рассчитывается на создание значительной МДС, обеспечивающей поток при идеальном холостом ходе: $\Phi_{н,в} = (0,7 \div 0,85) \Phi_{ном}$, при этом скорость идеального холостого хода лежит в пределах

$$\omega_0 = \omega_{ном} \frac{E_0}{E_{ном}} \frac{\Phi_{ном}}{\Phi_0} = (1,3 \div 1,6) \omega_{ном}. \quad (3.63)$$

Уравнения электромеханической и механической характеристик двигателя со смешанным возбуждением совпадают с соответствующими уравнениями для двигателя с последовательным возбуждением:

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi(I_{я})} - \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi(I_{я})} I_{я};$$

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi(I_{я})} - \frac{R_{я\Sigma}}{k^2\Phi^2(I_{я})} M.$$

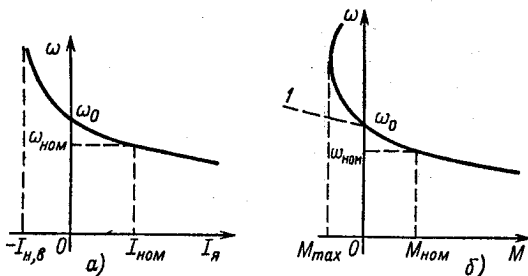


Рис. 3.25. Статические естественные характеристики двигателя со смешанным возбуждением

Форма статических характеристик $\omega(I_a)$ и $\omega(M)$ в этом случае определяется представленной на рис. 3.24, б кривой $\Phi(I_a)$. Сравнивая эту кривую с представленной на рис. 3.2, можно установить, что добавление МДС $I_{н,в}W_{н,в}$ смещает кривую $\Phi(I_a)$ по оси абсцисс на отрезок $I_{н,в}W_{н,в}$. Соответственно естественная электромеханическая характеристика двигателя со смешанным возбуждением (рис. 3.25, а) повторяет форму характеристики двигателя с последовательным возбуждением, если ось ординат сместить на значение этого тока. При токе $I_a = 0$ $\omega = \omega_0$, и при изменении нагрузки в двигательном режиме от 0 до $M_{ном}$ скорость изменяется в соответствии с (3.63) в более широких пределах, чем у двигателя с независимым возбуждением. При переводе двигателя в генераторный режим изменение знака МДС обмотки последовательного возбуждения приводит к быстрому снижению потока (рис. 3.24, б), который при $I_{a1} = -I_{н,в}$ становится равным нулю. Этому значению тока якоря соответствует асимптота, к которой приближается кривая $\omega = f(I_a)$ при $\omega \rightarrow \infty$.

Естественная механическая характеристика (рис. 3.25, б) по форме отличается от электромеханической характеристики. Так как при $I_a \rightarrow -I_{н,в}$ поток стремится к нулю, зависимость $\omega = f(M)$ в генераторном режиме имеет максимум и при возрастании скорости асимптотически приближается к оси ординат слева.

Эффективность режима рекуперативного торможения у двигателя со смешанным возбуждением из-за размагничивающего действия обмотки последовательного возбуждения существенно снижается.

Модуль жесткости механической характеристики с ростом нагрузки в этом режиме уменьшается до значения $\beta = 0$, соответствующего максимуму момента M_{max} , а само значение этого момента невелико.

Более благоприятные условия рекуперативного торможения обеспечиваются путем отключения обмотки ОПВ при переходе в генераторный режим, при этом в генераторном режиме механическая характеристика становится линейной и имеет жесткость

$$\beta_r = k^2 \Phi_{н,в}^2 / R_{я\Sigma} = \text{const.}$$

Таким образом, характеристики двигателя со смешанным возбуждением занимают промежуточное положение между характеристиками двигателей с независимым и с последовательным возбуждением.

3.10. Математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в асинхронном двигателе

Схема включения трехфазного асинхронного двигателя с фазным ротором показана на рис. 3.26, а, соответствующая ей двухфазная модель представлена на рис. 3.26, б. Математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии наиболее удобно получить в синхронных осях x, y , при этом, как было показано в гл. 2, синусоидально изменяющиеся реальные переменные машины преобразуются в постоянные величины, характеризующие проекции изображающего вектора на синхронно с ним вращающиеся координатные оси x и y . Наиболее компактной записью уравнений механической характеристики является комплексная форма. В осях x, y ($\omega_k = \omega_{0эл}$) эти уравнения можно получить с помощью (2.27), положив $\bar{u}_2 = 0$:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 R_1 + d\bar{\Psi}_1/dt + j\omega_{0эл}\bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{i}_2 R'_{2\Sigma} + d\bar{\Psi}_2/dt + j(\omega_{0эл} - \omega_{эл})\bar{\Psi}_2; \\ M &= p_n L_{12} \text{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2^*), \end{aligned} \right\} \quad (3.64)$$

где $R'_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{2\text{доб}}$ — суммарное активное сопротивление фазы двигателя.

Уравнения потокосцеплений:

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2; \quad \bar{\Psi}_2 = L_{12} \bar{i}_1 + L_2 \bar{i}_2. \quad (3.65)$$

С помощью (3.65) можно выразить токи через потоко-сцепления:

$$\bar{i}_1 = (L_2 \bar{\Psi}_1 - L_{12} \bar{\Psi}_2) / (L_1 L_2 - L_{12}^2); \quad (3.66)$$

$$\bar{i}_2 = (L_1 \bar{\Psi}_2 - L_{12} \bar{\Psi}_1) / (L_1 L_2 - L_{12}^2). \quad (3.67)$$

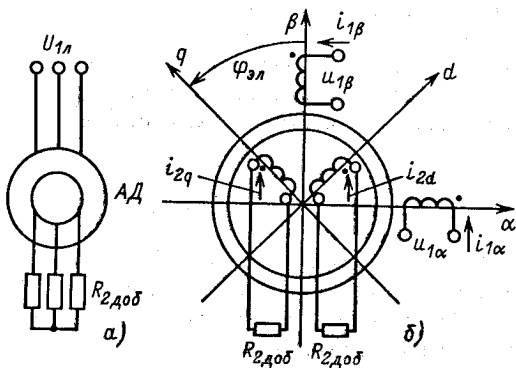


Рис. 3.26. Схемы трехфазного асинхронного двигателя (а) и его двухфазной модели (б)

Подставив (3.66) и (3.67) в (3.64), можно получить уравнения механической характеристики, выраженные через потоко-сцепления:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \frac{R_1 L_2 \bar{\Psi}_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} - \frac{R_1 L_{12} \bar{\Psi}_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{0\text{эл}} \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \frac{R_2' L_1 \bar{\Psi}_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} - \frac{R_2' L_{12} \bar{\Psi}_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \bar{\Psi}_2, \end{aligned} \right\}$$

$$M = \frac{p_n L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \text{Im}(\bar{\Psi}_1 \bar{\Psi}_2^*). \quad (3.68)$$

Уравнения (3.64) и (3.68) используются в дальнейшем для анализа динамических свойств асинхронного электро-механического преобразователя. Для анализа статических режи-мов преобразования энергии используем выражение намаг-ничивающего тока машины

$$\bar{I}_\mu = \bar{I}_1 + \bar{I}_2'. \quad (3.69)$$

С учетом (3.69) уравнения потоко-сцеплений (3.65) могут быть представлены в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_1 &= L_{1\sigma} \bar{I}_1 + L_{12} \bar{I}_\mu; \\ \bar{\Psi}_2 &= L_{2\sigma} \bar{I}_2' + L_{12} \bar{I}_\mu, \end{aligned} \right\} \quad (3.70)$$

где $L_{1\sigma} = L_1 - L_{12}$, $L_{2\sigma} = L_2 - L_{12}$ — индуктивности рассеяния статорной и роторной обмоток.

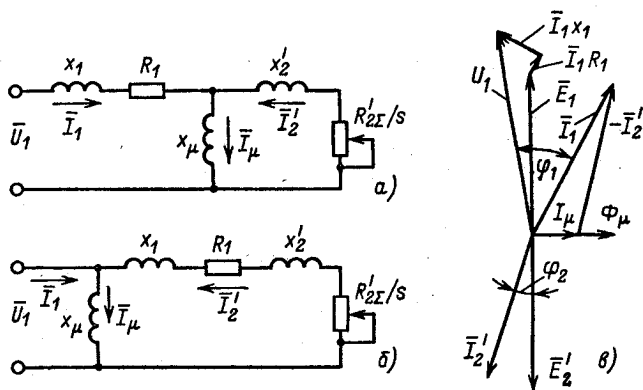


Рис. 3.27. Схемы замещения фазы (а, б) и векторная диаграмма (в) асинхронного двигателя

Приняв для статического режима в (3.64) $d\bar{\Psi}_1/dt = d\bar{\Psi}_2/dt = 0$, запишем первые два уравнения этой системы так:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1(R_1 + jx_1) + j\bar{I}_\mu x_\mu; \\ 0 &= \bar{I}'_2(R'_{2\Sigma} + jx'_{2s}) + j\bar{I}_\mu x_\mu s, \end{aligned} \right\} \quad (3.71)$$

где

$$\begin{aligned} x_1 &= \omega_{0\text{эл}} L_{1\sigma}; \quad x'_2 = \omega_{0\text{эл}} L_{2\sigma}; \quad x_\mu = \omega_{0\text{эл}} L_{12}; \\ s &= (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}})/\omega_{0\text{эл}} = (\omega_0 - \omega)/\omega_0. \end{aligned}$$

В уравнениях (3.71) величина $\bar{I}_\mu x_\mu$ представляет собой ЭДС фазы двигателя

$$\bar{E}_1 = -\bar{E}'_2 = j\bar{I}_\mu x_\mu = j\omega_{0\text{эл}} L_{12} \bar{I}_\mu = j\omega_{0\text{эл}} \Psi_\mu,$$

поэтому их можно записать так:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 R_1 + j\bar{I}'_1 x_1 + \bar{E}_1; \\ \bar{E}'_2 &= \bar{I}'_2 R'_{2\Sigma}/s + j\bar{I}'_2 x'_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.72)$$

Уравнения (3.72) записаны для двухфазной модели двигателя. Как было показано в § 2.4, переменные двухфазной модели пропорциональны переменным реального двигателя, поэтому они являются также уравнениями электрического равновесия в комплексной форме, записанными для любой фазы реального асинхронного двигателя при его работе в статическом режиме. Им соответствуют схемы замещения фазы и векторная диаграмма, представленные на рис. 3.27.

Таким образом, математический аппарат обобщенной машины позволяет достаточно просто как частный случай получить традиционные уравнения электрического равновесия, схему замещения и векторную диаграмму для статических режимов работы, известные из курса электрических машин.

Без большой погрешности намагничивающую ветвь схемы рис. 3.27, а можно вынести на выводы напряжения сети; соответствующая этому допущению схема замещения фазы асинхронного двигателя представлена на рис. 3.27, б. Ошибка, вносимая этим допущением, невелика потому, что в схеме рис. 3.27, б не учитывается лишь влияние падения напряжения на сопротивлениях обмотки статора от намагничивающего тока I_μ на определяемый схемой ток ротора. Следует иметь в виду, что эта схема не дает правильных представлений о зависимости намагничивающего тока от нагрузки двигателя, так как определяет неизменное значение этого тока $I_\mu = U_1/x_\mu = \text{const.}$

3.11. Статические характеристики асинхронных двигателей

Для получения выражений статических характеристик с помощью приведенной на рис. 3.27, б упрощенной схемы замещения определим вначале ток фазы ротора как функцию параметров двигателя:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_{2\Sigma}'/s)^2 + x_k^2}}, \quad (3.73)$$

где $x_k = x_1 + x_2'$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания.

Активная электромагнитная мощность, передаваемая через воздушный зазор ротору двигателя, может быть записана в виде

$$P_{12} = 3I_2'^2 R_{2\Sigma}'/s = \frac{3U_1^2 R_{2\Sigma}'/s}{(R_1 + R_{2\Sigma}'/s)^2 + x_k^2} \quad (3.74)$$

или же через электромагнитный момент и скорость поля двигателя:

$$P_{12} = M\omega_0. \quad (3.75)$$

Приравнивая (3.74) и (3.75), получаем уравнение статической механической характеристики двигателя в виде зависимости

$$M = \frac{3U_1^2 R_{2\Sigma}'}{\omega_0 s [(R_1 + R_{2\Sigma}'/s)^2 + x_k^2]}. \quad (3.76)$$

Анализ функции (3.76) показывает, что она имеет точки экстремума; критическое скольжение, соответствующее экстремуму, может быть определено путем дифференцирования (3.76) по s и последующего приравнивания нулю этой производной:

$$s_k = \pm R_{2\Sigma}' / \sqrt{R_1^2 + x_k^2}. \quad (3.77)$$

Подставляя (3.77) в (3.76), получаем выражение критического момента:

$$M_k = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 [R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_k^2}]}. \quad (3.78)$$

С учетом (3.77) и (3.78) уравнение (3.76) может быть после преобразований представлено в форме так называемой

уточненной формулы Клосса:

$$M = \frac{2M_k(1 + as_k)}{s/s_k + s_k/s + 2as_k}, \quad (3.79)$$

где $a = R_1/R'_{2\Sigma}$.

Нетрудно видеть, что при $s \ll s_k$ механическая характеристика близка к линейной зависимости $M \approx 2M_k s/s_k$, а в области больших скольжений ($s \gg s_k$) имеет гиперболический характер: $M \approx 2M_k s_k/s$. При $s = s_k$ момент принимает максимальные значения, причем в двигательном режиме ($s_{k,дв} > 0$) соответствующее значение критического момента $M_{к,дв}$, как это следует из (3.78), меньше, чем $M_{к,г}$ в генераторном режиме ($s_{к,г} < 0$). С помощью (3.78) можно эту разницу оценить количественно:

$$M_{к,г} = M_{к,дв} \frac{R_1 + \sqrt{R_1^2 + x_k^2}}{R_1 - \sqrt{R_1^2 + x_k^2}} = -M_{к,дв} \frac{1 + a|s_k|}{1 - a|s_k|}, \quad (3.80)$$

где $|s_k|$ — модуль критического скольжения.

В соответствии с изложенным механическая характеристика асинхронного двигателя $M = f(s)$ имеет вид, показанный на рис. 3.28. Для правильного понимания особенностей статических режимов преобразования энергии в асинхронном двигателе полезно установить физические причины, определяющие такой характер зависимости момента двигателя от скольжения. С этой целью получим формулу, связывающую момент двигателя M , ток I'_2 и результирующий магнитный поток Φ_μ .

Результирующий поток связан с ЭДС двигателя соотношением

$$\begin{aligned} E_1 = E_2 &= \omega_{0эл} L_{12} I_{\mu max} \sqrt{2} = \omega_{0эл} \Psi_{\mu max} \sqrt{2} = \\ &= 4,44 f_1 w_1 \Phi_{\mu max} \equiv f_1 \Phi_\mu \end{aligned} \quad (3.81)$$

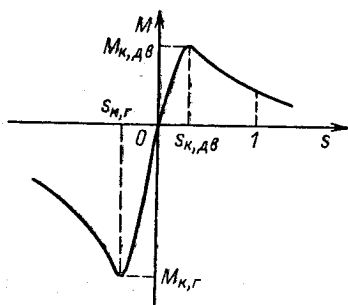


Рис. 3.28. Механическая характеристика асинхронного двигателя

Исходя из выражения электромагнитной мощности, с учетом (3.81) можно записать

$$M = \frac{P_{12}}{\omega_0} = \frac{3E_2' I_2' \cos \varphi_2}{\omega_0} = k\Phi_\mu I_2' \cos \varphi_2. \quad (3.82)$$

Из (3.82) следует, что зависимость момента от скольжения определяется характером изменений потока, тока ротора и $\cos \varphi_2$ при изменениях скольжения. Зависимость $I_2' = f(s)$ была уже получена [см. (3.73)]. Рассматривая формулу (3.73), можно убедиться, что при возрастании момента в области двигательного режима ($s > 0$) ток ротора монотонно возрастает, стремясь при $s \rightarrow \infty$ к асимпote: $I_{2\text{пред}}' = U_1 / \sqrt{R_1^2 + x_k^2}$. В генераторном режиме ($s < 0$) легко обнаруживается максимум: $I_{2\text{max}}' = U_1 / x_k$, соответствующий $s_{\text{гр}} = -R_{2\Sigma} / R_1 = -1/a$, причем при $s \rightarrow -\infty$ ток ротора стремится к той же асимпote, что и в двигательном режиме. Соответственно зависимость $I_2'(s)$ имеет вид, показанный на рис. 3.29, а.

Зависимость $\cos \varphi_2$ от скольжения (рис. 3.29, б) можно получить с помощью схемы замещения рис. 3.27, а:

$$\cos \varphi_2 = R_{2\Sigma}' / \sqrt{R_{2\Sigma}'^2 + x_2'^2 s^2}. \quad (3.83)$$

Следовательно, $\cos \varphi_2$ при возрастании модуля скольжения монотонно убывает, стремясь при $s \rightarrow \infty$ к нулю, и зависимость его от скольжения имеет вид, показанный на рис. 3.29, б.

Если принять магнитный поток $\Phi_\mu \approx \text{const}$, можно прийти к выводу, что в соответствии с (3.82) момент двигателя при малых скольжениях, где $\cos \varphi_2$ изменяется медленно, должен возрастать при увеличении скольжения примерно пропорционально току I_2' . В области больших скольжений ток I_2' приближается к значению $I_{2\text{пред}}'$ и изменяется мало, при этом момент, как следует из (3.82), должен снижаться

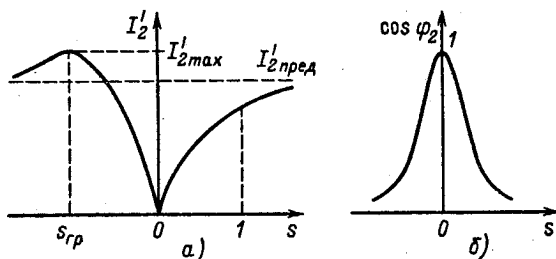


Рис. 3.29. Зависимость тока I_2' и $\cos \varphi_2$ от скольжения

примерно по тому же закону, что и $\cos \varphi_2$. Нетрудно видеть, что форма зависимости $M = f(s)$ соответствует изложенному; максимум момента наступает при скольжении, которому соответствует $d(I_2 \cos \varphi_2) / ds = 0$.

В действительности ЭДС E_1 и магнитный поток Φ_μ двигателя при работе в двигательном режиме по мере роста нагрузки и связанного с ним падения напряжения в цепи статора снижаются. Снижение это имеет монотонный характер и добавляется к рассмотренному выше влиянию изменений $\cos \varphi_2$, не меняя характера зависимости $M = f(s)$. Наличие максимума тока в кривой $I_2' = f(s)$ в области генераторного режима объясняется тем, что в связи с изменением фазы тока статора и падения напряжения на сопротивлении R_1 ЭДС двигателя и поток Φ_μ в области малых скольжений продолжают возрастать и превышают значения, соответствующие идеальному холостому ходу. При больших скольжениях определяющим становится падение напряжения на сопротивлении x_1 ; здесь ЭДС и поток снижаются аналогично снижению ЭДС и потока в двигательном режиме работы. Этим обусловлены максимум ЭДС и потока в генераторном режиме и соответствующий ему максимум тока ротора. Как следствие, в соответствии с (3.81) максимум момента в генераторном режиме при $R_1 \neq 0$ больше, чем в двигательном.

Естественная механическая характеристика $\omega = f(M)$ для асинхронного двигателя с фазным ротором представлена на рис. 3.30, а. Рабочий участок характеристики, соответствующий $\omega_{к,г} > \omega > \omega_{к,дв}$, обладает высокой жесткостью, модуль

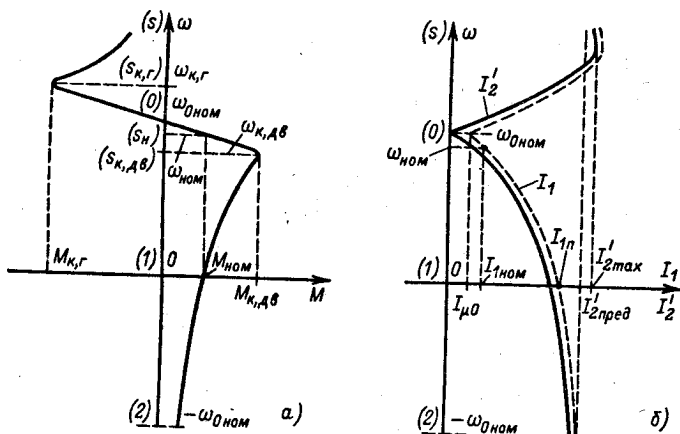


Рис. 3.30. Естественная механическая (а) и электромеханическая (б) характеристики асинхронного двигателя

которой при $|M| < |M_{\text{ном}}|$ практически постоянен, а при $M_{\text{ном}} < M < M_k$ с возрастанием момента двигателя постепенно уменьшается и при $\omega = \omega_k$ становится равным нулю. Дальнейшее снижение скорости приводит к уменьшению электромагнитного момента, что соответствует изменению знака статической жесткости $\beta_{\text{ст}}$, которая становится положительной. Этот участок характеристики вплоть до $\omega = 0$ обычно для двигателей с фазным ротором не используется, и форма характеристики в этой области для таких двигателей существенного значения не имеет. Как показано на рис. 3.30, а, двигательному режиму работы соответствуют скольжения от $s = 1$ до $s = 0$.

Если ротор двигателя вращать против поля ($\omega < 0$, $s > 1$), двигатель переходит в тормозной режим противовключения. В этом режиме на естественной характеристике двигателя с фазным ротором поток снижен, $\cos \varphi_2$ весьма мал, поэтому двигатель развивает небольшие значения тормозного момента, потребляя из сети в основном реактивный ток, превышающий номинальный в 5–10 раз. Поэтому режим противовключения на естественной характеристике двигателя с фазным ротором также на практике не используется.

Область $\omega > \omega_0$ ($s < 0$) соответствует генераторному режиму работы параллельно с сетью. При $\omega_0 < \omega < \omega_{\text{к.г}}$ подводимая к двигателю механическая энергия частично теряется в двигателе в виде теплоты, а в основном отдается в сеть. Однако при дальнейшем возрастании скорости и соответствующем увеличении частоты тока ротора происходит постепенное уменьшение коэффициента мощности двигателя, который при $s = s_{\text{гр}}$ становится равным нулю. При скорости $\omega_{\text{гр}}$, соответствующей $s_{\text{гр}}$, отдаваемая в сеть активная мощность равна нулю, т. е. вся подведенная к двигателю механическая энергия теряется в виде теплоты в двигателе. Поэтому при $\omega_0 < \omega < \omega_{\text{гр}}$ имеет место режим рекуперативного торможения, при $\omega = \omega_{\text{гр}}$ наступает режим динамического торможения, а при $\omega > \omega_{\text{гр}}$ двигатель начинает потреблять энергию из сети, как и при режиме противовключения.

Максимальное значение момента двигателя в двигательном режиме определяет его перегрузочную способность. При этом необходимо иметь в виду, что M_k зависит от квадрата приложенного напряжения U_1 , вследствие чего асинхронный двигатель весьма чувствителен к колебаниям напряжения сети. В каталожных данных для асинхронных двигателей указывается перегрузочная способность двигателя при номинальном напряжении $\lambda = M_k/M_{\text{ном}}$. При определении момента допустимой перегрузки следует учитывать возможное снижение

напряжения сети на 10%:

$$M_{\text{доп}} = (U_1/U_{1\text{ном}})^2 \lambda M_{\text{ном}} \approx 0,8\lambda M_{\text{ном}}.$$

Электрохимические естественные характеристики асинхронного двигателя $\omega = f(I_1)$ и $\omega = f(I_2)$ показаны на рис. 3.30, б. Зависимость $\omega = f(I_2)$ построена с помощью (3.73) и соотношения $\omega = \omega_0(1 - s)$ (сплошная кривая). В ней отражены все рассмотренные выше особенности зависимости $I_2 = f(s)$ (рис. 3.29, а). Кривая $\omega = f(I_1)$ в основном повторяет форму кривой $\omega = f(I_2)$, так как определяется соотношением $I_1 = I_{\mu} - I_2$. Она показана на рис. 3.30, б штриховой кривой, которая имеет наиболее значительные отклонения от кривой $\omega = f(I_2)$ в области идеального холостого хода. Действительно, при $\omega = \omega_0$ ток ротора равен нулю, а статор потребляет из сети ток холостого хода I_0 , основной составляющей которого является намагничивающий ток $I_{\mu 0}$. По мере роста тока ротора эти кривые сближаются.

Двигатель с фазным ротором благодаря выведенным на контактные кольца выводам роторной обмотки обеспечивает возможность изменения параметров цепи ротора путем введения различных добавочных сопротивлений. Наиболее широко используется включение в цепь ротора добавочных активных сопротивлений, как показано на рис. 3.26, а. При этом в соответствии с (3.78) максимум момента M_k не претерпевает изменений, а критическое скольжение (3.77) увеличивается пропорционально суммарному сопротивлению роторной цепи $R'_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{2\text{доб}}$. Поэтому механические характеристики двигателя при введении в ротор добавочных активных сопротивлений имеют вид, показанный на рис. 3.31, а.

Рассматривая эти характеристики, можно установить, что введение добавочных активных сопротивлений в цепь ротора при пуске двигателя и при торможении противовключением является эффективным средством ограничения тока и повышения момента двигателя. Переключением сопротивлений можно обеспечить работу двигателя во всех режимах в пределах рабочего участка механических характеристик. В частности, плавным уменьшением сопротивления $R_{2\text{доб}}$ при торможении противовключением и последующем пуске в противоположном направлении можно обеспечить постоянство тормозного и пускового моментов двигателя в этих режимах.

Модуль жесткости рабочего участка механической характеристики при введении сопротивления находится при данном M в обратно пропорциональной зависимости от $R'_{2\Sigma}$ поэтому реостатные характеристики двигателя при больших добавочных сопротивлениях имеют невысокую жесткость.

Искусственные характеристики, соответствующие изменению x_k , которое может быть достигнуто введением добавочных индуктивных сопротивлений в цепь статора или ротора, представлены на рис. 3.31, б. В соответствии с (3.77) и (3.78) увеличение x_k приводит к уменьшению s_k и M_k , этим и объясняется форма указанных характеристик. Заметим, что последовательное введение в силовую цепь двигателя емкостного сопротивления позволяет снижать x_k и вследствие этого увеличивать перегрузочную способность двигателя. Однако на практике эта возможность в связи с трудностями реализации используется редко.

Характеристики, показанные на рис. 3.31, б, дают представление и о форме искусственных механических характеристик, которые могут быть получены введением добавочных активных сопротивлений в цепь статора $R_{1\text{доб}}$. Как это следует из соотношений (3.77) и (3.78), этот параметр влияет на s_k и M_k аналогично влиянию x_k .

Несколько подробнее необходимо остановиться на влиянии на электромеханические свойства асинхронного двигателя изменений напряжения и частоты тока, подводимого к его статору. В пределах рабочего участка механической характе-

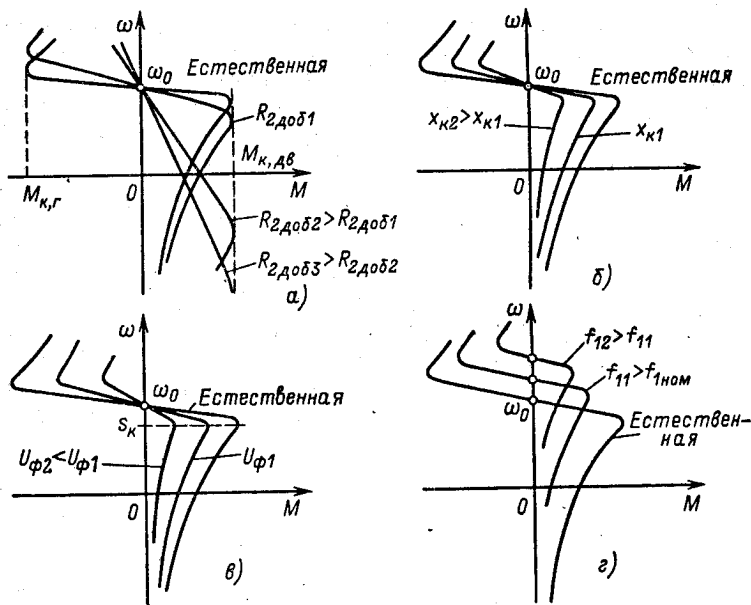


Рис. 3.31. Естественные и искусственные механические характеристики асинхронного двигателя

ристики, когда ток статора не превышает существенно номинальное значение, ЭДС двигателя E_1 незначительно отличается от напряжения сети, поэтому можно приближенно записать

$$U_1 \approx E_1 = 4,44f_1w_1\Phi_{\mu\max}. \quad (3.84)$$

Из (3.84) следует, что при неизменной частоте ($f_1 = \text{const}$) изменения напряжения приводят к соответствующим изменениям магнитного потока двигателя. Так как в номинальном режиме магнитная цепь двигателя насыщена (рис. 3.32), то повышение напряжения сверх номинального приводит при прочих равных условиях к быстрому возрастанию тока намагничивания I_{μ} . У двигателей нормального исполнения ток холостого хода $I_0 \approx I_{\mu 0} = (0,25 \div 0,35)I_{1\text{ном}}$, поэтому повышение напряжения на 20–30% может увеличивать ток холостого хода до значений, превышающих номинальный ток $I_{1\text{ном}}$, и двигатель может нагреваться этим током сверх допустимой температуры даже при отсутствии полезной нагрузки на его валу. При тех же условиях снижение напряжения вызывает в соответствии с (3.84) уменьшение магнитного потока.

Следовательно, напряжение, приложенное к обмоткам статора асинхронного двигателя, при $f_1 = \text{const}$ может рассматриваться как управляющее воздействие, определяющее поток двигателя, так же как и напряжение U_b , приложенное к обмотке возбуждения двигателя постоянного тока. Форма механических характеристик при $f_1 = \text{const}$ и $U_1 = \text{var}$ показана на рис. 3.31, в. Она определяется соотношениями (3.77) и (3.78), из которых следует, что скольжение s_k при этом остается неизменным, а критический момент уменьшается пропорционально квадрату напряжения.

Во всех рассмотренных вариациях параметров скорость идеального холостого двигателя ω_0 оставалась неизменной. Изменения частоты тока статора f_1 приводят к пропорциональному изменению величины $\omega_0 = 2\pi f_1/p_n$, но одновременно при $U_1 = \text{const}$ вызывают обратно пропорциональные изменения потока двигателя Φ_{μ} . Так как в номинальном режиме машина насыщена (рис. 3.32), при $U_1 = U_{1\text{ном}}$ допустимо только увеличение частоты $f_1 \geq f_{1\text{ном}}$, что вызывает соответствующее уменьшение потока Φ_{μ} . В соответствии с (3.78) увеличение f_1 приводит к уменьшению критического

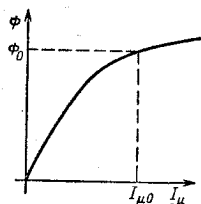


Рис. 3.32. Кривая намагничивания асинхронного двигателя

момента из-за увеличения ω_0 и повышения реактансов рассеяния $x_k = x_{k(f_{\text{ном}})} f_1 / f_{\text{ном}}$. Критическое скольжение при этом также уменьшается, а скорость идеального холостого хода увеличивается, как показано на рис. 3.31, г.

При необходимости уменьшения частоты $f_1 < f_{\text{ном}}$ для снижения скорости $\omega_0 < \omega_{0\text{ном}}$ необходимо дополнительно изменять напряжение питания U_1 таким образом, чтобы поток поддерживался примерно постоянным. Соответственно наиболее эффективные возможности управления асинхронным двигателем обеспечиваются использованием в качестве управляющего воздействия в канале регулирования скорости частоты f_1 , а в канале регулирования потока напряжения U_1 .

Приведенный анализ основан на предположении, что при данной механической характеристике в любой ее точке параметры двигателя R_1 , R'_2 , x_1 , x'_2 остаются неизменными. Известно, что это допущение вполне приемлемо в пределах рабочего участка механической характеристики, а при $s > s_k$ является в большинстве случаев грубым. При больших токах сказывается насыщение зубцов, что вызывает уменьшение индуктивного сопротивления рассеяния. С возрастанием частоты тока ротора существенно проявляется эффект вытеснения тока, вызывающий увеличение активного сопротивления роторной обмотки R'_2 . Для двигателя с фазным ротором, которым можно управлять таким образом, чтобы во всех режимах обеспечивалась работа в пределах рабочего участка его характеристик, указанные изменения параметров не имеют существенного значения. В наиболее массовом варианте асинхронного электропривода с короткозамкнутым ротором двигателя влияние изменений параметров весьма существенно и его необходимо иметь в виду.

Схема включения асинхронного короткозамкнутого двигателя приведена на рис. 3.33, а, а варианты статических механических характеристик показаны на рис. 3.33, б. В отличие от двигателя с фазным ротором пуск короткозамкнутого двигателя осуществляется в большинстве практических случаев прямым включением его обмотки статора в сеть, а для торможения используется режим противовключения. Поэтому область механической характеристики при $s > s_k$ имеет для такого двигателя важное значение и определяет его пусковые и тормозные возможности. Момент M_n , развиваемый двигателем при $\omega = 0$ ($s = 1$), является важным показателем, включаемым в число каталожных данных двигателя в виде величины $M_n / M_{\text{ном}}$. Практически при оценке пускового момента следует учитывать возможность понижения напряжения сети на 10% при снижении каталожного значения M_n на

20%. Кроме того, для короткозамкнутых двигателей в каталогах указывается кратность пускового тока $I_{\text{п}}/I_{\text{ном}}$.

Для сокращения длительности переходных процессов пуска и торможения желательно увеличивать пусковой и тормозной моменты, а для уменьшения нагрузок на сеть полезно ограничивать пусковые и тормозные токи двигателя. Если двигатель имеет ротор с круглыми пазами, то изменения сопротивления роторной обмотки, обусловленные эффектом вытеснения тока, хотя и вызывают отклонения формы механической характеристики от определяемой (3.79), но не обеспечивают значительного увеличения пускового и тормозного моментов и заметного ограничения соответствующих токов (см. кривую 1 на рис. 3.33, б). Изготовление двигателя с увеличенным сопротивлением роторной клетки дает модификацию, называемую двигателем с повышенным скольжением (штриховая кривая 2 на рис. 3.33, б). При этом достигается увеличение пускового и тормозных моментов, но понижается жесткость рабочего участка механической характеристики, снижается номинальная скорость и возрастают потери в роторной цепи двигателя:

$$\Delta P_2 = M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 s. \quad (3.85)$$

Соотношение (3.85) свидетельствует о том, что потери в роторной цепи при $M = \text{const}$ пропорциональны скольжению. Двигатели с повышенным скольжением имеют номинальное скольжение $s_{\text{ном}} = 0,04 \div 0,12$, что в 2–3 раза превышает номинальное скольжение того же двигателя нормального исполнения. Соответственно возрастают номинальные потери двигателя, что вынуждает при прочих равных условиях снижать допустимый по нагреву (т. е. номинальный) момент

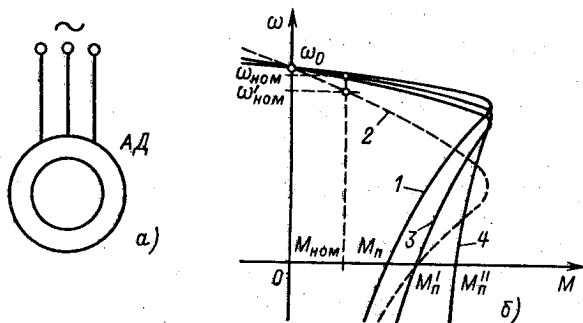


Рис. 3.33. Схема (а) и механические характеристики (б) асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

и номинальную мощность двигателя. Увеличение потерь в роторной цепи вызывает также снижение КПД двигателя, поэтому обычно двигатели с повышенным скольжением в установках, работающих длительно с номинальной нагрузкой, не используются.

Более сильно зависит от скольжения активное сопротивление двигателей с глубоким пазом (кривая 3) и особенно с двойной беличьей клеткой (кривая 4 на рис. 3.33, б). Сопротивление роторной обмотки таких двигателей в номинальном режиме невелико, но сильно увеличивается при возрастании частоты тока ротора в пусковых режимах и режиме противовключения. Подбором параметров двойной клетки удастся обеспечить практическое постоянство момента двигателя в переходных процессах и в то же время обеспечить высокую жесткость рабочего участка механической характеристики и значения КПД, близкие к двигателям нормального исполнения. Кроме того, увеличение активного сопротивления двойной беличьей клетки при больших скольжениях ограничивает потребляемый двигателем ток.

Пример 3.5. Определить по каталожным данным параметры асинхронного двигателя и рассчитать его естественную механическую характеристику и искусственные характеристики при $R_{2\text{доб}} = 0,42 R_{2\text{ном}}$, а также при $U_1 = 0,7 U_{1\text{ном}}$.

Данные двигателя: $U_{1\text{л, ном}} = 380$ В; $P_{\text{ном}} = 30$ кВт; $n_{\text{ном}} = 970$ об/мин; $I_{1\text{ном}} = 67$ А; $E_{2\text{к}} = 225$ В; $I_{2\text{ном}} = 72$ А; $M_{\text{к}} = 810$ Н·м.

Из (3.79) следует, что при данных $M_{\text{к}}$ и $as_{\text{к}} = R_1/\sqrt{R_1^2 + x_{\text{к}}^2}$ одинаковым моментам M соответствует условие

$$s/s_{\text{к}} = \text{const.}$$

Так как $s_{\text{к}} \equiv R'_{2\Sigma}$, то и скольжение двигателя при $M = \text{const}$ пропорционально полному активному сопротивлению роторной цепи. Номинальное сопротивление цепи ротора, при котором $I_2 = I_{2\text{ном}}$ при $s = 1$

$$R_{2\text{ном}} = E_{2\text{к}}/\sqrt{3} I_{2\text{ном}} = 225/\sqrt{3 \cdot 72} = 1,83 \text{ Ом.}$$

Исходя из пропорциональности скольжения сопротивлению ротора, можно записать для $M = M_{\text{ном}}$

$$s_M = M_{\text{ном}} = R_{2\Sigma}/R_{2\text{ном}} = R_{2\Sigma*} = R'_{2\Sigma*}.$$

Получен важный вывод: скольжение двигателя при номинальном моменте численно равно относительному сопротивлению ротора. Определим номинальное скольжение ($R_{2\Sigma} = R_2$):

$$s_{\text{ном}} = (n_0 - n)/n_0 = (1000 - 970)/1000 = 0,03.$$

Активное сопротивление фазы ротора

$$R_2 = s_{\text{ном}} R_{2\text{ном}} = 0,03 \cdot 1,83 = 0,055 \text{ Ом.}$$

Коэффициент приведения сопротивлений

$$k_R = \frac{m_1}{m_2} k_c^2 \approx \frac{m_1}{m_2} \left(0,95 \frac{U_{1л.ном}}{E_{2к}} \right)^2 = \frac{3}{3} \left(0,95 \frac{380}{225} \right)^2 = 2,57,$$

где m_1 и m_2 — число фаз статора и ротора.

Приведенное сопротивление ротора

$$R'_2 = R_2 k_R = 0,055 \cdot 2,57 = 0,141 \text{ Ом.}$$

Приближенно примем $R_1 \approx R'_2 = 0,141$ Ом, соответственно $a = 1$.

Номинальный электромагнитный момент определим по моменту на валу, приближенно учитывая момент потерь ΔM коэффициентом 1,05: $M_{ном} = 1,05 \cdot P_{ном} / \omega_{ном} = 1,05 \cdot 30 \cdot 10^3 / 101,5 = 310 \text{ Н} \cdot \text{м}$, где $\omega_{ном} = \pi n_{ном} / 30 = \pi \cdot 970 / 30 = 101,5 \text{ 1/с}$.

Подставив значения $M_{ном}$, M_k и a в (3.79), получим уравнение для определения s_k :

$$310 = \frac{2 \cdot 810(1 + s_k)}{0,03/s_k + s_k/0,03 + 2s_k}.$$

Из двух корней полученного квадратного уравнения выбираем больший из физических соображений: $s_k = 0,174$.

Из выражения критического скольжения (3.77) находим индуктивное сопротивление короткого замыкания:

$$\begin{aligned} x_k &= x_1 + x'_2 = \sqrt{(R'_2/s_k)^2 - R_1^2} = \\ &= \sqrt{(0,141/0,174)^2 - 0,141^2} = 0,79 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Расчетное значение критического момента на естественной характеристике

$$\begin{aligned} M_k &= \frac{3U_{1ном}^2}{2\omega_0(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_k^2})} = \\ &= \frac{3 \cdot 220^2}{2 \cdot 105(0,141 + \sqrt{0,141^2 + 0,79^2})} = 740 \text{ Н} \cdot \text{м.} \end{aligned}$$

Следовательно, расчетное значение M_k меньше каталожного примерно на 8,7%.

Естественная механическая характеристика $M = f(s)$ имеет вид

$$M = \frac{2 \cdot 740(1 + 0,174)}{s/0,174 + 0,174/s + 0,348}.$$

С помощью данного уравнения и выражения скольжения на рис. 3.34 построена естественная расчетная механическая характеристика $\omega = f(M)$ (кривая 1). Там же для сравнения построена эта же характеристика по данным каталога (кривая 2). Нетрудно видеть, что расчетная характеристика незначительно отличается от каталожной.

Для построения реостатной механической характеристики при $R_{2\text{доб}} = 0,42R_{2\text{ном}} = 0,42 \cdot 1,83 = 0,77$ Ом определим суммарное приведенное сопротивление ротора:

$$R'_{2\Sigma} = (R_2 + R_{2\text{доб}}) k_R = (0,055 + 0,77) 2,57 = 2,12 \text{ Ом.}$$

Критическое скольжение

$$s_{k,н} = \frac{R'_{2\Sigma}}{\sqrt{R_1^2 + x_k^2}} = \frac{2,12}{\sqrt{0,141^2 + 0,79^2}} = 2,68.$$

Уравнение реостатной характеристики

$$M = \frac{2 \cdot 740 (1 + 0,174)}{s/2,68 + 2,68/s + 2 \cdot 0,174}.$$

Соответствующая этому уравнению реостатная характеристика построена на рис. 3.35 (кривая 3), там же показана расчетная естественная характеристика (кривая 1).

Для построения механической характеристики при $U_1 = 0,7U_{1\text{ном}} = 0,7 \cdot 220 = 154$ В определим критический момент в двигательном режиме:

$$M_{k,н} = \frac{3 \cdot 154^2}{2 \cdot 105 (0,141 + \sqrt{0,141^2 + 0,79^2})} = 362 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Уравнение искусственной характеристики

$$M = \frac{2 \cdot 362 (1 + 0,174)}{s/0,174 + 0,174/s + 2 \cdot 0,174}$$

Соответствующая механическая характеристика представлена на рис. 3.35 (кривая 2).

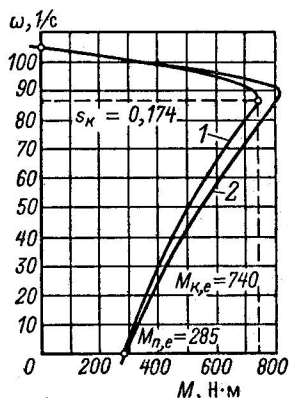


Рис. 3.34. Механические характеристики асинхронного двигателя

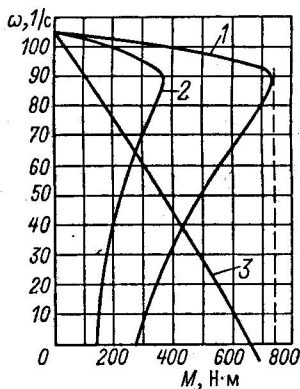


Рис. 3.35. Характеристики асинхронного двигателя: 1 — естественная; 2, 3 — искусственные

3.12. Динамические свойства асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника напряжения

Математическое описание динамических процессов преобразования энергии в § 3.10 было получено в предположении, что двигатель получает питание от сети или от индивидуального преобразователя, обладающего свойствами источника напряжения, т. е. источника, напряжение которого при изменении тока нагрузки остается неизменным. Проведем с его помощью анализ динамических свойств асинхронного преобразователя, рассматривая его как объект управления. Как было показано, для реализации управления моментом и скоростью двигателя в широких пределах при благоприятных условиях необходимо изменять частоту подведенного напряжения, воздействуя на скорость поля и амплитуду напряжения, определяющую при данной частоте магнитный поток двигателя.

Анализ динамических процессов преобразования энергии в асинхронном двигателе представляет собой сложную задачу в связи с существенной нелинейностью уравнений (3.64) и (3.68), обусловленной наличием произведений переменных. Исследование динамических процессов при широких пределах изменения скорости целесообразно вести с применением вычислительной техники. Для этих целей удобную форму математического описания дает (3.68), если решить каждое уравнение относительно производной потокосцепления и записать:

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\Psi_{1x}}{dt} &= u_{1x} - \frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{1x} + \frac{R_1 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{2x} + \omega_{0\text{эл}} \Psi_{1y}; \\
 \frac{d\Psi_{1y}}{dt} &= u_{1y} - \frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{1y} + \frac{R_1 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{2y} - \omega_{0\text{эл}} \Psi_{1x}; \\
 \frac{d\Psi_{2x}}{dt} &= -\frac{R_2 L_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{2x} + \frac{R_2 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{1x} + \\
 &\quad + (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2y}; \\
 \frac{d\Psi_{2y}}{dt} &= -\frac{R_2 L_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{2y} + \frac{R_2 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{1y} - (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2x}; \\
 M &= \frac{p_n L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} (\Psi_{1y} \Psi_{2x} - \Psi_{1x} \Psi_{2y}).
 \end{aligned} \right\}$$

(3.86)

Структурная схема электромеханического преобразования энергии в асинхронном двигателе при питании от источника напряжения представлена на рис. 3.36. Рассматривая ее, можно видеть два управляющих воздействия: $\omega_{0эл}$ и \bar{u}_1 , определяющих при данной скорости ротора ω изменения электромагнитного момента двигателя M . Для обеспечения определенных условий протекания процессов между изменениями $\omega_{0эл}$ и \bar{u}_1 должна устанавливаться взаимосвязь, которую называют законами частотного управления.

Аналитические оценки динамических свойств асинхронного электромеханического преобразователя могут быть получены для режимов малых отклонений скорости от статического зна-

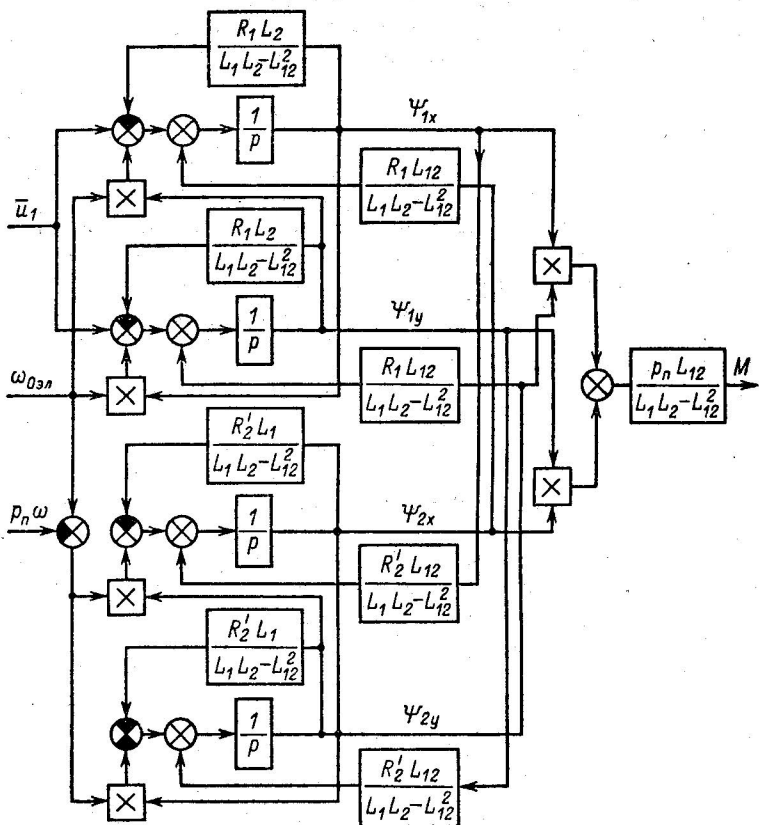


Рис. 3.36. Структурная схема электромеханического преобразования энергии в асинхронном двигателе

чения путем разложения (3.86) в ряд Тэйлора. В частности, таким путем устанавливаются динамические свойства преобразователя в области рабочего участка механической характеристики $s < s_k$ в режимах, когда магнитный поток машины изменяется незначительно.

Здесь рассматривается динамический режим работы двигателя, имеющий место по истечении времени после подключения к источнику переменного напряжения, достаточного для затухания свободных составляющих, обусловленных переходным процессом включения. При этом предполагается, что отклонения скорости от значения, определяемого статической характеристикой, малы, а изменения токов не вызывают существенных изменений потокосцепления статора Ψ_1 .

Для этих условий, положив $d\Psi_1/dt = 0$, с помощью (3.64) можно определить потокосцепление статора по формуле

$$\bar{\Psi}_1 = (\bar{u}_1 - \bar{i}_1 R_1) / j\omega_{0эл} \quad (3.87)$$

Следовательно, при питании от источника напряжения при неизменной частоте $\omega_{0эл} = \text{const}$ изменения $\bar{\Psi}_1$ вызываются только изменениями падения напряжения на активном сопротивлении статора R_1 . Если принять $R_1 \approx 0$, то при неизменной частоте постоянство \bar{u}_1 обеспечивает постоянство потокосцепления в широких пределах изменения скорости. При изменениях частоты f_1 и $R_1 \approx 0$ для поддержания постоянным $\bar{\Psi}_1$ достаточно изменять напряжение пропорционально частоте:

$$\bar{\Psi}_1 = -j \frac{\bar{u}_1}{\omega_{0эл}} = -\frac{j}{2\pi} \left(\frac{U_1}{f_1} \right) \quad (3.88)$$

Соотношение (3.88) определяет закон частотного управления $U_1/f_1 = \text{const}$.

Пусть к обмоткам статора обобщенной машины приложена система синусоидальных напряжений, которым соответствует изображающий вектор \bar{u}_1 , совпадающий по направлению с осью x , т. е. в осях x, y

$$u_{1x} = U_{1max} = \text{const}; u_{1y} = 0.$$

Тогда в соответствии с (3.88)

$$\Psi_{1x} = 0; \Psi_{1y} = -U_{1max} / \omega_{0эл} = \text{const}.$$

Таким образом, для рассматриваемых условий процессы электромеханического преобразования в асинхронном двигателе описываются тремя последними уравнениями системы (3.86).

Выполним вспомогательные преобразования:

$$\begin{aligned} \frac{R'_2 L_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} &= \frac{\omega_{0\text{эл, ном}} R'_2 (x_{1\text{н}} + x_{\text{нн}})}{(x_{1\text{н}} + x_{\text{нн}})(x'_{2\text{н}} + x_{\text{нн}}) - x_{\text{нн}}^2} = \\ &= \frac{\omega_{0\text{эл, ном}} R'_2}{\frac{x_{\text{нн}}}{x_{1\text{н}} + x_{\text{нн}}} x_{1\text{н}} + x'_{2\text{н}}} \approx \frac{\omega_{0\text{эл, ном}} R'_2}{x_{1\text{н}} + x'_{2\text{н}}} = \omega_{0\text{эл, ном}} s_{\text{к}}. \end{aligned}$$

Здесь индексом «н» обозначено, что индуктивные сопротивления $x_{1\text{н}}$, $x_{2\text{н}}$, $x_{\text{нн}}$ соответствуют номинальной частоте сети $\omega_{0\text{эл, ном}}$; учтено, что $x_{\text{нн}} \gg x_{1\text{н}}$; $s_{\text{к}}$ определено из (3.77) при $R_1 = 0$. С учетом полученных значений Ψ_{1x} и Ψ_{1y} и последнего соотношения три указанных уравнения системы (3.86) запишутся в виде

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2x} + T_3 \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - \frac{s_{\text{а}}}{s_{\text{к}}} \Psi_{2y} &= 0; \\ \Psi_{2y} + T_3 \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + \frac{s_{\text{а}}}{s_{\text{к}}} \Psi_{2x} &= -\frac{L_{12}}{L_1} \frac{U_{1\text{max}}}{\omega_{0\text{эл}}}; \\ M &= \frac{p_{\text{н}} L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \left(-\frac{U_{1\text{max}}}{\omega_{0\text{эл}}} \right) \Psi_{2x}, \end{aligned} \right\} \quad (3.89)$$

здесь $T_3 = 1/\omega_{0\text{эл, ном}} s_{\text{к}}$ — электромагнитная постоянная времени; $s_{\text{а}} = (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}})/\omega_{0\text{эл, ном}} = (\omega_0 - \omega)/\omega_{0\text{ном}}$ — абсолютное скольжение, равное отношению отклонения скорости двигателя ω от скорости поля ω_0 при любой частоте f_1 к скорости поля $\omega_{0\text{ном}}$ при частоте $f_{1\text{ном}}$.

Положим $d/dt = p$ и произведем преобразования алгебраизированных уравнений (3.89), имея в виду, что эти уравнения нелинейны и поэтому допустимы только такие их преобразования, при которых строго сохраняется предусмотренный исходными уравнениями порядок дифференцирования переменных. С этой целью вначале из первого уравнения определим Ψ_{2y} :

$$\Psi_{2y} = \frac{s_{\text{к}}}{s_{\text{а}}} (1 + T_3 p) \Psi_{2x}. \quad (3.90)$$

Подставив (3.90) во второе уравнение системы (3.89) с соблюдением получающегося порядка дифференцирования переменных, получим

$$\Psi_{2x} = -\frac{(L_{12}/L_1) (U_{1\text{max}}/\omega_{0\text{эл}})}{(1 + T_3 p) \left[\frac{s_{\text{к}}}{s_{\text{а}}} (1 + T_3 p) \right] + \frac{s_{\text{а}}}{s_{\text{к}}}}. \quad (3.91)$$

Подстановка (3.91) в третье уравнение системы (3.89) дает искомое выражение механической характеристики:

$$M = \frac{2M_k}{(1 + T_3 p) \left[\frac{s_k}{s_a} (1 + T_3 p) \right] + \frac{s_a}{s_k}}, \quad (3.92)$$

$$\text{где } M_k = \frac{1}{2} \frac{p_n L_{12}^2 / L_1 (U_{1max} / \omega_{02н})^2 \omega_{02л, ном}^2}{\omega_{02л, ном}^2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)} =$$

$$= \frac{1}{2} \frac{p_n (U_{1max} / \omega_{02н})^2 \omega_{02л, ном}}{\left(x_{1н} + x'_{2н} + x_{1н} x'_{2н} \frac{2x_{\muн} + x'_{2н}}{x_{\muн}^2} + \frac{x'_{2н}{}^2}{x_{\muн}} \right)} \approx \frac{3(U_1 / \omega_0)^2 \omega_{0ном}}{2(x_{1н} + x'_{2н})}.$$

В последней записи критического момента M_k произведен переход от максимального напряжения U_{1max} двухфазной модели двигателя к реальному действующему значению напряжения на фазе трехфазного двигателя U_1 . По формуле (2.37)

$$U_{1max(2ф)} = \frac{3}{2} k_c U_{1max(3ф)} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} U_1 = \sqrt{3} U_1.$$

Кроме того, учтено, что $x_{\muн} \gg x_{1н}$ и $x_{\muн} \gg x'_{2н}$. Нетрудно убедиться, что полученное значение M_k совпадает с определяемым по (3.78) при $R_1 = 0$ и $\omega_0 = \omega_{0ном}$. Таким образом, полученное приближенное уравнение механической характеристики в качестве частного случая статического режима работы ($p = 0$) дает уравнение статической механической характеристики (3.79) при $R_1 \approx 0$. Однако оно выражено в функции абсолютного скольжения s_a :

$$M = \frac{2M_k}{s_k / s_a + s_a / s_k}, \quad (3.93)$$

поэтому не только приближенно описывает естественную характеристику двигателя ($\omega_0 = \omega_{0ном}$), но и определяет искусственные механические характеристики двигателя, соответствующие различной частоте питающего напряжения f_1 при изменении напряжения по закону $U_1 / f_1 = \text{const}$. Как следует из (3.93) и выражения M_k в (3.92), при $R_1 = 0$ механические характеристики инвариантны относительно абсолютного скольжения s_a и представляются зависимостями $\omega = f(M)$, показанными для различных частот пунктирными кривыми на рис. 3.37. Реально в (3.87) можно пренебрегать R_1 только при частотах, близких к номинальной, при этом $U_1 = U_{1ном} \gg I_1 R_1$. При снижении частоты и напряжения по закону $U_1 / f_1 = \text{const}$, как показывает (3.87), потокосцепление Ψ_1 должно снижаться, стре-

мьсь к 0 при $f_1 \rightarrow 0$. Соответственно с учетом $R_1 \neq 0$ реальные механические характеристики при таком законе управления имеют снижающийся при малых частотах критический момент (см. сплошные кривые на рис. 3.37). По этой причине в реальных системах используются более сложные законы частотного управления, рассматриваемые в гл. 6.

Уравнение механической характеристики (3.92) отражает влияние электромагнитной инерции на протекание динамических процессов электромеханического преобразования энергии при ограниченных по амплитуде колебаниях в окрестностях точек статической характеристики. Для анализа этого влияния осуществим линеаризацию этого уравнения. Вначале необходимо выполнить операции дифференцирования в последовательности, полученной при выводе (3.92):

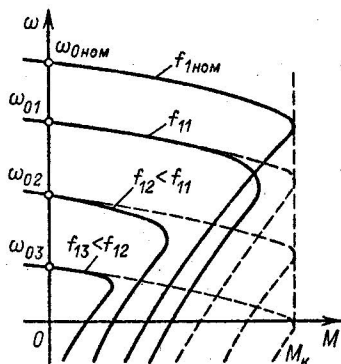
$$\left(1 + T_s \frac{d}{dt}\right) \left[\frac{s_k}{s_a} \left(M + T_s \frac{dM}{dt} \right) \right] + \frac{s_a}{s_k} M = 2M_k.$$

После дифференцирования получим

$$\begin{aligned} (1 + s_a^2/s_k^2) M + 2T_s dM/dt + T_s^2 d^2M/dt^2 - T_s (1/s_a) (ds_a/dt) M + \\ + T_s^2 (1/s_a) (ds_a/dt) (dM/dt) = 2M_k s_a/s_k. \end{aligned}$$

Раскладываем полученное уравнение в ряд Тэйлора в окрестности точки M^0, s_a^0 , пренебрегая членами высшего порядка малости. После преобразований уравнение механической характеристики представляется в виде

$$\begin{aligned} (1 + s_a^{02}/s_k^2) \Delta M + 2T_s d\Delta M/dt + T_s^2 d^2\Delta M/dt^2 = \\ = \frac{2M_k}{s_k} \left(\frac{s_k^2 - s_a^{02}}{s_k^2 + s_a^{02}} \Delta s_a + T_s \frac{s_k}{s_k^2 + s_a^{02}} \frac{d\Delta s_a}{dt} \right). \end{aligned} \quad (3.94)$$



←
Рис. 3.37. Механические характеристики асинхронного двигателя при питании от источника напряжения при $f_1 = \text{var}$

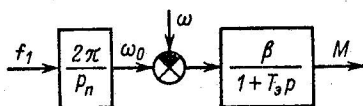


Рис. 3.38. Структурная схема линеаризованного асинхронного электромеханического преобразователя

Уравнение (3.94) позволяет анализировать модуль статической жесткости линеаризованной механической характеристики и влияние электромагнитной инерции при линеаризации в любой точке статической механической характеристики $M^0 = f(s_a^0)$. Наибольший интерес представляет линеаризованное уравнение механической характеристики для рабочего участка $s_a < s_k$. Такое уравнение получим с помощью (3.94), положив $s_a^0 = 0$, $\Delta s_a = s_a - s_a^0 = s_a = (\omega_0 - \omega)/\omega_{\text{ном}}$; $\Delta M = M - M^0 = M$:

$$(1 + 2T_p p + T_p^2 p^2) M = \frac{2M_k}{s_k} \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_{\text{ном}}} (1 + T_p p).$$

Следовательно, в окрестности точки $M^0 = 0$, $s_a^0 = 0$ электро-механический преобразователь представляется звеном первого порядка, так как его уравнение механической характеристики имеет вид

$$(1 + T_p p) M = \beta (\omega_0 - \omega), \quad (3.95)$$

где $\beta = 2M_k/\omega_{\text{ном}}s_k$ — модуль жесткости линеаризованной механической характеристики.

Структурная схема асинхронного электромеханического преобразователя, линеаризованного в пределах рабочего участка статической механической характеристики, представлена на рис. 3.38.

Передаточная функция динамической жесткости в соответствии с этой схемой запишется так:

$$\beta_{\text{дин}}(p) = M(p)/\omega(p) = -\beta/(1 + T_p p). \quad (3.96)$$

Сравнивая (3.95) и (3.96) с аналогичными формулами для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, можно заключить, что в пределах рабочего участка асинхронный двигатель имеет динамические свойства, аналогичные динамическим свойствам двигателя с независимым возбуждением.

Так как критическое скольжение двигателей лежит в пределах $s_k = 0,05 \div 0,5$, причем меньшие значения соответствуют мощным двигателям, электромагнитная постоянная двигателя T_p при питании от источника напряжения невелика:

$$T_p = 1/\omega_{\text{эл, ном}} s_k = 1/314 (0,05 \div 0,5) = (0,06 \div 0,006) \text{ с},$$

меньшие значения соответствуют двигателям малой мощности.

3.13. Статические характеристики и динамические свойства асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника тока

В связи с развитием регулируемого асинхронного электропривода с частотным управлением значительный практический интерес представляет изучение свойств асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника тока. Это обусловлено тем, что значительная часть используемых преобразователей частоты обладает свойствами источника тока, т. е. формирует в фазах двигателя токи, которые не зависят от режима работы и параметров двигателя, а определяются только сигналом задания. Схема включения двигателя для этого случая показана на рис. 3.39. В этой схеме двигатель получает питание от трехфазного источника тока. Значение тока определяется напряжением задания тока $u_{3, \tau}$, а частота — напряжением $u_{3, \omega}$.

Следует заметить, что режимы работы, соответствующие питанию от источника тока, имеют место и в электроприводах, получающих питание от сети. Важным и широко используемым на практике примером является режим динамического торможения асинхронного двигателя при питании его обмотки статора постоянным током.

Так как в схеме рис. 3.39 обмотки статора питаются неизменным током, уравнения механической характеристики (3.64) запишутся в виде

$$\left. \begin{aligned} i_{1x} &= 0; \quad i_{1y} = I_{1max} = \text{const}; \\ 0 &= i'_{2x} R'_2 + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - (\omega_{0\lambda l} - \omega_{\lambda l}) \Psi_{2y}; \\ 0 &= i'_{2y} R'_2 + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + (\omega_{0\lambda l} - \omega_{\lambda l}) \Psi_{2x}; \\ M &= p_{\lambda} L_{12} I_{1max} i'_{2x}. \end{aligned} \right\} \quad (3.97)$$

Потокосцепления в (3.97) могут быть выражены через токи:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2x} &= L_{12} i_{1x} + L_2 i'_{2x} = L_2 i'_{2x}; \\ \Psi_{2y} &= L_{12} i_{1y} + L_2 i'_{2y} = L_{12} I_{1max} + L_2 i'_{2y}. \end{aligned} \right\} \quad (3.98)$$

Подставив в уравнение для обмотки 2x выражения потокосцеплений (3.98), определим ток фазы 2y:

$$i'_{2y} = - \frac{x_{\mu n}}{x_{\mu n} + x'_{2n}} I_{1max} + \frac{S_{k1}}{S_a} (1 + T_{\lambda l p}) i'_{2x}, \quad (3.99)$$

где $s_{к1} = R'_2 / (x_{1н} + x'_{2н})$ — критическое скольжение в режиме питания от источника тока; $T_{э1} = L_2 / R'_2 = 1 / \omega_{0э1.ном} s_{к1}$ — электромагнитная постоянная двигателя при питании от источника тока.

Система (3.97) нелинейна, поэтому при преобразованиях необходимо соблюдать условия, отмеченные в § 3.12. Подставим (3.99) в уравнение для обмотки 2у и с соблюдением указанных условий преобразований разрешим его относительно тока фазы 2х:

$$i'_{2x} = \frac{x_{1н}}{x_{1н} + x'_{2н}} \frac{I_{1max}}{(1 + T_{э1}p) \left[\frac{s_{к1}}{s_a} (1 + T_{э1}p) \right] + \frac{s_a}{s_{к1}}} \quad (3.100)$$

Искомое уравнение механической характеристики асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника тока получим, подставив (3.100) в последнее уравнение системы (3.97):

$$M = \frac{2M_{к1}}{(1 + T_{э1}p) \left[\frac{s_{к1}}{s_a} (1 + T_{э1}p) \right] + \frac{s_a}{s_{к1}}}; \quad (3.101)$$

здесь $M_{к1}$ — критический момент при питании от источника тока. В переменных двухфазной модели он получен в виде

$$M_{к1} = \frac{I_{1max}^2 x_{1н}^2}{2\omega_{0ном} (x_{1н} + x'_{2н})}. \quad (3.102)$$

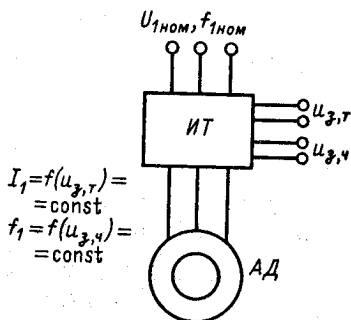
Уравнение критического момента для трехфазной машины получим, заменив максимальное значение тока двухфазной модели I_{1max} действующим значением тока фазы трехфазного двигателя I_1 с помощью формулы (2.37):

$$I_{1max(2ф)} = \frac{3}{2} k_c I_{1max(3ф)} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} I_1 = \sqrt{3} I_1.$$

Выполнив эту замену в (3.102), получим

$$M_{к1} = \frac{3}{2} \frac{I_1^2 x_{1н}^2}{\omega_{0ном} (x_{1н} + x'_{2н})}. \quad (3.103)$$

Рис. 3.39. Схема питания асинхронного двигателя от источника тока



Проведем анализ статических характеристик для случая питания асинхронного двигателя от источника тока. Уравнения электрического равновесия (3.72) для этого режима принимают вид

$$|\bar{I}_1| = \text{const}; \quad \bar{E}'_2 = \bar{I}'_2 R'_2/s_a + j\bar{I}'_2 x'_{2н}. \quad (3.104)$$

Схема замещения фазы двигателя при питании от источника тока, соответствующая (3.104), приведена на рис. 3.40, а, а векторная диаграмма для этого режима работы — на рис. 3.40, б. С помощью схемы замещения получим выражения для тока ротора I'_2 и намагничивающего тока I_μ :

$$I'_2 = I_1 \frac{x_{\mu н}}{\sqrt{(R'_2/s_a)^2 + (x_{\mu н} + x'_{2н})^2}}; \quad (3.105)$$

$$I_\mu = I_1 \sqrt{\frac{(R'_2/s_a)^2 + x'_{2н}{}^2}{(R'_2/s_a)^2 + (x_{\mu н} + x'_{2н})^2}}. \quad (3.106)$$

Уравнения (3.105) и (3.106) получены по схеме замещения (рис. 3.40, а) с помощью известного правила определения тока параллельной ветви по общему току. Зависимости $I'_2 = f(s_a)$ и $I_\mu = f(s_a)$, соответствующие этим выражениям, приведены на рис. 3.41, а. Они свидетельствуют о том, что при увеличении скольжения ток ротора I'_2 монотонно возрастает, стремясь к предельному значению

$$I'_{2\text{пред}} = I_1 \frac{x_{\mu н}}{x_{\mu н} + x'_{2н}} \approx I_1. \quad (3.107)$$

В то же время намагничивающий ток, который при $s_a = 0$ равен току I_1 , с увеличением тока ротора непрерывно уменьшается, стремясь к значению

$$I_{\mu\text{пред}} = I_1 \frac{x'_{2н}}{x_{\mu н} + x'_{2н}} \approx 0. \quad (3.108)$$

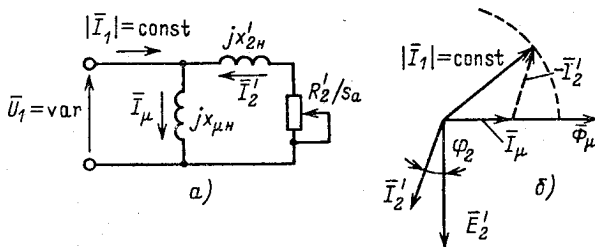


Рис. 3.40. Схема замещения фазы (а) и векторная диаграмма (б) для режима питания, асинхронного двигателя от источника тока

Так как $x'_{2н} \ll x_{нн}$, ток $I_{\mu\text{пред}}$ весьма мал. Отсюда следует важный вывод, что при питании от источника тока вследствие размагничивающего действия тока ротора ток I_{μ} и магнитный поток машины Φ_{μ} изменяются при изменениях скольжения s_a в широких пределах.

Установленная закономерность является важным отличием режима питания от источника тока от режима питания от источника напряжения. В последнем случае в соответствии со схемой замещения на рис. 3.27, а при $U_1 = \text{const}$ намагничивающий ток примерно постоянен, так как изменяется только в связи с изменениями падения напряжения на сопротивлениях статора, которые невелики. При этом размагничивающее действие тока ротора компенсируется соответствующими изменениями тока статора (см. рис. 3.30, б). В режиме питания от источника тока $I_1 = \text{const}$ и размагничивающее действие тока ротора проявляется полностью.

Как следствие, при анализе характеристик асинхронного двигателя в режиме питания от источника тока необходимо учитывать влияние насыщения магнитной цепи двигателя. Кривая намагничивания представлена на рис. 3.41, б, там же построена кривая $x_{\mu} = f(I_{\mu})$, соответствующая данной кривой намагничивания. Для анализа формы статических характеристик с приближенным учетом насыщения характеристика $\Phi_{\mu} = f(I_{\mu})$ аппроксимирована двумя прямыми. При $I_{\mu} < I_{\mu\text{нас}}$ магнитная цепь машины ненасыщена и $x_{\mu} = x_{\mu\text{нн}} = \text{const}$ (прямая 1). Если $I_{\mu} > I_{\mu\text{нас}}$, насыщение сказывается существенно и приближенно можно принять $\Phi_{\mu} = \Phi_{\mu\text{нас}} = \text{const}$ (прямая 2 на рис. 3.41, б).

Так как $I_{\mu} \leq I_1$, то при $I_1 \leq I_{\mu\text{нас}}$ магнитная цепь двигателя при любых скольжениях не насыщается и $x_{\mu\text{нн}} = \text{const}$. В этой

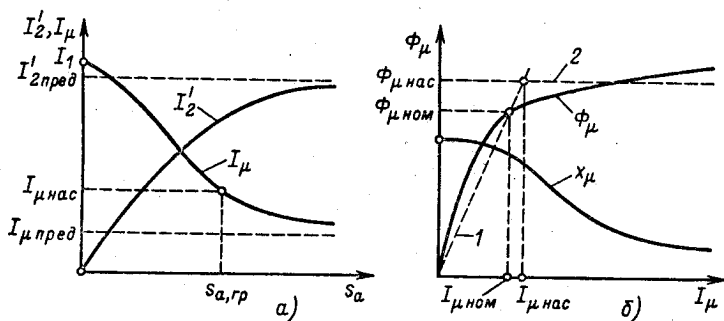


Рис. 3.41. Зависимости I_2 , $I_{\mu}(s_a)$ и $\Phi_{\mu}(I_{\mu})$ для режима питания асинхронного двигателя от источника тока

области значений I_1 статические механические характеристики двигателя описываются уравнением (3.101) при $p = 0$:

$$M = \frac{2M_{к1}}{s_{к1}/s_a + s_a/s_{к1}}, \quad (3.109)$$

где $M_{к1} = 3I_1^2 x_{\mu 1}^2 / 2\omega_{0ном} (x_{\mu 1} + x'_{2н})$; $s_{к1} = R'_2 / (x_{\mu 1} + x'_{2н})$.

На рис. 3.42, а представлено семейство характеристик $\omega = f(M)$, соответствующих ряду значений частоты f_1 при $I_1 \leq I_{\mu нас}$. Так как зависимость $M = f(s_a)$ (3.109) инвариантна относительно частоты, то при изменении f_1 изменяется только скорость идеального холостого хода $\omega_0 = 2\pi f_1 / p_n$, а форма механических характеристик относительно этой точки не претерпевает изменений. Особенностью этих характеристик является малость критического скольжения $s_{к1}$ по сравнению с s_k , соответствующим питанию от источника напряжения, обусловленная тем, что $x_{\mu 1} \gg x_{1н} + x'_{2н}$. Однако при $I_1 \leq I_{\mu нас}$ невелико и значение $M_{к1}$. Поэтому для получения требуемой перегрузочной способности, аналогичной перегрузочной способности на естественной характеристике, в режиме питания от источника тока необходимо выбирать значения I_1 , превышающие $I_{\mu нас}$ в несколько раз.

При $I_1 \gg I_{\mu нас}$ и идеальном холостом ходе магнитная цепь машины находится в глубоком насыщении, поэтому при малых значениях s_a можно без большой погрешности принять $\Phi_\mu = \Phi_{\mu нас} = \text{const}$. С ростом скольжения намагничивающий ток I_μ уменьшается, однако в соответствии с принятой аппроксимацией до значения $s_a = s_{a,гр}$, при котором $I_\mu = I_{\mu нас}$, насыщение сохраняется. В области больших скольжений ($s_a > s_{a,гр}$), как показано на рис. 3.41, а, ток $I_\mu < I_{\mu нас}$, x_μ возрастает и приближенно может быть принято равным $x_{\mu 1}$ (рис. 3.41, б).

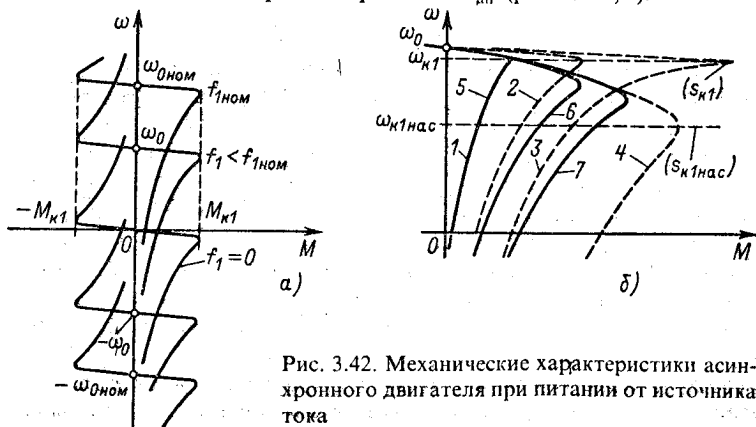


Рис. 3.42. Механические характеристики асинхронного двигателя при питании от источника тока

Отсюда следует, что при $I_1 \gg I_{\mu \text{нас}}$ в области $s_a < s_{a, \text{гр}}$ реальная форма кривой $\omega = f(M)$ в значительной мере отклоняется от определяемой (3.109), а при больших скольжениях ($s_a > s_{a, \text{гр}}$) магнитная цепь размагничивается током ротора и реальная механическая характеристика сближается с рассчитываемой по (3.109).

Принятая аппроксимация кривой намагничивания позволяет приближенно оценить вид механической характеристики при насыщении, которое соответствует области малых скольжений, т. е. рабочему ее участку. При насыщении $\Phi_{\mu} = \Phi_{\mu \text{нас}} = \text{const}$ и ЭДС E'_2 достигает значений, близких к $U_{1 \text{ном}}$. С учетом этого для режима насыщения можно принять $E'_2 = U_{1 \text{ном}} = \text{const}$ и представить (3.109) в виде

$$M = \frac{2M_{\kappa 1 \text{нас}}}{s_{\kappa 1 \text{нас}}/s_a + s_a/s_{\kappa 1 \text{нас}}}, \quad (3.110)$$

где $M_{\kappa 1 \text{нас}} = 3U_{1 \text{ном}}^2 / 2\omega_{0 \text{ном}} x'_{2\text{п}}$; $s_{\kappa 1 \text{нас}} = R'_2 / x'_{2\text{п}}$.

Следовательно, насыщение смещает максимум момента в область больших скольжений, так как $s_{\kappa 1 \text{нас}} > s_{\kappa 1}$.

Проведенный анализ влияния насыщения позволяет представить реальную форму механических характеристик при различных значениях I_1 . На рис. 3.42, б приведены механические характеристики 1–3, соответствующие токам $I_{11} = I_{\mu \text{нас}}$, $I_{12} > I_{\mu \text{нас}}$ и $I_{13} > I_{12}$, которые построены по (3.109) без учета насыщения. Там же показана механическая характеристика 4 для насыщенного состояния магнитной цепи, определяемая (3.110). Реальные механические характеристики (кривые 5–7) в области насыщения ($s_a < s_{a, \text{гр}}$) совпадают с кривой 4, а при отсутствии насыщения ($s_a > s_{a, \text{гр}}$) приближаются к соответствующим кривым 1–3.

Граничное скольжение $s_{a, \text{гр}}$ при $I_1 = I_{11}$ равно нулю и с возрастанием тока I_1 увеличивается. Соответственно при $I_{11} = I_{\mu \text{нас}}$ магнитная цепь машины не насыщается при любых скольжениях и кривая 1 сливается с соответствующей реальной характеристикой 5. С увеличением I_1 и возрастанием $s_{a, \text{гр}}$ увеличивается зона, где механические характеристики совпадают с кривой 4, а зона, в которой они совпадают с рассчитываемыми без учета насыщения, постепенно сокращается. Это, как видно на рис. 3.42, б, приводит к постепенному увеличению критического скольжения.

Сравнивая уравнение механической характеристики для динамических процессов (3.101) с уравнением (3.92), соответствующим питанию двигателя от источника напряжения, можно установить, что они совпадают по форме и отличаются лишь выра-

жениями критического момента и электромагнитной постоянной времени. Следовательно, выполнив линеаризацию уравнения (3.101) в окрестности точки $M^0 = 0$, $s_a^0 = 0$ аналогично линеаризации, выполненной для уравнения (3.92), получим приближенное линеаризованное уравнение механической характеристики в виде

$$(1 + T_{31}p)M = \beta_1(\omega_0 - \omega), \quad (3.111)$$

где $\beta_1 = 2M_{к1}/\omega_{0ном}S_{к1}$.

Передаточная функция динамической жесткости

$$\beta_{дин}(p) = -\beta_1/(1 + T_{31}p). \quad (3.111a)$$

Структурная схема электромеханического преобразования энергии при питании от источника тока в соответствии с (3.111) совпадает с полученной выше схемой для питания от источника напряжения и приведенной на рис. 3.38. Однако динамические свойства в этих режимах существенно различны в связи с тем, что при питании от источника тока поток при $I_1 = \text{const}$ изменяется в широких пределах. Изменения главного потока машины при этом определяют существенно большую инерционность электромеханического преобразователя, чем при питании от источника напряжения. Действительно, сравнивая

$$T_2 = \frac{1}{\omega_{0эл, ном} S_k} = \frac{x_{1н} + x'_{2н}}{\omega_{0эл, ном} R'_2},$$

$$T_{31} = \frac{1}{\omega_{0эл, ном} S_{к1}} = \frac{x_{ин} + x'_{2н}}{\omega_{0эл, ном} R'_2},$$

можно убедиться, что $T_2 \ll T_{31}$. С ростом тока статора вследствие насыщения индуктивное сопротивление намагничивания $x_{ин}$ уменьшается, при этом уменьшается и электромагнитная постоянная T_{31} , стремясь при больших насыщениях к T_2 .

В отличие от питания от источника напряжения при питании от источника тока можно изменять частоту, не изменяя сигнала задания тока. Однако практически и в этом случае для обеспечения определенных условий протекания процессов электромеханического преобразования энергии задание тока в схеме рис. 3.39 изменяют в функции задания частоты по тем или иным законам частотного управления.

Пример 3.6. По данным примера 3.5 составить линеаризованные структурные схемы преобразования энергии при питании асинхронного двигателя от сети и от источника тока при $f_1 = f_{1ном} = 50$ Гц. Ток холостого хода двигателя $I_0 = 42$ А.

Определим модуль жесткости линеаризованной механической характеристики при питании от источника напряжения (3.95):

$$\beta = 2M_{к}/\omega_{0ном}S_{к} = 2 \cdot 740/105 \cdot 0,174 = 81 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Электромагнитная постоянная времени в этом режиме

$$T_3 = 1/\omega_{0эл, ном} s_k = 1/314 \cdot 0,174 = 0,0183 \text{ с.}$$

Уравнение (3.95) при подстановке значений β и T_3 принимает вид

$$(1 + 0,0183p) M = 81 (105 - \omega).$$

Структурная схема электромеханического преобразователя при питании от источника напряжения представлена на рис. 3.43, а.

Примем $I_{н ном} \approx I_0 = 42 \text{ А}$. Тогда приближенно можно определить $x_{\mu н}$:

$$x_{\mu н} \approx U_{н ном} / I_{н ном} = 220/42 = 5,23 \text{ Ом.}$$

При питании от источника тока примем значение тока статора $I_1 = I_{н ном} = 67 \text{ А}$ и будем предполагать, что при этом токе можно не учитывать насыщение магнитной цепи. Критический момент при питании от источника тока в соответствии с (3.103)

$$\begin{aligned} M_{к1} &= 3I_1^2 x_{\mu н}^2 / 2\omega_{0 ном} (x_{\mu н} + x'_{2н}) = \\ &= 3 \cdot 67^2 \cdot 5,23^2 / 2 \cdot 105 (5,23 + 0,4) = 311 \text{ Н} \cdot \text{м}, \end{aligned}$$

где $x'_{2н} \approx 0,5x_k = 0,4 \text{ Ом}$.

Критическое скольжение

$$s_{к1} = R'_2 / (x_{\mu н} + x'_{2н}) = 0,141 / (5,23 + 0,4) = 0,025.$$

Модуль жесткости статической механической характеристики

$$\beta_1 = 2M_{к1} / \omega_{0 ном} s_{к1} = 2 \cdot 311 / 105 \cdot 0,025 = 237 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с.}$$

Электромагнитная постоянная времени при питании от источника тока

$$T_{31} = 1/\omega_{0эл, ном} s_{к1} = 1/314 \cdot 0,025 = 0,127 \text{ с.}$$

Уравнение механической характеристики

$$(1 + 0,127p) M = 237 (105 - \omega).$$

Соответствующая структурная схема электромеханического преобразователя приведена на рис. 3.43, б.

Сравнивая T_3 и T_{31} , можно убедиться, что влияние электромагнитной инерции в режиме питания от источника тока на порядок выше, чем при питании от источника напряжения. Оценим влияние

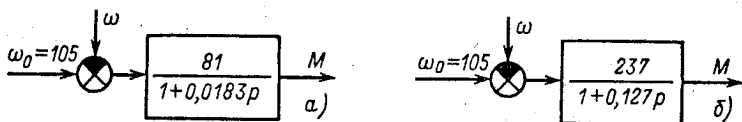


Рис. 3.43. Структурные схемы электромеханического преобразования энергии (к примеру 3.7) при питании двигателя от источника напряжения (а) и источника тока (б)

насыщения, принимая усредненное значение $(x_{\text{мд}})_{\text{нас}} = U_{\text{ном}}/I_1 = 220/67 = 3,28 \text{ Ом}$, при этом

$$s_{\text{к1нас}} = R_2'/(x_{\text{мд,нас}} + x_{2\text{н}}') = 0,141/(3,28 + 0,4) = 0,0383;$$

$$T_{\text{з1}} = 1/\omega_{0\text{эп,ном}} s_{\text{к1нас}} = 1/314 \cdot 0,0383 = 0,083 \text{ с.}$$

Насыщение уменьшает $T_{\text{з1}}$ тем в большей степени, чем больше I_1 по сравнению с $I_{\text{ном}} \approx I_0$.

3.14. Режим динамического торможения асинхронного двигателя

Механическая характеристика на рис. 3.42, *a* при $f_1 = 0$ соответствует режиму динамического торможения асинхронного двигателя при его независимом возбуждении со стороны статора постоянным током I_1 . Такой режим возможен при питании от преобразователя частоты со свойствами источника тока при задании $u_{3,ч} = 0$ ($f_1 = 0$). Однако в современном асинхронном электроприводе режим динамического торможения чаще используется для останова двигателя, получающего питание от сети, либо для регулирования скорости. Для осуществления режима динамического торможения асинхронный двигатель отключается от сети переменного тока и включается по схеме, приведенной на рис. 3.44, *a*. При этом обмотка статора может быть соединена либо в звезду, либо в треугольник, в отдельных случаях подключают свободную фазу к одной из работающих, как показано на рис. 3.44, *a* штриховой линией. Применяются и более сложные переключения обмоток статора для увеличения результирующей МДС при данном токе $I_{\text{п}}$ или напряжении $U_{\text{п}}$.

Так как постоянный ток $I_{\text{п}}$ не зависит от тока ротора в статике, а при достаточно большом $R_{1\text{доб}}$ и в динамике, режим динамического торможения является частным случаем питания от источника тока. Поэтому проведенный анализ условий работы и характеристик двигателя при питании от источника тока полностью применим и к режиму динамического торможения при $f_1 = 0$ и $\omega_0 = 0$. В связи с наличием различных схем включения обмоток статора для использования полученных в § 3.13 соотношений необходимо установить связь между трехфазным током I_1 , для которого эти соотношения получены, и постоянным током $I_{\text{п}}$ в схеме динамического торможения. Условием эквивалентности является равенство МДС, создаваемых постоянным током $I_{\text{п}}$ при данной схеме соединения обмоток и переменным током I_1 .

Определение эквивалентного тока $I_1 = I_{\text{эkv}}$, исходя из этого условия, не представляет затруднений. В качестве примера на

рис. 3.44, б приведена наиболее употребительная схема при соединении обмоток в звезду, а на рис. 3.44, в векторным суммированием МДС фаз обмоток определена результирующая МДС для этой схемы:

$$F_n = \sqrt{3} I_n w_1.$$

Эквивалентный ток определим, приравняв F_n амплитуде результирующей МДС, создаваемой трехфазным током $I_1 = I_{\text{экр}}$:

$$\sqrt{3} I_n w_1 = (3/2) \sqrt{2} I_{\text{экр}} w_1.$$

Следовательно, в данной схеме

$$I_{\text{экр}} = \sqrt{2/3} I_n. \quad (3.112)$$

Подставляя в полученные в § 3.13 соотношения $I_1 = I_{\text{экр}}$ и $\omega_0 = 0$, можно использовать их для анализа динамического торможения. Выражение абсолютного скольжения для режима динамического торможения имеет вид

$$s_a = -\omega/\omega_{0\text{ном}}.$$

В соответствии с выражением критического момента $M_{\text{кл}}$ и критического скольжения $s_{\text{кл}}$ в (3.109) для режима динамического торможения можно записать

$$M_{\text{кл}} = \frac{3I_{\text{экр}}^2 x_{\text{мн}}^2}{2\omega_{0\text{ном}} (x_{\text{мн}} + x'_{2\text{н}})}; \quad s_{\text{кл}} = \frac{R'_2 + R'_{2\text{доб}}}{x_{\text{мн}} + x'_{2\text{н}}}.$$

Нетрудно видеть, что введение добавочных резисторов в цепь ротора при динамическом торможении снижает жесткость рабочего участка, так же, как и при двигательном режиме.

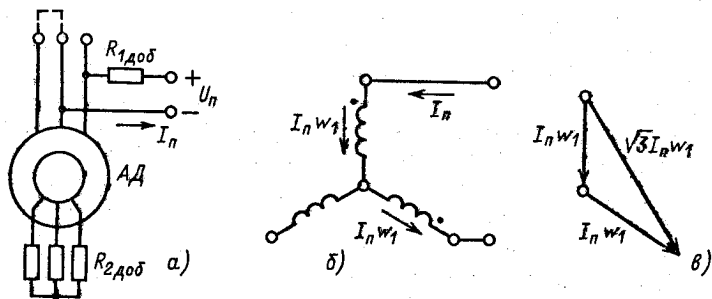


Рис. 3.44. К анализу режима динамического торможения

Пример 3.7. Рассчитать статические механические характеристики двигателя МТ 211-6 в режиме динамического торможения при $I_n = 1,5I_0$ и $I_n = 3I_0$ для $R'_{2доб} = 0$ и $R'_{2доб} = 4,5$ Ом.

Данные для расчета: $P_{ном} = 7,5$ кВт; $U_{1л,ном} = 380$ В; $\omega_{ном} = 98$ 1/с; $I_{1ном} = 20,8$ А; $I_0 = 11,8$ А; $E_{2к} = 255$ В; $I_{2ном} = 19,8$ А; $R'_2 = 0,836$ Ом (для нагретого двигателя); $x'_{2н} = 1,67$ Ом. Универсальная кривая намагничивания приведена на рис. 3.45, а (кривая 1).

Расчет механических характеристик при питании от источника тока и, в частности, при динамическом торможении необходимо вести с учетом нелинейности кривой намагничивания по точкам. Для облегчения расчетов на рис. 3.45, а построена зависимость $x_{\mu*} = f(I_{\mu*})$ (кривая 2), где

$$x_{\mu*} = x_{\mu n} / x_0 = (E_1 / E_{1ном}) (I_0 / I_{\mu}) = (E_{1*} / I_{\mu*}).$$

Расчетные формулы, полученные с помощью соотношений (3.105), (3.106), (3.74) и векторной диаграммы рис. 3.40, а, имеют вид

$$\left(\frac{R'_2}{s_a}\right)^2 = \frac{(x_{\mu n} + x'_{2н})^2 - (I_{эkv} / I_{\mu})^2 x'_{2н}{}^2}{(I_{эkv} / I_{\mu})^2 - 1};$$

$$I'_2 = \frac{I_{эkv} x_{\mu n}}{\sqrt{(R'_2 / s_a)^2 + (x_{\mu n} + x'_{2н})^2}}; \quad M = \frac{3I_2'^2}{\omega_0 ном} \left(\frac{R'_0}{s_n}\right).$$

Здесь значения $x_{\mu n} = f(I_{\mu})$ определяются с помощью кривой 2 на рис. 3.45, а.

Примем, что обмотка статора включена по схеме рис. 3.44, б, и определим с помощью (3.112) эквивалентный переменный ток статора:

$$I_{эkv1} = \sqrt{2/3} I_{n1} = \sqrt{2/3} \cdot 1,5 \cdot 11,8 = 14,6 \text{ А.}$$

Для второго значения постоянного тока

$$I_{эkv2} = \sqrt{2/3} \cdot 3 \cdot 11,8 = 29,2 \text{ А.}$$

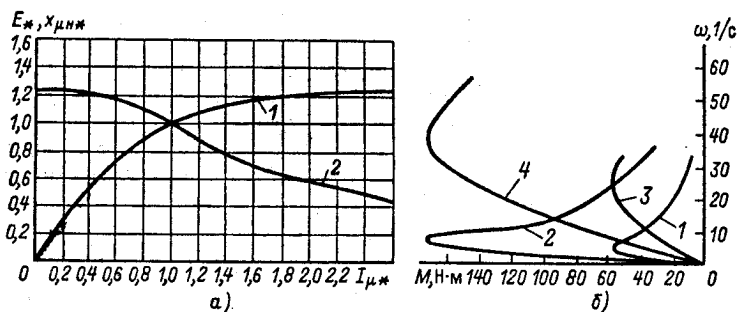


Рис. 3.45. Универсальные кривые намагничивания для двигателей типа МТ (а) и механические характеристики двигателя типа МТ2М-6 в режиме динамического торможения (б)

Таблица 3.4

I_{μ}	$I_{\mu*}$	$x_{\mu*}$	$x_{\mu n}$	$(I_{\text{экв}}/I_{\mu})^2$	(R_2'/s_a)	$I_{\text{экв}} \cdot x_{\mu n}$	I_2	M	ω
14,0	1,19	0,965	18,0	1,09	4250	263	3,86	27,6	1,32
13,0	1,1	0,98	18,2	1,26	1710	270	6	42,5	2,1
11,8	1,0	1,0	18,6	1,53	765	276	8,1	51,8	3,14
10,0	0,85	1,08	20,2	2,14	410	295	9,9	56,5	4,3
8,0	0,68	1,18	22,0	3,3	240	320	11,4	54,2	5,6
6,0	0,51	1,28	23,8	6,0	126	348	12,6	51,0	7,8
4,0	0,34	1,28	23,8	13,3	49,9	348	13,2	35,4	12,3
2,0	0,17	1,28	23,8	53,0	9,6	348	13,6	16,4	28

Таблица 3.5

M	27,6	42,5	51,8	56,5
$s_{a, \text{исх}}$	0,0126	0,02	0,029	0,041
$s_{a, p} = 6,36s_{a, \text{исх}}$	0,08	0,127	0,185	0,261
$\omega = 105s_{a, p}$	8,4	13,3	19,4	27,4

Расчет проводим в следующем порядке. Задаваясь значениями I_{μ} в пределах от $I_{\text{экв}}$ до $I_{\mu \text{пред}}$, определяем с помощью кривой 2 на рис. 3.45, а значения $x_{\mu n}$. Подстановка значений $I_{\text{экв}}$, I_{μ} и $x_{\mu n}$ в первое расчетное уравнение позволяет найти отношение R_2'/s_a . Далее с помощью второго уравнения вычисляем I_2 , а с помощью третьего — электромагнитный момент двигателя. Скорость двигателя определяем по формуле

$$\omega = \omega_{\text{ном}} R_2' / (R_2'/s_a).$$

Результаты расчета характеристик для $I_{\text{экв}1} = 14,6$ А сведены в табл. 3.4.

Аналогично рассчитывается и механическая характеристика при $I_{\text{экв}2} = 29,2$ А. Рассчитанные механические характеристики при $R_{2\text{доб}} = 0$ представлены на рис. 3.45, б (кривые 1 и 2).

Реостатные характеристики рассчитываются по исходным характеристикам 1 и 2 по точкам, соответствующим выбранным значениям момента:

$$s_{a,p} = s_{a,\text{исх}} (R_2' + R_{2\text{доб}}) / R_2',$$

где $s_{a,\text{исх}}$ — значения абсолютного скольжения при $R_{2\text{доб}} = 0$.

Расчет реостатной характеристики, соответствующей $I_{\text{экв}} = 14,6$ А и $R_{2\text{доб}} = 4,5$ Ом, представлен в табл. 3.5.

Реостатная характеристика построена по данным табл. 3.5 на рис. 3.45, б (кривая 3). Там же приведена рассчитанная аналогично кривая 4, соответствующая $I_{\text{экв}} = 29,2$ А и $R_{2\text{доб}} = 4,5$ Ом.

3.15. Электромеханические свойства синхронных двигателей

Синхронные двигатели, как правило, исполняются с явнополюсным ротором, на котором размещается обмотка возбуждения. Питание обмотки возбуждения осуществляется через контактные кольца от источника постоянного напряжения, а трехфазная обмотка статора подключается к сети переменного тока, как показано на рис. 3.46, а. Двухфазная модель такой машины представлена схемой на рис. 3.46, б. Здесь обмотки фаз статора питаются симметричной двухфазной системой напряжений

$$u_{1\alpha} = U_{1max} \sin \omega_{0\text{эл}} t; \quad u_{1\beta} = U_{1max} \sin (\omega_{0\text{эл}} t - \pi/2) = -U_{1max} \cos \omega_{0\text{эл}} t.$$

Обмотка возбуждения размещена на оси d явнополюсного ротора и подключена к источнику постоянного напряжения $u_{\text{в}}$. Уравнения электромеханической характеристики, записанные для реальных переменных в осях α , β , d , q , имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + d\Psi_{1\alpha}/dt; \\ u_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + d\Psi_{1\beta}/dt; \\ u_{\text{в}} &= R_{\text{в}} i_{\text{в}} + d\Psi_{\text{в}}/dt. \end{aligned} \right\} \quad (3.113)$$

Особенностью рассматриваемого двигателя является синхронное вращение ротора с вращающимся полем статора. При работе в двигательном режиме ротор отстает от поля статора на угол $\theta_{\text{эл}} = \varphi_{0\text{эл}} - \varphi_{\text{эл}} = \omega_{0\text{эл}} t - \varphi_{\text{эл}}$, поэтому наиболее удобный для анализа вид уравнения механической характеристики имеют в осях d , q . Вначале преобразуем напряжения $u_{1\alpha}$, $u_{1\beta}$ к осям d , q с помощью формул прямого преобразования (2.15):

$$\begin{aligned} u_{1d} &= u_{1\alpha} \cos \varphi_{\text{эл}} + u_{1\beta} \sin \varphi_{\text{эл}} = \\ &= U_{1max} (\sin \omega_{0\text{эл}} t \cos \varphi_{\text{эл}} - \cos \omega_{0\text{эл}} t \sin \varphi_{\text{эл}}) = U_{1max} \sin \theta_{\text{эл}}; \\ u_{1q} &= -u_{1\alpha} \sin \varphi_{\text{эл}} + u_{1\beta} \cos \varphi_{\text{эл}} = \\ &= U_{1max} (-\sin \omega_{0\text{эл}} t \sin \varphi_{\text{эл}} - \cos \omega_{0\text{эл}} t \cos \varphi_{\text{эл}}) = -U_{1max} \cos \theta_{\text{эл}}. \end{aligned}$$

Подставив преобразованные выражения напряжений в (3.113) и дополнив эту систему уравнением электромагнитного момента, получим уравнения механической характеристики синхронного двигателя в осях d , q :

$$\left. \begin{aligned} U_{1max} \sin \theta_{\text{эл}} &= R_1 i_{1d} + d\Psi_{1d}/dt - \omega_{\text{эл}} \Psi_{1q}; \\ -U_{1max} \cos \theta_{\text{эл}} &= R_1 i_{1q} + d\Psi_{1q}/dt + \omega_{\text{эл}} \Psi_{1d}; \\ U_{\text{в}} &= R_{\text{в}} i_{\text{в}} + d\Psi_{\text{в}}/dt; \\ M &= p_{\text{п}} (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}). \end{aligned} \right\} \quad (3.114)$$

Схема синхронного двигателя в осях d, q представлена на рис. 3.46, в. В соответствии с этой схемой записываем уравнения потокосцеплений, учитывая, что вследствие явного полюсности ротора $L_{1d} \neq L_{1q}$ и $L_{12d} \neq L_{12q}$:

$$\Psi_{1d} = L_{1d}i_{1d} + L_{12d}i_{2\beta}; \quad \Psi_{1q} = L_{1q}i_{1q} \quad (3.115)$$

Уравнения (3.114) нелинейны в связи с наличием произведений переменных, поэтому для строгого анализа динамических режимов синхронного двигателя следует использовать цифровые или аналоговые вычислительные машины. Приближенное уравнение динамической механической характеристики может быть найдено с помощью угловой статической характеристики двигателя, для получения которой положим в (3.114) $d/dt = 0$ и $\omega_{3\lambda} = \omega_{03\lambda}$, пренебрежем активным сопротивлением статора $R_1 \approx 0$, примем, что обмотка возбуждения получает питание от источника тока и во всех режимах $i_{2\beta} = -I_{2\beta} = \text{const}$, при этом система (3.114) примет вид

$$\left. \begin{aligned} U_{1\max} \sin \theta_{3\lambda} &= -\omega_{03\lambda} L_{1q} I_{1q} = -x_{1q} I_{1q}; \\ -U_{1\max} \cos \theta_{3\lambda} &= \omega_{03\lambda} L_{1d} I_{1d} - \\ &- \omega_{03\lambda} L_{12d} I_{2\beta} = x_{1d} I_{1d} - E_{\max}; \\ M &= p_n [-L_{12d} I_{2\beta} I_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) I_{1d} I_{1q}]. \end{aligned} \right\} \quad (3.116)$$

Из первого и второго уравнений (3.116) определяются токи статора:

$$I_{1q} = -\frac{U_{1\max} \sin \theta_{3\lambda}}{x_{1q}}; \quad I_{1d} = \frac{E_{\max} - U_{1\max} \cos \theta_{3\lambda}}{x_{1d}}. \quad (3.117)$$

Подставляя выражения токов в третье уравнение (3.116) и учитывая, что $L_{12d} I_{2\beta} = E_{\max} / \omega_{03\lambda}$, после преобразований полу-

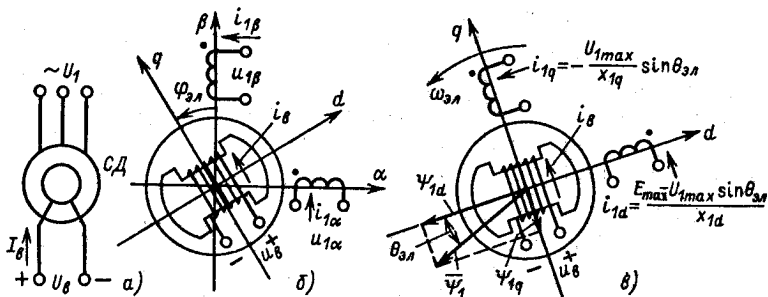


Рис. 3.46. Схема включения синхронного двигателя (а), его двухфазная модель в осях α, β, d, q (б) и осях d, q (в)

чаем уравнение угловой характеристики двухфазного явно-полюсного синхронного двигателя в виде

$$M = \frac{U_{1max} E_{max} \sin \theta_{эл}}{\omega_0 x_{1d}} + \frac{U_{1max}^2}{2\omega_0} \left(\frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \sin 2\theta_{эл}.$$

Произведем замену переменных двухфазной машины переменными трехфазной с помощью (2.37) и перейдем к эффективным значениям ЭДС и напряжения. В результате получим известное уравнение угловой характеристики трехфазного явно-полюсного синхронного двигателя:

$$M = \frac{3U_1 E \sin \theta_{эл}}{\omega_0 x_{1d}} + \frac{3U_1^2}{2\omega_0} \left(\frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \sin 2\theta_{эл}. \quad (3.118)$$

Уравнение (3.118) свидетельствует о том, что электромагнитный момент синхронного двигателя состоит из двух составляющих, первая из которых обусловлена взаимодействием вращающегося поля статора с полем возбужденного ротора, а вторая представляет собой реактивный момент, обусловленный явнополюсным исполнением ротора. Вследствие явнополюсности энергия магнитного поля максимальна при любом из двух возможных соосных с полем статора положений ротора, что и определяет зависимость реактивного момента от двойного угла $\theta_{эл}$.

Примерный вид угловой характеристики $M = f(\theta_{эл})$ показан на рис. 3.47, а. Рассматривая ее, можно убедиться, что увеличение угла $\theta_{эл}$ вызывает рост электромагнитного момента вначале в зависимости, близкой к линейной. При $\theta_{эл} > 45^\circ$

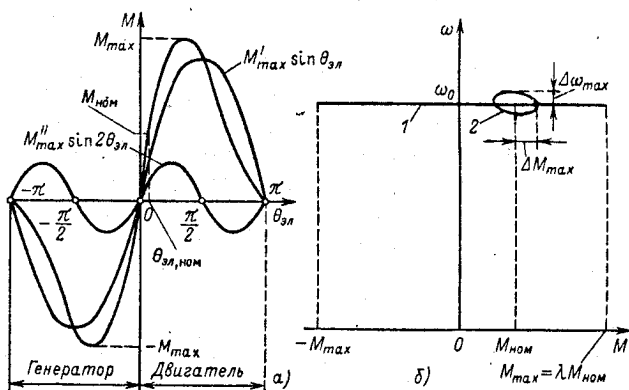


Рис. 3.47. Угловая (а) и механические (б) характеристики синхронного двигателя

температура нарастания момента быстро снижается, и после достижения максимума M_{max} дальнейшее возрастание угла $\theta_{эл}$ влечет за собой уменьшение момента двигателя. Без учета явнополюсности ротора максимум момента наступает при $\theta_{эл} = 90^\circ$.

В номинальном режиме работы, когда двигатель развивает номинальный электромагнитный момент $M_{ном}$, угол $\theta_{эл}$ обычно составляет $\theta_{эл, ном} = 20 \div 30^\circ$. Этим обстоятельством определяется перегрузочная способность синхронного двигателя, которая лежит в пределах $\lambda = M_{max}/M_{ном} = 2 \div 3$. Рассмотрение рис. 3.47, а, б позволяет заключить, что реактивный момент увеличивает крутизну рабочего участка угловой характеристики и несколько повышает перегрузочную способность двигателя.

Перегрузочная способность синхронного двигателя менее чувствительна к понижению напряжения сети, чем у асинхронного двигателя, что относится к числу его важных достоинств. Этот вывод следует непосредственно из (3.118), если учесть, что реактивный синхронный момент, зависящий от квадрата напряжения, мало влияет на перегрузочную способность, а основная составляющая момента зависит от напряжения U_1 линейно, так как ЭДС машины E определяется током возбуждения I_b .

Механизм образования синхронного момента виден на рис. 3.46, в. На этом рисунке обозначены все токи, определяющие направление вектора потокосцепления статора $\bar{\Psi}_1$, связанного с осью вращающегося магнитного поля машины. Вектор $\bar{\Psi}_1$ определяется геометрической суммой потокосцеплений обмотки статора по оси d

$$\Psi_{1d} = L_{1d}I_{1d} - L_{12d}I_b$$

и по оси q $\Psi_{1q} = L_{1q}I_{1q}$. В соответствии с (3.117) на рисунке приведены зависимости токов I_{1d} и I_{1q} от угла $\theta_{эл}$. Рассматривая рисунок, можно установить, что при идеальном холостом ходе $I_{1q} = 0$ и вектор $\bar{\Psi}_1$ совпадает с осью ротора d . Под нагрузкой ось ротора d и составляющая вектора потокосцепления Ψ_{1d} , которая в основном определяется током возбуждения, отстают от оси вращающегося магнитного поля, определяемой положением вектора $\bar{\Psi}_1$, на угол $\theta_{эл}$. Между постоянным магнитом, которым является возбужденный ротор, и вращающимся магнитным полем возникают силы взаимодействия. При малых углах $\theta_{эл}$ эти силы при увеличении $\theta_{эл}$ возрастают по закону, близкому к линейному. Нетрудно видеть, что рассмотренное электромагнитное взаимодействие вполне подобно механической упругой связи между полем ротора и результирующим полем машины. Поэтому по глав-

ным динамическим свойствам синхронный двигатель подобен упругим механическим системам.

Рабочий участок угловой характеристики $M = f(\theta_{эл})$ можно с достаточной для многих задач инженерной практики точностью заменить линейной зависимостью $M = k\theta_{эл}$, проходящей через точку номинального режима:

$$M \approx M_{ном} \theta_{эл} / \theta_{эл, ном} = k\theta_{эл} = c_{эм} \theta, \quad (3.119)$$

где $c_{эм}$ — коэффициент жесткости упругой электромагнитной связи двигателя.

Дифференцируя (3.119), получаем приближенное уравнение динамической характеристики:

$$dM/dt = c_{эм} (\omega_0 - \omega). \quad (3.120)$$

Как было установлено в гл. 1, момент упругого взаимодействия M_{12} в двухмассовой линейной упругой системе

$$M_{12} = c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2).$$

Дифференцирование этой зависимости даст уравнение, совпадающее по форме с (3.120), что еще раз подтверждает аналогию между электромагнитными взаимодействиями в синхронном двигателе и механической пружине. Этим определяется повышенная склонность синхронного двигателя к колебаниям, для устранения (или снижения) которой реальные синхронные двигатели снабжаются демпферной или пусковой короткозамкнутой обмоткой. Эта обмотка выполняется в виде беличьей клетки на полюсах ротора и при возникновении колебаний скорости ротора, т. е. скольжения, создает асинхронный момент. Пренебрегая влиянием электромагнитной инерции на асинхронный момент, результирующий момент синхронной машины в динамических процессах можно приближенно представить в виде суммы синхронного $M_{син}$ и асинхронного моментов $M_{ас}$:

$$M = M_{син} + M_{ас} = c_{эм} \theta + \beta (\omega_0 - \omega), \quad (3.121)$$

где $c_{эм} = M_{ном} / \theta_{ном}$; $\beta = 2M_k / \omega_0 s_k$.

С учетом (3.120) уравнение механической характеристики синхронного двигателя в операторной форме примет окончательный вид

$$M = (c_{эм}/p + \beta) (\omega_0 - \omega). \quad (3.122)$$

Структурная схема электромеханического преобразования энергии, соответствующая (3.122), представлена на рис. 3.48, а. При $p = 0$ из (3.122) получаем уравнение статической механической характеристики $\omega = \omega_0 = \text{const}$. Следовательно, в стати-

ческом виде изменения нагрузки на валу двигателя не приводят к изменениям скорости, так как модуль статической жесткости равен бесконечности. Это справедливо лишь в пределах перегрузочной способности двигателя, определяемой угловой характеристикой на рис. 3.47, а. При возрастании нагрузки до значений, превышающих $M_{\max} = \lambda M_{\text{ном}}$, двигатель выпадает из синхронизма. Статическая механическая характеристика синхронного двигателя соответственно имеет вид, показанный на рис. 3.47, б (прямая 1).

В динамических режимах механическая характеристика синхронного двигателя, как следует из (3.122), не является абсолютно жесткой. В установившемся динамическом режиме вынужденных колебаний изменениям момента с амплитудой ΔM_{\max} и соответствующим изменениям угла $\theta_{\text{ст}}$ по (3.122) соответствуют определенные амплитуды $\Delta \omega_{\max}$ колебаний скорости и динамическая механическая характеристика имеет вид эллипса (рис. 3.47, б, кривая 2). Передаточная функция динамической жесткости определяется по рис. 3.48, а:

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -(c_{\text{эм}}/p + \beta). \quad (3.123)$$

Соответственно АФХ, АЧХ и ФЧХ динамической жесткости определяются соотношениями

$$\begin{aligned} \beta_{\text{дин}}(j\Omega) &= -\beta + j(c_{\text{эм}}/\Omega); \quad |\beta_{\text{дин}}| = \sqrt{(c_{\text{эм}}/\Omega)^2 + \beta^2}; \\ \psi_{\beta}(\Omega) &= -\pi - \arctg(c_{\text{эм}}/\beta\Omega). \end{aligned} \quad (3.124)$$

Логарифмические частотные характеристики динамической жесткости представлены на рис. 3.48, б. Низкочастотная асимптота ЛАЧХ динамической жесткости имеет наклон -20 дБ/дек, поэтому модуль жесткости характеристики синхронного двигателя при возрастании частоты быстро убывает, стремясь к значению, определяемому жесткостью рабочего участка асинхронной характеристики $M = f(\omega)$, а фазовый сдвиг $\psi(\Omega)$ изменяется от $-3\pi/2$ до $-\pi$.

Частотные характеристики динамической жесткости свидетельствуют о том, что соответствующая статическим режимам абсолютно жесткая характеристика синхронного двигателя для

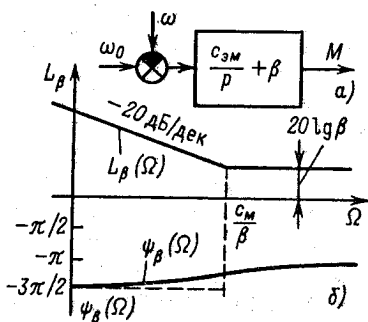


Рис. 3.48. Передаточная функция динамической жесткости синхронного двигателя (а) и ее ЛАЧХ (б)

анализа динамических процессов неприменима. Динамические механические характеристики, соответствующие даже сравнительно медленным изменениям момента двигателя, могут существенно отличаться от статических.

Важным достоинством синхронного двигателя является возможность регулирования реактивной мощности путем воздействия на ток возбуждения I_b . Выражение для тока I_{1d} в (3.117) свидетельствует о том, что при прочих равных условиях этот ток и его знак определяются током возбуждения I_b , которому пропорциональна при принятых для обобщенной машины допущениях ЭДС E_{max} . Ток I_{1q} не зависит от тока возбуждения, поэтому влияние возбуждения двигателя на условия преобразования энергии можно проанализировать с помощью векторных диаграмм, соответствующих системе (3.116) при $\theta_{эл} = \text{const}$, представленных на рис. 3.49.

При относительно небольшом токе возбуждения $E_{max} < U_{1max} \cos \theta_{эл}$ и ток I_{1d} направлен в отрицательную сторону оси d (рис. 3.49, а), при этом ток статора \bar{I}_1 отстает от приложенного напряжения на угол φ_1 и из сети потребляется реактивная мощность. Это потребление тем больше, чем меньше ток возбуждения. Увеличивая ток возбуждения, можно изменить направление тока I_{1d} и установить такое его значение, при котором вектор тока статора \bar{I}_1 совпадает по направлению с напряжением сети (рис. 3.49, б), при этом двигатель потребляет из сети (или отдает в сеть) только активную мощность, работая с $\cos \varphi_1 = 1$. Дальнейшее увеличение тока возбуждения и ЭДС двигателя E приводит к работе двигателя с опережающим $\cos \varphi_1$ и отдаче реактивной мощности в сеть (рис. 3.49, в).

Из сравнения векторных диаграмм на рис. 3.49 можно

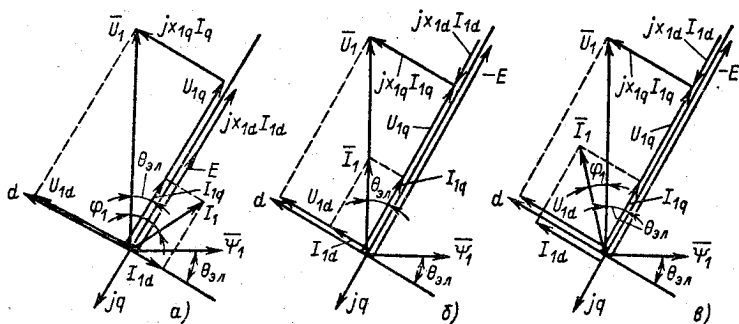


Рис. 3.49. Векторные диаграммы синхронного двигателя

заключить, что при $\theta_{эл} = \text{const}$ увеличение тока возбуждения и ЭДС E вызывает увеличение активной составляющей тока \bar{I}_1 , рост активной мощности, а следовательно, и момента двигателя. При неизменном моменте двигателя увеличение тока возбуждения приводит к уменьшению угла $\theta_{эл}$, а работа при $\varphi_1 = 0$ соответствует минимальному току статора I_1 , потребляемому двигателем при этом моменте. Как следует из (3.118), увеличение тока возбуждения I_v и ЭДС E приводит к увеличению перегрузочной способности синхронного двигателя. Поэтому форсирование возбуждения при пиках нагрузки на практике используется для повышения устойчивости работы двигателя в этих режимах.

Пример 3.8. Рассчитать и построить угловую и механические характеристики синхронного двигателя для статического режима работы и режима установившихся колебаний $\Delta M = \Delta M_{\text{max}} \sin \Omega t$ при $\Omega = 15$ 1/с и $\Delta M_{\text{max}} = 0,5 M_{\text{ном}}$.

Данные двигателя: $U_{\text{ном}} = 6$ кВ; $P_{\text{ном}} = 675$ кВт; $n_{\text{ном}} = 1000$ об/мин; $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 2,0$; момент, развиваемый двигателем в режиме асинхронного пуска при $s = 0,05$, $M_{\text{вх}}/M_{\text{ном}} = 0,8$; $x_{ld} = 29,3$ Ом; $x_{lq} = 17,3$ Ом.

Номинальный момент двигателя

$$M_{\text{ном}} = P_{\text{ном}}/\omega_{\text{ном}} = 675\,000/105 = 6450 \text{ Н}\cdot\text{м},$$

где $\omega_{\text{ном}} = \omega_0 = \pi n_{\text{ном}}/30 = \pi \cdot 1000/30 = 105$ 1/с.

Максимальный момент двигателя (без учета возможного снижения напряжения)

$$M_{\text{max}} = 2,0 \cdot 6450 = 12\,900 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Номинальная ЭДС двигателя

$$E_{1\text{ном}} = 0,95 U_{1\text{ном}} = 0,95 \cdot 6000/\sqrt{3} = 3300 \text{ В}.$$

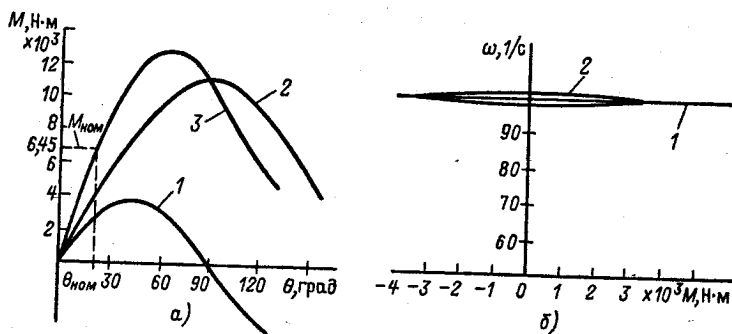


Рис. 3.50. Угловая (а), статическая (прямая 1) и динамическая (кривая 2) характеристики синхронного двигателя (б) (к примеру 3.8)

Уравнение угловой характеристики (3.118)

$$M = \frac{3E_{\text{ном}}U_{\text{ном}}}{\omega_0 x_{1d}} \sin \theta_{\text{эл}} + \frac{3U_{\text{ном}}^2}{2\omega_0} \left(\frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \sin 2\theta_{\text{эл}} =$$

$$= \frac{3 \cdot 3300 \cdot 6000/\sqrt{3}}{105 \cdot 29,3} \sin \theta_{\text{эл}} + \frac{3(6000/\sqrt{3})^2}{2 \cdot 105} \left(\frac{1}{17,3} - \frac{1}{29,3} \right) \sin 2\theta_{\text{эл}} =$$

$$= 11\,200 \sin \theta_{\text{эл}} + 3900 \sin 2\theta_{\text{эл}}.$$

Угловая характеристика в соответствии с полученным выражением представлена на рис. 3.50, а. Она свидетельствует о том, что реактивная составляющая момента (кривая 1) соизмерима с активной (кривая 2) и существенно влияет на форму результирующей характеристики 3.

Расчетное значение максимального момента $M_{\text{max}} = 12\,750$ Н·м, т. е. незначительно превышает момент, определенный по каталожным данным. Номинальный угол $\theta_{\text{эл}}$ по характеристике 3 составляет $\theta_{\text{эл, ном}} = 20^\circ$.

Следовательно, электромагнитную жесткость угловой характеристики можно определить из (3.119):

$$c_{\text{эм}} = p_{\text{п}} M_{\text{ном}} / \theta_{\text{эл, ном}} = 3 \cdot 6450 / 0,35 = 55\,200 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где $\theta_{\text{эл, ном}} = 2\pi (20^\circ / 360^\circ) = 0,35$.

Модуль жесткости асинхронной механической характеристики определим по заданному моменту $M_{\text{вх}}$:

$$\beta = M_{\text{вх}} / \omega_0 s_{\text{вх}} = 0,8 \cdot 6450 / 105 \cdot 0,05 = 980 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Амплитуду и фазу колебаний скорости найдем с помощью формулы (3.118):

$$\Delta\omega_{\text{max}} = \frac{\Delta M_{\text{max}}}{\sqrt{(c_{\text{эм}}/\Omega)^2 + \beta^2}} = \frac{3225}{\sqrt{\left(\frac{55\,200}{15}\right)^2 + 980^2}} = 0,85 \text{ 1/с};$$

$$\psi(\Omega) = -\pi - \arctg c_{\text{эм}}/\beta\Omega = -3,14 - \arctg \frac{55\,200}{14\,700} = -4,45.$$

Следовательно, скорость и момент в заданном режиме колебаний изменяются по закону

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{max}} \sin(\Omega t - \psi) = 105 + 0,85 \sin(15t + 4,45);$$

$$M = 3225 \sin 15t.$$

Статическая механическая характеристика двигателя представлена на рис. 3.50, б прямой 1. Там же (кривая 2) показана динамическая механическая характеристика, соответствующая заданному режиму колебаний. Она построена с помощью зависимостей $\omega(t)$ и $M(t)$, соответствующих значениям Ω в пределах от 0 до 2π .

3.16. Шаговый режим работы синхронного электромеханического преобразователя

Важной особенностью синхронного двигателя является возможность фиксации положения его ротора путем подключения обмоток фаз статора к источнику постоянного напряжения. Для анализа этой возможности удобно использовать схему модели синхронного двигателя, приведенную на рис. 3.46, б, приняв, что обмотка статора по оси α подключена к источнику напряжения $U_{1\alpha}$ и в ней протекает постоянный ток $i_{1\alpha} = I_{1\alpha}$, а обмотка 1β отключена и $i_{1\beta} = 0$. Создаваемое обмоткой 1α поле статора направлено по оси α ($\omega_{0\alpha} = 0$, $\varphi_{0\alpha} = 0$), и в результате взаимодействия с ним возбужденного ротора возникает синхронизирующий момент. Определим зависимость синхронизирующего момента от угла поворота ротора с помощью последнего уравнения системы (3.114):

$$M = p_n (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}). \quad (3.125)$$

Так как в осях α , β $i_{1\alpha} = I_{1\alpha}$; $i_{1\beta} = 0$, то преобразованные к осям d , q с помощью формул (2.15) токи статора имеют значения:

$$I_{1d} = I_{1\alpha} \cos \varphi_{\alpha\beta}; \quad I_{1q} = -I_{1\alpha} \sin \varphi_{\alpha\beta}.$$

Потокосцепления обмоток статора

$$\Psi_{1d} = L_{1d} I_{1\alpha} \cos \varphi_{\alpha\beta} + L_{12d} I_{\beta};$$

$$\Psi_{1q} = -L_{1q} I_{1\alpha} \sin \varphi_{\alpha\beta}.$$

Подставив выражения токов и потокосцеплений в (3.125),

$$M = p_n [-L_{12d} I_{\beta} I_{1\alpha} \sin \varphi_{\alpha\beta} - 0,5 I_{1\alpha}^2 (L_{1d} - L_{1q}) \sin 2\varphi_{\alpha\beta}]. \quad (3.126)$$

Режим фиксации представлен на рис. 3.51 зависимостями M от $\varphi_{\alpha\beta}$, соответствующими участку, где $\varphi_{0\alpha\beta} = 0$. На рисунке также показаны значения токов $i_{1\alpha} = I_{1\alpha}$, $i_{1\beta} = 0$, а также определяемая по (3.126) зависимость синхронизирующего момента $M = f(\varphi_{\alpha\beta})$ (кривая 1). Если при этих условиях отклонить ротор от точки $\varphi_{\alpha\beta} = 0$ в любую сторону, возникнет момент M , направленный в соответствии с (3.126) противоположно перемещению, т. е. стремящийся вернуть систему в исходное состояние. Таким образом, при возбуждении статора постоянным током ротор синхронного двигателя фиксируется в положение, определяемое направлением результирующего вектора тока статора, с точностью, зависящей от нагрузки на валу и от электромагнитной жесткости угловой характеристики (3.126) $c_{\alpha\beta}$.

Примем, что $M_c = 0$ и в статическом режиме ротор занимает положение, соответствующее $\varphi_{эл} = 0$. Если в этом положении, как показано на рис. 3.51, отключить обмотку 1α и включить на напряжение $U_{1н}$ обмотку 1β , результирующий вектор I_1 скачком повернется на угол $\Delta\varphi_{ш} = 90^\circ$, значение $\varphi_{0эл}$ изменится и станет равным $\Delta\varphi_{ш}$, при этом возникнет синхронизирующий момент, определяемый кривой 2, который будет стремиться вновь совместить ось ротора с вектором поля статора и вызывать поворот ротора в сторону новой точки фиксации. Зависимость $M = f(\varphi_{эл})$ для участка, где $\varphi_{0эл} = \Delta\varphi_{ш}$, показана на рис. 3.51 (кривая 2). Кривая 2 определяется (3.126) при подстановке вместо $\varphi_{эл}$ угла $\varphi_{0эл} - \varphi_{эл} = \Delta\varphi_{ш} - \varphi_{эл}$.

Рассматривая рис. 3.51, можно видеть, что указанное переключение обмотк определяет поворот ротора на один шаг $\Delta\varphi_{ш}$. Отключением обмотки 1β и включением обмотки 1α на напряжение $-U_{1н}$ вектор поля статора скачком поворачи-

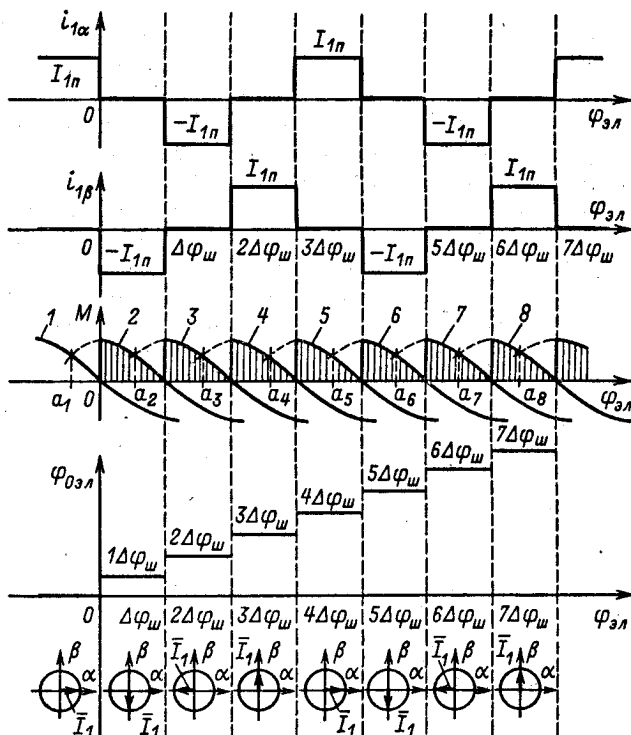


Рис. 3.51. К пояснению работы шагового двигателя

вается еще на один шаг, ротор занимает положение $\varphi_{\text{эл}} = 2\Delta\varphi_{\text{ш}}$ и т. д. Таким путем можно задавать дискретные перемещения ротора двигателя, соответствующие определенному числу шагов. Средняя скорость перемещения при этом определяется частотой импульсов тока, подаваемых в обмотки статора:

$$\omega_{\text{ср}} = \omega_{0\text{ср}} = \Delta\varphi_{\text{ш}}/\Delta t_{\text{ш}} = f_1 \Delta\varphi_{\text{ш}}. \quad (3.127)$$

Кривая $M = f(\varphi_{\text{эл}})$ на рис. 3.51 свидетельствует о том, что среднее по пройденному пути значение электромагнитного момента меньше, чем максимум момента по угловой характеристике, и зависит от угла, при котором осуществляется коммутация токов. Наибольшее значение среднего момента соответствует коммутации в точках пересечения кривых 1–8, обозначенных $a_1 - a_8$, при этом средний за один шаг момент определяется соотношением

$$M_{\text{срmax}} = (2M_{\text{max}}m/\pi) \sin(\pi/2m), \quad (3.128)$$

где m — число фаз двигателя.

Средний момент во времени может несколько отличаться от (3.128) в сторону уменьшения в связи с пульсациями скорости ротора. При $f_1 = \text{const}$ статическая механическая характеристика в шаговом режиме при малых значениях f_1 имеет вид, показанный на рис. 3.52, а (1).

Следовательно, в шаговом режиме при постоянной частоте f_1 статическая механическая характеристика двигателя подобна рассмотренной выше для случая питания двигателя от сети. Отличием шагового режима является дискретный характер вращения вектора поля статора. Это наглядно показывают зависимость $\varphi_{0\text{эл}} = f(\varphi_{\text{эл}})$ на рис. 3.51 и приведенные там же

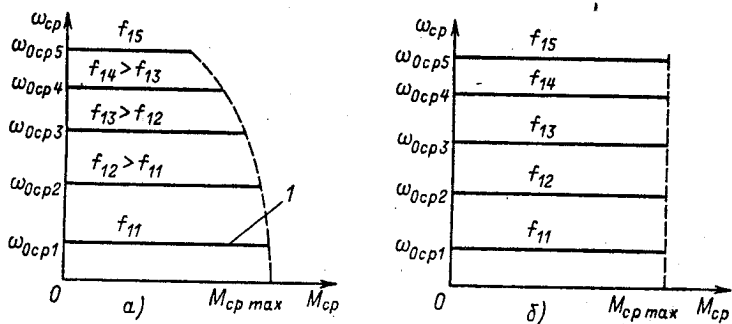


Рис. 3.52. Механические характеристики синхронного двигателя в шаговом режиме

диаграммы, характеризующие дискретные положения вектора тока статора. Ступенчатая зависимость $\varphi_{0эл} = f(\varphi_{эл})$ определяет пульсации скорости ротора и снижение перегрузочной способности двигателя, определяемой (3.128).

Проведенный анализ работы синхронного двигателя в шаговом режиме при питании обмоток статора от источника напряжения справедлив только для небольших частот коммутации токов. При изменении частоты в широких пределах для строгого описания механической характеристики двигателя следует использовать систему уравнений (3.114) в записи для шагового режима:

$$\left. \begin{aligned} U_{1н} \cos(\varphi_{0эл} - \varphi_{эл}) &= R_1 i_{1d} + d\Psi_{1d}/dt - \omega_{эл} \Psi_{1q}; \\ -U_{1н} \sin(\varphi_{0эл} - \varphi_{эл}) &= R_1 i_{1q} + d\Psi_{1q}/dt + \omega_{эл} \Psi_{1d}; \\ u_{2d} &= R_B i_B + d\Psi_B/dt; \\ M &= p_n (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}). \end{aligned} \right\} (3.129)$$

Особенностью (3.123) является ступенчатый характер изменения $\varphi_{0эл}(t)$. Необходимость решения системы для каждого шага двигателя усложняет задачу, поэтому анализ динамики шагового режима обычно осуществляется с помощью ЭВМ. Он показывает, что при питании от источника напряжения с возрастанием частоты f_1 увеличивается ЭДС статорных обмоток E_1 и ток $I_{1н}$ снижается. Возрастающее влияние электромагнитной инерции приводит к изменению формы токов $i_{1α}$ и $i_{1β}$, показанных на рис. 3.51. Эти факторы определяют снижение момента $M_{срmax}$, поэтому перегрузочная способность двигателя с ростом частоты уменьшается, как показано на рис. 3.52, а.

В более широком диапазоне частот проведенный с помощью (3.126) анализ справедлив для шагового режима при питании всех обмоток двигателя от источников тока. В этом случае $I_B = \text{const}$, токи статора имеют форму, близкую к показанной на рис. 3.51, и угловая характеристика определяется (3.126) при замене $\varphi_{эл}$ на $\varphi_{0эл} - \varphi_{эл}$:

$$\begin{aligned} M &= p_n [L_{12d} I_B I_{1н} \sin(\varphi_{0эл} - \varphi_{эл}) + \\ &+ 0,5 I_{1н}^2 (L_{1d} - L_{1q}) \sin 2(\varphi_{0эл} - \varphi_{эл})]. \end{aligned} \quad (3.130)$$

Семейство механических характеристик, соответствующих этим условиям, представлено на рис. 3.52, б. Здесь перегрузочная способность двигателя в широком частотном диапазоне остается практически неизменной.

Таким образом, в шаговом режиме синхронный двигатель способен обрабатывать перемещения, задаваемые числом электрических импульсов, коммутирующих токи статора в требуемой последовательности. Жесткая связь между числом шагов перемещения ротора и числом электрических импульсов является замечательным свойством этого двигателя, широко используемым в практике дискретного электропривода с цифровым управлением. Для этих целей разработаны и выпускаются промышленностью серии специальных синхронных двигателей, называемых шаговыми электродвигателями.

Шаговые электродвигатели имеют небольшую (до 4 кВт) мощность и исполняются с различным числом фаз ($m = 3, 4, 5, \dots$) и числом пар полюсов $p_n > 2$. От этих параметров зависит значение шага:

$$\Delta\varphi_{ш} = \pi / m p_n \quad (3.131)$$

Значение шага определяет точность обработки перемещений при показанном на рис. 3.51 способе коммутации токов. На практике используются более сложные законы дискретного управления токами фаз статора, которые позволяют получать ряд промежуточных положений вектора \vec{I}_1 , т. е. дробить шаг (3.125) на более мелкие дискреты и увеличивать точность управления движением электропривода.

Конструктивно шаговые двигатели имеют ряд исполнений по способу возбуждения (возбуждение ротора постоянным током, возбуждение с помощью постоянных магнитов, реактивные двигатели с $I_v = 0$) и по характеру движения (двигатели с вращательным движением ротора, двигатели с линейным движением ротора, двигатели с многокоординатным линейным движением ротора).

Схема модели синхронного двигателя на рис. 3.46, б при соответствующем законе коммутации токов обмоток статора полностью соответствует реальным шаговым двигателям различного исполнения. Поэтому проведенный анализ шагового режима работы отражает особенности шаговых двигателей. В частности, показанные на рис. 3.51 зависимости наиболее близко соответствуют шаговым двигателям с питанием обмоток статора от источников тока и постоянными магнитами на роторе при рассмотренном законе импульсного возбуждения статора (без дробления шага).

ДИНАМИКА ОБОБЩЕННОЙ РАЗОМКНУТОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

4.1. Общие сведения

В предшествующих главах свойства механической части электропривода, с одной стороны, и электромеханического преобразователя — с другой, рассматривались обособленно от электромеханической системы в целом, составными частями которой они являются. Такое рассмотрение позволило выявить особенности механической части как динамического объекта, приводимого в движение и управляемого электромагнитным моментом двигателя без учета свойств применяемого двигателя. Этот же подход позволил рассмотреть важнейшие характеристики процессов электромеханического преобразования энергии в различных двигателях, проанализировать динамические особенности этих процессов также без непосредственного учета конкретных данных механической части электропривода. Полученный материал позволяет приступить к изучению взаимодействия электромеханического преобразователя с приводимой в движение механической частью в единой электромеханической системе.

Задачей данной главы является изучение динамических свойств разомкнутых электромеханических систем, рассматриваемых как объект управления. В практике современного электропривода значительное место занимают разомкнутые системы электропривода с релейно-контакторным управлением. Изучение материалов данной главы должно дать достаточные представления о характере переходных процессов электроприводов, о колебательности электромеханических систем, о расхождениях между статическими и динамическими характеристиками при изменениях нагрузки электропривода.

Эти же динамические особенности, а также передаточные функции и частотные характеристики электропривода по управлению и возмущению имеют основополагающее значение для анализа и синтеза замкнутых систем автоматического регулирования координат электромеханической системы. Из теории автоматического управления известно, что динамические свойства замкнутых систем определяются свойствами разомкнутой системы, ее передаточными функциями и частотными характеристиками. Знание свойств объекта необходимо при синтезе замкнутых систем регулируемых электроприводов, обладающих требуемым быстродействием, колебательностью и точностью обработки заданных режимов.

В результате изучения материалов данной главы необходимо знать математическое описание динамики и структурные схемы электромеханических систем, уметь с его помощью анализировать динамические свойства различных электроприводов, пользуясь частотным методом теории управления, классическим методом решения линейных дифференциальных уравнений, а также современной вычислительной

техникой. При пользовании линеаризованными моделями электро-механических систем необходимо помнить о присущих реальным системам нелинейностях и уметь оценивать влияние наиболее существенных нелинейностей на динамические свойства и характеристики электроприводов.

Как установлено, в общем случае механическая часть электропривода обладает свойствами весьма слабо демпфированного колебательного звена. Необходимо уметь анализировать особенности взаимодействия электромеханического преобразователя с упругой механической системой, правильно оценивать влияние электрических параметров на колебательность, точность, динамические нагрузки электроприводов с упругими механическими связями. Без правильного понимания эффекта демпфирования упругих механических колебаний электроприводом, без умелого использования этого явления успешно решать наиболее сложные задачи современного автоматизированного электропривода практически невозможно. Первые представления об этом эффекте закладываются в данной главе и развиваются в дальнейшем изложении и в других специальных дисциплинах.

Для успешного освоения сложных вопросов динамики разомкнутых систем электропривода перед изучением данного материала необходимо проверить знание ряда конкретных вопросов из предшествующих учебных дисциплин. К их числу относятся математические методы решения линейных и нелинейных дифференциальных уравнений, корневые и частотные оценки колебательности динамических систем, свойства реального колебательного звена, изученные в теории управления.

В результате изучения должны быть получены практические навыки расчета частотных характеристик и переходных процессов разомкнутых электро-механических систем. Приобретение и развитие этих навыков должны обеспечиваться практическими занятиями по курсу и самостоятельной работой студентов при выполнении курсовой работы и изучении примеров расчета.

4.2. Математическое описание и структурные схемы разомкнутых электро-механических систем

Электро-механическая связь объединяет электрическую часть электропривода с механической частью в единую электро-механическую систему, математическое описание которой составляют полученные в гл. 1 уравнения движения электропривода вместе с уравнениями механических характеристик электро-механических преобразователей, рассмотренными в гл. 3. В качестве основного представления механической части примем обобщенную двухмассовую расчетную механическую систему (см. рис. 1.2, б), частным случаем которой при $c_{12} = \infty$ является жесткое приведенное механическое звено электропривода (см. рис. 1.2, в).

Электромеханическая схема электропривода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения представлена на рис. 4.1, а. Объединив уравнения (1.40) и (3.40) и положив $d/dt = p$, получим описание динамических процессов в виде

$$\left. \begin{aligned} u_b &= (R_b/k_\Phi)(1 + T_b p)\Phi; \quad u_r = R_r(1 + T_r p)i_r + k\Phi\omega_1; \\ k\Phi i_r - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 p\omega_1; \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} &= J_2 p\omega_2. \end{aligned} \right\} (4.1)$$

Соответствующая уравнениям (4.1) структурная схема рассматриваемой электромеханической системы показана на рис. 4.1, б. При переменном потоке система (4.1) нелинейна, поэтому для исследования динамических процессов необходимо использование ЭВМ либо линеаризация ее в области малых отклонений от точки статического равновесия. При постоянном потоке система линейна и первые два уравнения приводятся к виду (3.41).

Электромеханическая схема электропривода постоянного тока с двигателем последовательного возбуждения представлена на рис. 4.2, а. С помощью (1.40) и (3.50) можно записать уравнения динамики этой системы в виде

$$\left. \begin{aligned} (R_{r\Sigma}T_{b\Sigma}/k_\Phi)p\Phi &= u_r - k\Phi\omega_1 - T_r R_{r\Sigma} p i_r - (R_{r\Sigma}/k_\Phi)\Phi; \\ T_r R_{r\Sigma} p i_r &= u_r - k\Phi\omega_1 - (T_b R_{r\Sigma}/k_\Phi)p\Phi - R_{r\Sigma} i_r; \\ k\Phi i_r - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 p\omega_1; \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} &= J_2 p\omega_2. \end{aligned} \right\} (4.2)$$

На рис. 4.2, б представлена структурная схема электромеханической системы с двигателем последовательного возбуждения

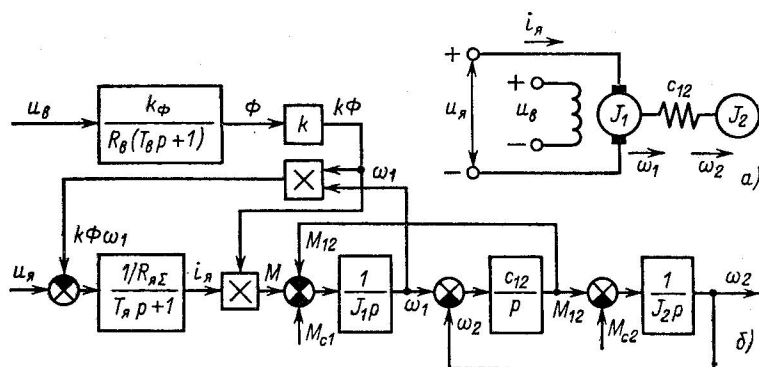


Рис. 4.1. Электромеханическая система электропривода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения (а) и ее структурная схема (б)

дения, которая может быть использована при моделировании ее на АВМ или для подготовки программы для расчета на цифровой ЭВМ. При рассмотрении динамических режимов, в которых отклонения переменных от точки статического равновесия не выходят за пределы допустимой линеаризации нелинейной механической характеристики двигателя, следует пользоваться линеаризованным уравнением динамической механической характеристики (3.60).

Уравнения динамики электромеханической системы с асинхронным двигателем (рис. 4.3) могут быть записаны с помощью (3.64) в осях x, y в сочетании с уравнениями движения двухмассовой упругой системы (1.40):

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= R_1 \bar{i}_1 + d\bar{\Psi}_1/dt + j\omega_{03\lambda} \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= R_2' \bar{i}_2 + d\bar{\Psi}_2/dt + j(\omega_{03\lambda} - \omega_{13\lambda}) \bar{\Psi}_2; \\ p_n L_{12} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2^*) - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} &= J_2 p \omega_2, \end{aligned} \right\} (4.3)$$

где $\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2$; $\bar{\Psi}_2 = L_2 \bar{i}_2 + L_{12} \bar{i}_1$.

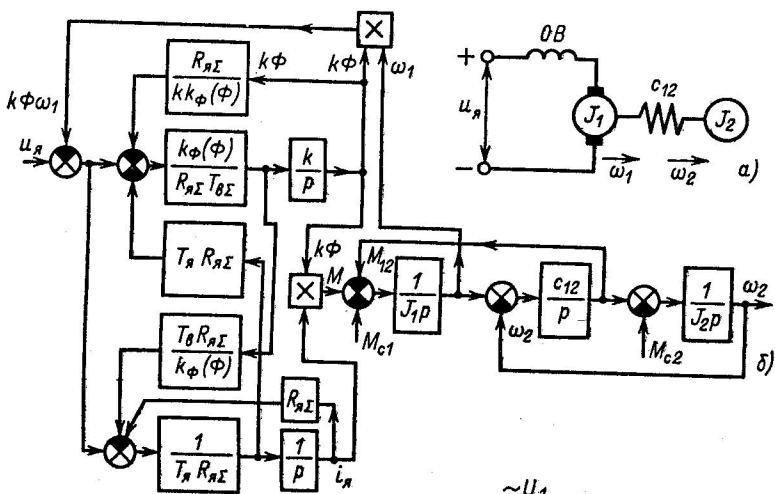
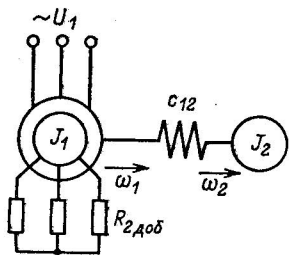


Рис. 4.2. Электромеханическая система электропривода постоянного тока с двигателем последовательного возбуждения (а) и ее структурная схема (б)

Рис. 4.3. Электромеханическая система электропривода с асинхронным двигателем



Необходимость использования для исследования динамики асинхронного электропривода системы (4.3) возникает в случаях, когда рассматриваемый динамический процесс протекает при широких пределах изменения результирующего потока и скорости двигателя (например, пуск двигателя включением на сеть). Как выше отмечалось, во многих практических случаях изучаются динамические процессы, протекающие в окрестности той или иной точки статической характеристики, чаще всего в пределах рабочего участка механической характеристики. При этом целесообразно использовать линеаризованные уравнения динамической механической характеристики асинхронного двигателя (3.95) и (3.111), учитывая вид источника питания.

Математическое описание динамических процессов в синхронном электроприводе получим, записав уравнения механической характеристики в осях d, q , связанных с явнополюсным ротором, на котором размещена обмотка возбуждения, и объединив их с уравнениями движения механической части (1.40):

$$\left. \begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d} + p\Psi_{1d} - \omega_{1эл}\Psi_{1q}; \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + p\Psi_{1q} + \omega_{1эл}\Psi_{1d}; \\ u_b &= R_b i_b + p\Psi_b; \\ p_n(\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}) + \beta(\omega_0 - \omega_1) - M_{12} - M_{c1} &= J_1 p\omega_1; \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 p\omega_2; \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

где $\Psi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + L_{12d} i_b$; $\Psi_{1q} = L_{1q} i_{1q}$; $\Psi_b = L_b i_b + L_{12d} i_{1d}$; $M_{12} = c_{i2}(\varphi_1 - \varphi_2)$; $\beta = 2M_k/\omega_0 s_k$ — модуль жесткости для асинхронной составляющей момента, обусловленной действием демпферной обмотки.

Структурная схема синхронного электропривода как объекта управления, справедливая для области рабочего участка асинхронной механической характеристики $s \ll s_k$, представлена на рис. 4.4. И в данной схеме очевидны существенные нелинейности, обусловленные произведениями переменных и наличием трансцендентных функциональных связей. Поэтому анализ условий движения электропривода с синхронным двигателем, учитывающий основные механические связи и электромагнитные процессы, также требует использования ЭВМ аналогично рассмотренным выше системам постоянного и переменного тока.

Возможности современной вычислительной техники позволяют исследовать динамику конкретных электромеханических

систем и при более сложном виде математического описания, чем рассмотренные варианты. В электроприводах переменного тока, управляемых с помощью различных тиристорных преобразователей, в ряде случаев возникает необходимость записи уравнений относительно реальных токов и напряжений фаз трехфазного двигателя. В других случаях дополнительное усложнение математического описания бывает вызвано необходимостью учета несимметрии приложенных к фазам двигателя напряжений, учета зазоров в передачах и других особенностей. Во всех подобных случаях использование ЭВМ помогает получить требуемые решения.

Однако для обобщенного изучения физических особенностей электромеханических систем наиболее эффективным путем является использование допустимых упрощений, позволяющих вести исследование систем аналитическим путем. Приближенные, но удобные для оперативного анализа соотношения имеют неограниченное значение в практике исследования, проектирования и наладки электроприводов. Поэтому в дальнейшем изложении основное внимание уделяется изучению свойств электромеханических систем с учетом влияния нелинейностей на основе линеаризации нелинейных уравнений в окрестности точек статического равновесия.

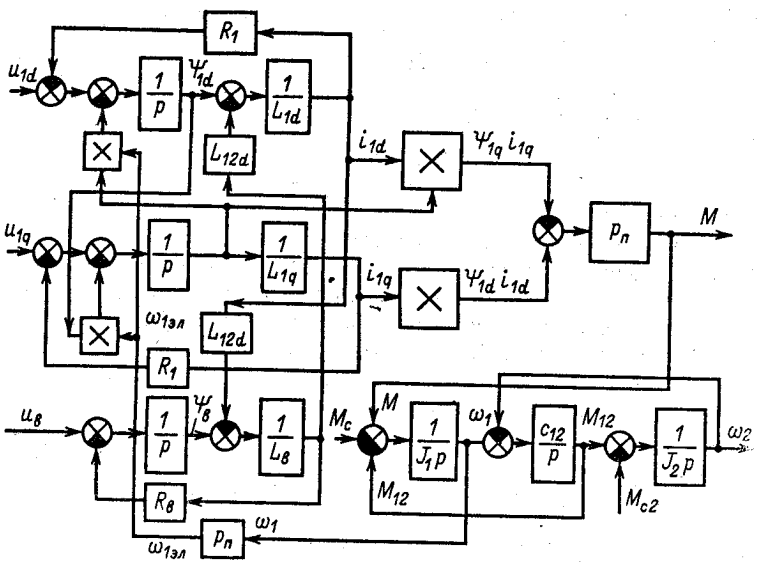


Рис. 4.4. Структурная схема электропривода с синхронным двигателем

4.3. Обобщенная электромеханическая система с линеаризованной механической характеристикой

Обращаясь к выполненному в гл. 3 анализу электромеханических свойств двигателей различного вида, можно установить, что при определенных условиях механические характеристики принципиально разнотипных двигателей описываются идентичными уравнениями. Соответственно в этих границах аналогичны и основные электромеханические свойства двигателей, что создает предпосылки для обобщенного изучения динамики электромеханических систем.

Возможность такого обобщения вытекает непосредственно из сравнения уравнений динамической жесткости, полученных в гл. 3 для двигателей с независимым возбуждением (3.44), с последовательным и смешанным возбуждением при линеаризации в окрестности точки статического равновесия (3.62) и для асинхронного двигателя при линеаризации рабочего участка характеристики при питании от источника напряжения (3.96) и тока (3.111а). Все эти уравнения аналогичны по форме и отличаются только выражениями статической жесткости β и электромагнитной постоянной времени T_3 ($T_{\text{я}}$). Следовательно, распространив обозначение T_3 на двигатели постоянного тока ($T_{\text{я}} = T_3$), получим следующую форму записи уравнений динамики линеаризованных электромеханических систем:

$$\left. \begin{aligned} (1 + T_3 p) M &= \beta (\omega_0 - \omega_1); \\ M - c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} &= J_2 p \omega_2. \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Уравнения (4.5) являются обобщенными уравнениями динамики электромеханической системы с двигателем, обладающим линейной или линеаризованной механической характеристикой, динамическая жесткость которой описывается передаточной функцией апериодического звена с коэффициентом β и постоянной времени T_3 :

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -\beta / (1 + T_3 p). \quad (4.6)$$

Уравнениям (4.5) соответствует структурная схема обобщенной электромеханической системы, приведенная на рис. 4.5. Уравнения (4.5) и структурная схема на рис. 4.5 справедливы для любого электропривода, уравнение механической характеристики которого в рассматриваемом процессе может быть с приемлемой точностью представлено первым уравнением

системы (4.5), а механическую часть удовлетворительно представляет двухмассовая расчетная схема механической части. Особенности применяемого двигателя при этом отражаются в конкретном смысле переменных и выражениях параметров. Для двигателя с независимым возбуждением

$$\omega_0 = \frac{U_{я}}{k\Phi}; \quad \beta = \frac{k^2\Phi^2}{R_{я\Sigma}}; \quad T_3 = T_{я} = \frac{L_{я\Sigma}}{R_{я\Sigma}}. \quad (4.7)$$

Для двигателей с последовательным и смешанным возбуждением при линеаризации в окрестности точки статического равновесия

$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega_0 &= \frac{\Delta u_{я}}{k\Phi^0}; \quad \beta = \frac{k\Phi^0(k\Phi^0 + kk'_{\Phi}I_{я}^0)}{R_{я\Sigma} + kk'_{\Phi}\omega^0}; \\ T_3 &= \frac{R_{я\Sigma}(T_{в\Sigma} + T_{я})}{R_{я\Sigma} + kk'_{\Phi}\omega^0}; \quad T_{в\Sigma} = T_{в} + T_{в,т}; \\ M &= \Delta M; \quad \omega = \Delta\omega. \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

Для асинхронного двигателя при линеаризации рабочего участка его механической характеристики в области $s < s_k$

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_n}; \quad \beta = \frac{2M_k}{\omega_{0ном} s_k}; \quad T_3 = \frac{1}{\omega_{0эл, ном} s_k}. \quad (4.9)$$

Выражения M_k и s_k для питания от источников напряжения и тока были получены в гл. 3.

Обобщенная электромеханическая система с механической характеристикой, описываемой линейным дифференциальным уравнением первого порядка, является основным объектом изучения теории электропривода. Она правильно отражает основные закономерности, свойственные реальным нелинейным электромеханическим системам в режимах допустимых отклонений от статического состояния, и благодаря простоте обеспечивает возможность обобщенного анализа этих закономерностей методами теории автоматического управления.

Для анализа основных особенностей динамики электропривода с синхронным двигателем возможна линеаризация систе-

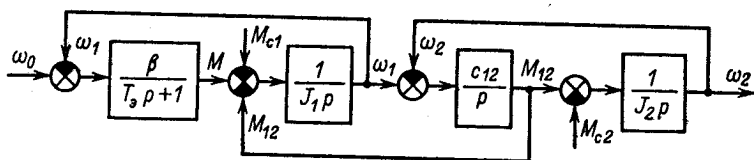


Рис. 4.5. Структурная схема обобщенной системы электропривода с двигателем, обладающим линейной механической характеристикой

мы (4.4) путем использования приближенного уравнения механической характеристики (3.122). Полагая механические связи абсолютно жесткими ($c_{12} = \infty$), можно описать динамические процессы синхронного электропривода следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M &= [(c_{эм}/p) + \beta] (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c &= J_{ЭП} \dot{\omega}. \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

Структурная схема электромеханической системы с синхронным двигателем при допущениях, соответствующих (4.10), представлена на рис. 4.6.

4.4. Динамические свойства электропривода с линейной механической характеристикой при жестких механических связях

При изучении свойств механической части электропривода было установлено, что во многих практических случаях влияние упругих колебаний на движение первой массы пренебрежимо мало. Имея в виду сочетания параметров механической части, при которых это условие выполняется, принимаем в (4.5) $c_{12} = \infty$, $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$, $\omega_1 = \omega_2 = \omega$. В результате получаем

$$\left. \begin{aligned} (1 + T_э p) M &= \beta (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c &= J_{ЭП} \dot{\omega}. \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

Системе уравнений (4.11) соответствует структурная схема электропривода, представленная на рис. 4.7. Эта схема заслуживает детального анализа, так как отражает основные свойства большого числа конкретных электромеханических систем при $c_{12} = \infty$. Наиболее полно она соответствует электроприводу постоянного тока с компенсированным двигателем неза-

Рис. 4.6. Структурная схема синхронного электропривода при линеаризации

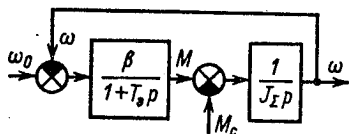
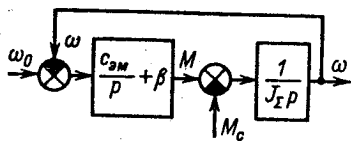


Рис. 4.7. Структурная схема электропривода с линейной механической характеристикой при $c_{12} = \infty$

висямого возбуждения. В пределах рабочего участка механической характеристики она удовлетворительно описывает динамику асинхронного электропривода как при питании от источника напряжения, так и при питании от источника тока. При линеаризации механической характеристики двигателя с последовательным возбуждением данная схема позволяет анализировать свойства таких электроприводов в области малых отклонений от выбранной точки статической характеристики. В последнем случае область соответствия (4.11) объекту расширяется при возрастании насыщения магнитной цепи.

Таким образом, рассмотрение свойств электромеханической системы, описываемой (4.11), дает представления о динамических особенностях большинства промышленных разомкнутых систем электропривода, при этом отдельного рассмотрения требуют лишь свойства синхронного электропривода в связи с отличием (4.10) от (4.11).

Для анализа свойств электропривода с линейной механической характеристикой как объекта автоматического управления получим передаточную функцию системы по управляющему воздействию. В соответствии с рис. 4.7

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{T_3 T_M p^2 + T_M p^2 + 1}, \quad (4.12)$$

где $T_M = J_{\Sigma}/\beta$ — электромеханическая постоянная времени.

Передаточная функция по возмущающему воздействию — моменту статической нагрузки M_c — имеет вид

$$W'_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{1 + T_3 p}{\beta (T_3 T_M p^2 + T_M p + 1)}. \quad (4.13)$$

Характеристическое уравнение системы

$$T_3 T_M p^2 + T_M p + 1 = 0.$$

Корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = - \frac{1}{2T_3} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_3^2} - \frac{1}{T_3 T_M}} = \frac{1}{T_M} \left(- \frac{m}{2} \pm \sqrt{\frac{m^2}{4} - m} \right), \quad (4.14)$$

где $m = T_M/T_3$ — отношение постоянных времени электропривода.

Значение m является важным показателем динамических свойств электропривода, непосредственно определяющим колебательность разомкнутой электромеханической системы при жестких механических связях. Если $m > 4$, то

$$p_1 = -\alpha_1; \quad p_2 = -\alpha_2.$$

Соответственно передаточная функция (4.12) может быть при таких параметрах преобразована к виду

$$W_{\omega}(p) = 1/(T_1 p + 1)(T_2 p + 1), \quad (4.15)$$

где $T_1 = 1/\alpha_1$; $T_2 = 1/\alpha_2$.

Следовательно, при $m > 4$ рассматриваемый электропривод для анализа может быть представлен в виде последовательного соединения двух инерционных звеньев с постоянными времени T_1 и T_2 . Частотные характеристики электропривода при таком сочетании параметров имеют вид, показанный на рис. 4.8, а. Реакцию электропривода на скачок управляющего воздействия при нулевых начальных условиях и $M_c = 0$ характеризуют соответствующие (4.15) переходная функция

$$h(t) = 1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-\alpha_1 t} - \frac{\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-\alpha_2 t} \quad (4.16)$$

и импульсная (весовая) функция

$$h'(t) = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} (e^{-\alpha_2 t} - e^{-\alpha_1 t}). \quad (4.17)$$

Соответствующие (4.16) и (4.17) зависимости представлены на рис. 4.8, б. Зависимость $h(t)$ дает представление о законе изменения скорости электропривода $\omega(t)$ при приложении к якорю двигателя постоянного тока скачка напряжения u_n или изменении частоты тока статора асинхронного двигателя f_1 скачком. Из уравнения движения при $M_c = 0$ следует, что весовая функция $h'(t)$ здесь характеризует в определенном масштабе изменения электромагнитного момента двигателя $M(t)$. Максимум момента $M_{max} \sim h'_{max}$ возрастает при увеличе-

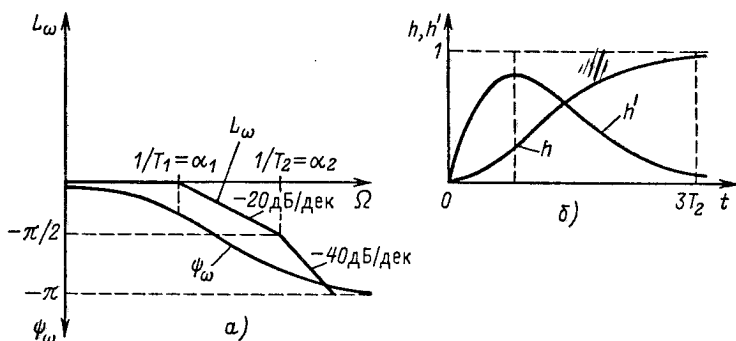


Рис. 4.8. Частотные (а) и временные (б) характеристики электропривода с линейной механической характеристикой при $m > 4$

нии скачка управляющего воздействия, поэтому при использовании (4.16) и (4.17) скачок u_n или f_1 должен быть ограничен значением, при котором M_{max} остается в пределах, допустимых по перегрузочной способности двигателя или по условиям линеаризации механической характеристики.

При $m = 4$ характеристическое уравнение системы имеет два равных отрицательных корня: $p_{1,2} = -\alpha = -1/2 T_3$. В этом случае передаточная функция (4.12) преобразуется к виду

$$W_{\omega}(p) = 1/(Tp + 1)^2, \quad (4.18)$$

где $T = 1/\alpha$.

Электропривод при таком сочетании параметров обладает свойствами, аналогичными рассмотренным для $m > 4$. В этом можно убедиться, сравнивая приведенные на рис. 4.9 частотные и переходные характеристики, соответствующие (4.18), с такими же зависимостями на рис. 4.8. Графики переходной $h(t)$ и весовой $h'(t)$ функций построены на рис. 4.9, б по выражениям

$$h(t) = 1 - (1 + \alpha t) e^{-\alpha t};$$

$$h'(t) = \alpha^2 t e^{-\alpha t}.$$

При сочетаниях параметров, которым соответствуют значения $m < 4$, характеристическое уравнение имеет комплексно-сопряженные корни

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega_p,$$

и электропривод представляет собой колебательное звено с коэффициентом затухания $\xi \leq 1$, уменьшающимся по мере уменьшения m . Учитывая обозначения коэффициентов переда-

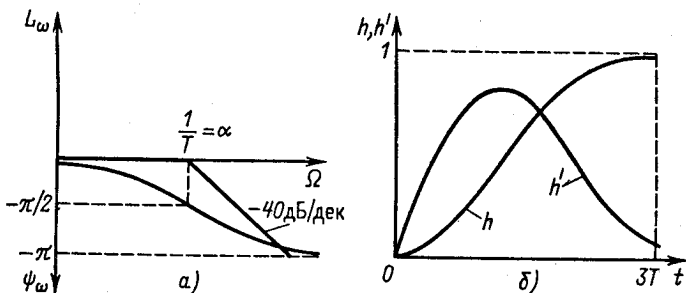


Рис. 4.9. Частотные (а) и временные (б) характеристики электропривода с линейной механической характеристикой при $m > 4$

точной функции колебательного звена, принятые в теории управления, можно записать

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{T_3 T_M p^2 + T_M p + 1} = \frac{1}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1} \quad (4.19)$$

С помощью (4.19) установим связь между параметрами электропривода и обобщенного колебательного звена:

$$T_1 = \sqrt{T_3 T_M}; \quad 2\xi T_1 = T_M; \quad \xi = \frac{T_M}{2T_1} = \frac{\sqrt{m}}{2}. \quad (4.20)$$

Значениям $m \leq 4$ соответствуют коэффициенты затухания $\xi \leq 1$. Частотные характеристики колебательного звена при $m = 0,5; 2; 4$ ($\xi = 0,35; 0,71; 1$) представлены на рис. 4.10, а, б. Они показывают, что при уменьшении m колебательность электропривода возрастает и при $m < 2$ ($\xi < 0,71$) в ЛАЧХ проявляется резонансный пик, быстро возрастающий с уменьшением m . Переходная функция электропривода при $m < 4$ выражается соотношением

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{m}{2T_M} t} \left(\cos \frac{\sqrt{4m - m^2}}{2T_M} t + \frac{m}{\sqrt{4m - m^2}} \sin \frac{\sqrt{4m - m^2}}{2T_M} t \right). \quad (4.21)$$

На рис. 4.10, в представлен ряд зависимостей $h(t_*)$, где $t_* = t/T_3$, соответствующих тем же значениям m , что и на рис. 4.10, а. Рассматривая (4.14) и (4.21), можно установить, что общее время затухания колебаний зависит только от T_3 . Так как $T_3 = T_M/m$ при данной постоянной T_M , затухание и частота

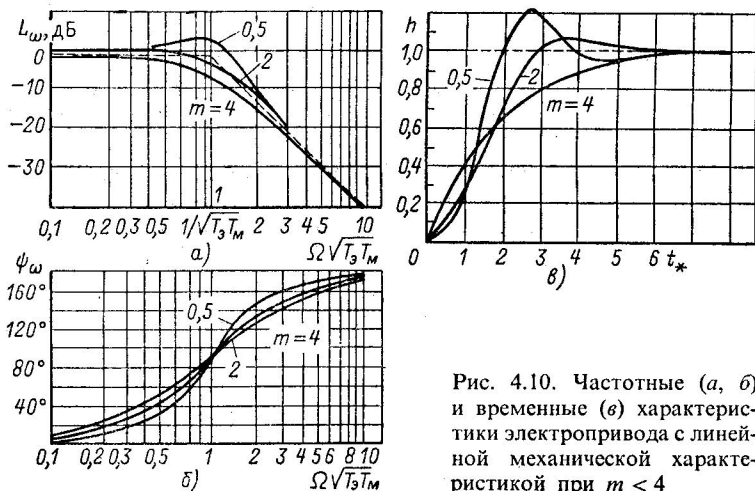


Рис. 4.10. Частотные (а, б) и временные (в) характеристики электропривода с линейной механической характеристикой при $m < 4$

колебаний определяются соотношением постоянных m . Только от m зависит и показатель колебательности — логарифмический декремент колебаний:

$$\lambda = 2\pi\alpha/\Omega_p = 2\pi m/\sqrt{4m - m^2}. \quad (4.22)$$

При $m = 2$ и $\lambda = 6,28$ колебания затухают практически за один период, а скорость электропривода достигает установившегося значения с небольшим превышением его в переходном процессе, составляющим около 5% установившегося значения. При $m < 2$ затухание колебаний ухудшается, и в переходном процессе максимальные значения скорости все в большей мере превышают установившееся значение. При данном m общее время переходного процесса увеличивается пропорционально увеличению T_m . Представленные на рис. 4.8–4.10 ФЧХ $\psi(\Omega)$ свидетельствуют о том, что при одинаковом максимальном угле сдвига колебаний по фазе $\psi_{max} = -\pi$ с уменьшением m изменения фазы в области частоты недемпфированного электромеханического резонанса $\Omega_{\text{м}} = 1/T_1 = 1/\sqrt{T_p T_m}$ становятся все более быстрыми.

Сравнивая (4.12) и (4.13), можно убедиться, что при колебаниях нагрузки электромагнитная инерция определяет при прочих равных условиях более высокие амплитуды колебаний скорости в области резонанса в связи с наличием в числителе (4.13) передаточной функции форсирующего звена с постоянной времени T_p .

Таким образом, электропривод с линейной механической характеристикой вследствие электромагнитной инерции представляет собой при жестких механических связях колебательное звено, показатели колебательности которого λ и ξ зависят только от соотношения постоянных времени $m = T_m/T_p$, а быстродействие определяется электромагнитной постоянной времени T_p или при данном m — электромеханической постоянной времени T_m .

При работе на естественной характеристике значения T_m лежат в пределах $T_m = 0,01 \div 0,1$ с, причем для асинхронных двигателей T_m при питании от источника напряжения меньше, чем для двигателей постоянного тока той же мощности. Электромеханическая постоянная T_m изменяется в более широких пределах, и ее удобно выразить через расчетную величину — электромеханическую постоянную времени собственно двигателя — и отношение моментов инерции электропривода J_{Σ} и якоря двигателя $J_{\text{яв}}$:

$$T_m = \frac{J_{\Sigma}}{\beta} = \frac{J_{\text{яв}}}{\beta} \frac{J_{\Sigma}}{J_{\text{яв}}} = T_{\text{м.яв}} \frac{J_{\Sigma}}{J_{\text{яв}}}. \quad (4.23)$$

Для двигателей мощностью выше 10 кВт ориентировочно $T_{м,дв} = 0,01 \div 0,1$ с, причем обычно постоянная времени $T_{м,дв}$ соизмерима или близка T_3 . Поэтому для электроприводов с небольшим моментом инерции механизма наиболее вероятные значения m заключены в пределах $0,5 < m < 2$, а для электроприводов со значительной инерцией механизма $m > 2$. Из изложенного следует, что в этих пределах резонансное усиление колебаний невелико и электропривод представляет собой колебательное звено с высоким коэффициентом демпфирования $\xi \geq 0,4$.

Это обстоятельство при рассмотрении электропривода с линейной механической характеристикой как объекта автоматического регулирования позволяет прибегать к упрощенному представлению передаточной функции (4.12) в виде

$$M_{\omega}(p) = \frac{1}{(\sqrt{T_3 T_m} p + 1)^2}, \quad (4.24)$$

т. е. заменять колебательное звено двумя апериодическими с постоянной $T_1 = \sqrt{T_3 T_m}$. Асимптотическая ЛАЧХ, соответствующая (4.24), при $\Omega < 1/T_1$ имеет вид горизонтальной прямой, совпадающей с осью абсцисс, а при $\Omega > 1/T_1$ представляет собой прямую с наклоном -40 дБ/дек (штриховая линия на рис. 4.10, а). Сравнивая эту зависимость с реальными ЛАЧХ колебательного звена при различных значениях ξ , можно установить, что при $\xi > 0,4$ расхождения незначительны. Погрешность в сторону занижения амплитуды при $\xi > 0,4$ не превышает 3 дБ, что обычно допустимо.

Для многих электроприводов малой мощности $m > 4$, при этом можно пренебречь электромагнитной инерцией, положив в (4.11) $T_e \approx 0$:

$$M = \beta(\omega_0 - \omega); \quad M - M_c = \beta T_m p \omega. \quad (4.25)$$

Структурная схема, соответствующая (4.25), приведена на рис. 4.11, а. Ее нетрудно преобразовать к виду рис. 4.11, б, который свидетельствует о том, что при этих параметрах электропривод с линейной механической характеристикой приближенно представляет собой инерционное звено с постоянной времени T_m . Частотные характеристики электропривода, соответствующие такому представлению, показаны на рис. 4.11, в, а переходная и весовая функции, определяемые соотношениями

$$h(t) = 1 - e^{-t/T_m}; \quad (4.26)$$

$$h'(t) = (1/T_m) e^{-t/T_m}. \quad (4.27)$$

построены на рис. 4.11, з. С помощью этого рисунка можно пояснить физический смысл электромеханической постоянной времени. Электромеханическая постоянная T_m представляет собой время, за которое электропривод достиг бы установившейся скорости, двигаясь равномерно ускоренно под действием постоянного динамического момента, равного начальному значению:

$$M_{\text{дин, нач}} = J_{\Sigma} (d\omega/dt)_{\text{нач}}$$

Сравнивая кривые, приведенные на рис. 4.11, с аналогичными кривыми на рис. 4.8, которые соответствуют $m > 4$ при учете электромагнитной инерции, можно сделать следующие выводы. При анализе переходных процессов в разомкнутой системе электропривода при $m > 4$, как правило, можно без большой погрешности пренебрегать влиянием электромагнитной инерции и принимать $T_e \approx 0$. При синтезе замкнутых систем регулирования координат электромеханической системы малую постоянную T_e при $m > 4$ следует учитывать во избежание ошибок, вносимых неучетом потери запаса по фазе на частоте среза контура регулирования, обусловленной электромагнитной инерцией электромеханического преобразователя.

Пример 4.1. Определить показатели колебательности электромеханической системы с двигателем постоянного тока независимого возбуждения и с помощью переходной функции построить зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ при допустимом по перегрузочной способности скачке задания.

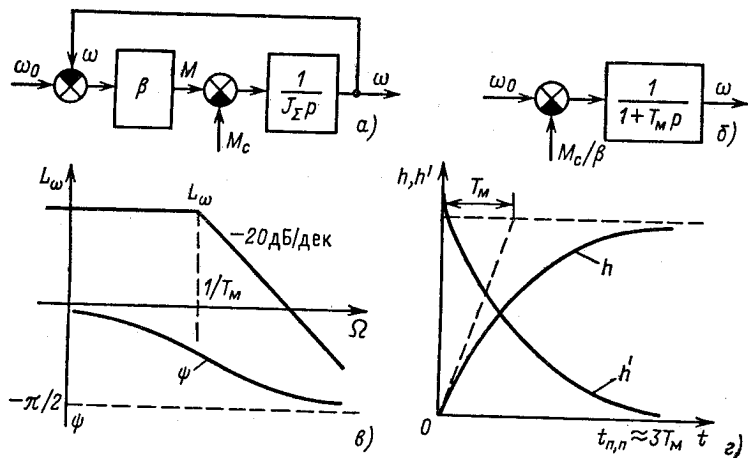


Рис. 4.11. Структурные схемы (а, б), частотные (в) и временные (г) характеристики электропривода при $T_e = 0$

Номинальные и расчетные данные: $P_{\text{ном}} = 55 \text{ кВт}$; $U_{\text{ном}} = 220 \text{ В}$; $I_{\text{ном}} = 282 \text{ А}$; $\omega_{\text{ном}} = 54,6 \text{ 1/с}$; $R_{\Sigma} = 0,074 \text{ Ом}$; $T_{\text{я}} = 0,05 \text{ с}$; $c = k\Phi_{\text{ном}} = 3,65 \text{ В} \cdot \text{с}$; $J_{\Sigma} = 10,2 \text{ кгм}^2$; $\lambda = 2,0$.

Определяем электромеханическую постоянную времени электропривода:

$$T_M = \frac{J_{\Sigma}}{\beta} = \frac{J_{\Sigma} R_{\Sigma}}{c^2} = \frac{10,2 \cdot 0,074}{3,65^2} = 0,057 \text{ с.}$$

Соотношение постоянных времени

$$m = T_M / T_{\text{я}} = 0,057 / 0,05 = 1,14.$$

Следовательно, данный электропривод представляет собой колебательное звено с коэффициентом затухания (4.20)

$$\xi = \sqrt{m/2} = \sqrt{1,14/2} = 0,534.$$

Логарифмический декремент колебаний (4.22)

$$\lambda = \frac{2\pi m}{\sqrt{4m - m^2}} = \frac{2\pi \cdot 1,14}{\sqrt{4 \cdot 1,14 - 1,14^2}} = 3,98.$$

Полученные показатели колебательности $\xi = 0,534$ и $\lambda = 3,98$ свидетельствуют о высоком демпфировании колебаний в разомкнутой системе, при котором для синтеза можно использовать приближенную передаточную функцию (4.24). Подставляя значения m и T_M в (4.21), получаем переходную функцию

$$h(t) = 1 - e^{-10t} (\cos 14,1t + 0,71 \sin 14,1t).$$

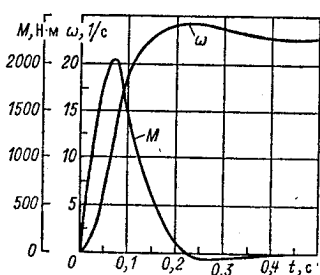
Определим значение допустимого по перегрузочной способности двигателя скачка управляющего воздействия ω_0 при $M_c = 0$. С помощью переходной функции найдем закон изменения скорости при скачке $\omega_{\text{уст}} = \omega_0$:

$$\omega(t) = \omega_0 [1 - e^{-10t} (\cos 14,1t + 0,71 \sin 14,1t)].$$

Производная скорости

$$d\omega/dt = 21,2\omega_0 e^{-10t} \sin 14,1t.$$

Время, при котором имеет место максимум $d\omega/dt$, определим, из условия равенства нулю второй производной скорости:



$$\frac{d}{dt} (e^{-10t} \sin 14,1t) = e^{-10t} (14,1 \cos 14,1t - 10 \sin 14,1t) \sim e^{-10t} \sin(\alpha - 14,1t) = 0,$$

Рис. 4.12. Расчетные зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ (к примеру 4.1)

где $\alpha = \text{arctg } 1,41$. Откуда $\text{arctg } 1,41 - 14,1t_{\text{max}} = 0,955 - 14,1t_{\text{max}} = 0$;
 $t_{\text{max}} = 0,955/14,1 = 0,068$ с.

Следовательно,

$$(d\omega/dt)_{\text{max}} = 21,2\omega_0 e^{-0,68} \sin 0,955.$$

Допустимый по перегрузочной способности момент двигателя

$$M_{\text{доп}} = \lambda c I_{\text{ном}} = 2,0 \cdot 3,65 \cdot 282 = 2060 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Подставив в уравнение движения $M_c = 0$, $M = M_{\text{доп}} = 2060 \text{ Н} \cdot \text{м}$ и полученное выражение для $(d\omega/dt)_{\text{max}}$, будем иметь

$$M_{\text{max}} = M_{\text{доп}} = J_{\Sigma} (d\omega/dt)_{\text{max}};$$
$$2060 = 10,2 \cdot 21,2\omega_{0,\text{доп}} e^{-0,68} \sin 0,955.$$

Откуда

$$\omega_{0,\text{доп}} = \frac{2060}{10,2 \cdot 21,2 e^{-0,68} \sin 0,955} = 23,3 \text{ 1/с}.$$

Итак, для того чтобы бросок тока и момента не превысил допустимого, при рассмотренных в примере условиях скачок напряжения $U_{\text{я}}$ не должен превосходить значения

$$U_{\text{я,доп}} = c\omega_{0,\text{доп}} = 3,65 \cdot 23,3 = 85 \text{ В}.$$

Подставив $\omega_0 = \omega_{0,\text{доп}}$ в уравнение скорости, получим $\omega(t) = 23,3 [1 - e^{-10t} (\cos 14,1t + 0,71 \sin 14,1t)]$.

Зависимость момента от времени

$$M(t) = J_{\Sigma} (d\omega/dt) = 10,2 \cdot 21,2 \cdot 23,3 e^{-10t} \sin 14,1t = 5040 e^{-10t} \sin 14,1t.$$

Зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ построены на рис. 4.12.

Данный пример показывает, что при подключении к источнику напряжения индуктивность якорной цепи, если $T_{\text{я}} \approx T_{\text{м}}$ ($m = 1,14$), ограничивает бросок тока и момента двигателя. Действительно, при $U_{\text{я}} = 85 \text{ В}$ момент короткого замыкания в статике имеет значение

$$M_{\text{к.з}} = cU_{\text{я}}/R_{\text{я}\Sigma} = 3,65 \cdot 85/0,074 = 4200 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

превышающее допустимое $M_{\text{доп}}$ в 2 раза.

4.5. Устойчивость статического режима работы электропривода

Статическому режиму работы соответствует движение всех элементов электромеханической системы с постоянной и одинаковой приведенной скоростью. Этот режим наступает после затухания свободных составляющих переходного процесса, вызванного изменением управляющего или возмущающих воздействий, и характеризуется равенством электромагнитного момента двигателя суммарному моменту нагрузки.

Последнее следует непосредственно из уравнений движения электропривода, если положить в них $p = 0$. Так, для электро-механической системы с упругой связью, положив $p = 0$ в (4.5), получим

$$\begin{aligned} M - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= 0; \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} &= 0, \end{aligned}$$

откуда

$$M = M_{c1} + M_{c2} = M_c.$$

Для одномассовой расчетной механической схемы, приняв $p = 0$ в уравнении движения электропривода

$$M - M_c = J_{\Sigma} p \omega,$$

получим тот же результат: $M = M_c$.

В гл. 1 было показано, что в общем случае момент нагрузки в той или иной степени зависит от скорости. Зависимость $M_c = f(\omega)$ или $\omega = f(M_c)$ является механической характеристикой исполнительного механизма, а так как момент двигателя также в соответствии с его механической характеристикой зависит от скорости, условие статического режима можно записать в таком виде:

$$M(\omega_c) = M_c(\omega_c), \quad (4.28)$$

где ω_c — скорость электропривода в статическом режиме.

Графически условие (4.28) определяется точкой пересечения механической характеристики двигателя $\omega = f(M)$ с механической характеристикой исполнительного механизма $\omega = f(M_c)$ (рис. 4.13). На этом рисунке в качестве примера представлены механические характеристики 1 и 2 асинхронного двигателя для двух направлений вращения его магнитного поля, а также

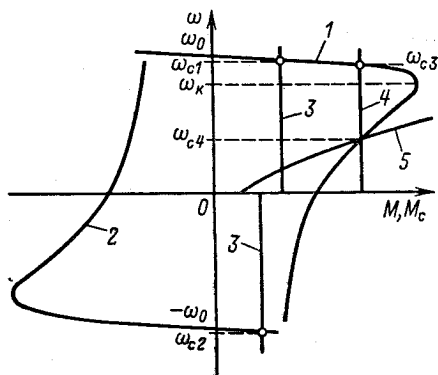


Рис. 4.13. К анализу статической устойчивости электропривода

ряд механических характеристик различных исполнительных механизмов (3—5). Характеристика 3, как было показано в гл. 1, соответствует механизму с активной полезной нагрузкой, например подъемной лебедке. При $\omega > 0$, что соответствует подъему груза, пересечение этой характеристики с механической характеристикой двигателя дает точку статического режима ω_{c1} , в которой двигатель, работая в двигательном режиме, преодолевает активный полезный момент и реактивный момент механических потерь. При противоположном направлении вращения ($\omega < 0$) характеристика 3, пересекаясь с характеристикой двигателя 2, дает точку статического режима ω_{c2} . Здесь двигатель работает в режиме рекуперативного торможения и его тормозной момент совместно с реактивным моментом механических потерь уравнивает движущий момент полезной нагрузки.

Характеристика 4 пересекается с механической характеристикой двигателя в двух точках, чему соответствуют две скорости ω_{c3} и ω_{c4} , при которых выполняется условие статического равновесия (4.28). Однако устойчивым это равновесие является только при скорости ω_{c3} . Незначительное отклонение скорости от ω_{c4} вниз дает уменьшение момента двигателя, и в соответствии с (4.27) появляется динамический момент отрицательного знака, вызывающий дальнейшее снижение скорости. Аналогичное отклонение скорости вверх от ω_{c4} приводит, напротив, к увеличению момента двигателя и появлению положительного динамического момента, что вызывает дальнейшее возрастание скорости вплоть до $\omega = \omega_{c3}$. При этом значении скорости динамические моменты, возникающие при любом малом отклонении скорости, направлены на уменьшение возникшего отклонения скорости и возвращают электропривод в точку устойчивого равновесия. Увеличение момента нагрузки вплоть до значения, соответствующего критическому моменту двигателя, приводит к слиянию точек устойчивого и неустойчивого равновесия в одну точку неустойчивого равновесия $\omega = \omega_k = \omega_0 (1 - s_k)$, поэтому участок механической характеристики асинхронного двигателя при $\omega \leq \omega_k$ обычно называют неустойчивым.

Условия возникновения динамического момента при отклонениях от точки статического равновесия зависят как от формы характеристики двигателя, так и от вида характеристики исполнительного механизма. На рис. 4.13 показана механическая характеристика вентилятора 5, пересекающая характеристику двигателя в точке ω_{c4} . Путем аналогичного анализа можно установить, что благодаря более значительным изменениям момента нагрузки, чем момента двигателя, возникаю-

щие при отклонениях скорости от ω_{c4} динамические моменты возвращают систему к скорости ω_{c4} и равновесие становится устойчивым.

Из изложенного следует, что при $M_c = \text{const}$ устойчивость статического режима работы зависит от знака жесткости статической механической характеристики двигателя. Условие устойчивости: $\beta_{ст} = dM/d\omega < 0$. Если момент механизма зависит от скорости, то его механическая характеристика также обладает определенной жесткостью $\beta_{мех} = dM_c/d\omega$, при этом условие статической устойчивости принимает вид

$$\beta_{ст} - \beta_{мех} < 0. \quad (4.29)$$

Следует иметь в виду, что приведенные рассуждения и полученные условия устойчивости статического режима работы справедливы только для электроприводов, у которых статическая и динамическая механические характеристики совпадают, например, в случае, когда $T_s = 0$. В общем случае устойчивость статического режима работы электропривода определяется динамической жесткостью механической характеристики и параметрами механической части привода, поэтому она должна устанавливаться на основании анализа корней характеристического уравнения системы или частотными методами теории автоматического регулирования.

4.6. Понятие о демпфировании электроприводом упругих механических колебаний

Представляя электропривод простейшей структурной схемой на рис. 4.7, необходимо помнить, что неучет упругих механических связей всегда в той или иной степени искажает фактический характер процессов. Наряду с задачами, для решения которых в конкретных условиях эти искажения не имеют существенного значения, имеется широкий круг практических вопросов, правильно решить которые без учета упругостей невозможно. Кроме того, при решении любых задач нужно уметь оценивать влияние упругих связей на динамику электро-механической системы. Поэтому анализ особенностей взаимодействия электропривода, обладающего линейной механической характеристикой, с механизмом, содержащим упругие связи, в единой системе имеет важное практическое значение.

Проведем анализ влияния упругих связей с помощью обобщенной структуры электро-механической системы, представленной на рис. 4.5. Для удобства анализа процессов по управ-

лению положим $M_{c1} = M_{c2} = 0$ и воспользуемся преобразованной структурной схемой механической части, приведенной на рис. 1.12, в. Полученная таким образом структурная схема электропривода с упругой связью приведена на рис. 4.14. Здесь передаточные функции механической части выражены через обобщенные параметры γ , Ω_{12} и $T_{m1} = J_1/\beta$, причем $\gamma T_{m1}\beta = J_2$ (см. § 1.5).

Обращаясь к анализу свойств механической части, выполненному в § 1.5, можно заключить, что в структуре на рис. 4.14 механическая часть объекта представляет собой консервативное колебательное звено, в котором при $M = \text{const}$ возникшие механические колебания при принятых допущениях не затухают. Однако, рассматривая схему на рис. 4.14, можно установить, что колебания скорости двигателя ω_1 благодаря наличию внутренней обратной связи по скорости в системе электропривода должны вызывать колебания момента, обусловленные динамической жесткостью механической характеристики:

$$M(p) = -\beta\omega_1(p)/(1 + T_3p). \quad (4.30)$$

При отсутствии электромагнитной инерции ($T_3 = 0$)

$$M = -\beta\omega_1.$$

Сравнивая эту зависимость с (1.18), можно убедиться, что при отсутствии электромагнитной инерции двигатель создает воздействующий на первую массу момент, аналогичный моменту вязкого трения. Следовательно, электропривод благодаря наличию электромеханической связи оказывает на колебания в механической части демпфирующее действие, аналогичное действию вязкого трения. Степень затухания колебаний в консервативной механической системе является количественным показателем демпфирующей способности электропривода.

Рассмотрим эффект демпфирования упругих колебаний на простейшем примере, предположив, что момент инерции второй массы настолько велик, что она практически не совершает колебаний ($J_2 \gg J_1$), а электромагнитная инерция настолько мала, что можно принять $T_3 = 0$. Этим условиям соответствуют

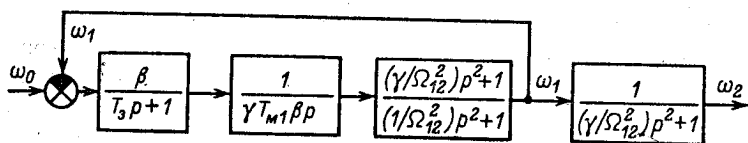


Рис. 4.14. Преобразованная структурная схема двухмассовой упругой системы

электромеханическая схема на рис. 4.15, а и структурная схема, изображенная на рис. 4.15, б. Путем преобразования этой структуры получим передаточную функцию объекта по управляющему воздействию ω_0 :

$$W_{\omega_1}(p) = \frac{\omega_1(p)}{\omega_0(p)} = \frac{p}{T_{M1}p^2 + p + T_{M1}\Omega_{12}^2}. \quad (4.31)$$

Характеристическое уравнение системы

$$p^2 + (1/T_{M1})p + \Omega_{12}^2 = 0.$$

Корни данного уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{M1}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_{M1}}\right)^2 - \Omega_{12}^2}.$$

Если $\Omega_{12} > 1/2T_{M1}$, корни являются комплексно-сопряженными:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{M1}} \pm j\sqrt{\Omega_{12}^2 - \frac{1}{4T_{M1}^2}} = \alpha \pm j\Omega. \quad (4.32)$$

Нетрудно видеть, что при $T_{M1} \neq \infty$ колебания в рассматриваемой упругой электромеханической системе затухают вследствие демпфирующего действия электропривода. Рассмотрим влияние параметров электропривода на затухание колебаний, характеризуемое логарифмическим декрементом

$$\lambda = 2\pi\alpha/\Omega = 2\pi/\sqrt{4T_{M1}^2\Omega_{12}^2 - 1}. \quad (4.33)$$

Пусть якорь двигателя питается от источника тока $I_a = I_1 = \text{const}$, тогда при $\Phi = \Phi_{ном} = \text{const}$ $M = cI_1 = M_1 = \text{const}$. Механическая характеристика двигателя, соответствующая этому режиму, приведена на рис. 4.16, а (прямая 1). Ей соответствуют $\beta = 0$ и $T_{M1} = \infty$, при этом по (4.33) $\lambda = 0$. Следовательно, при $\beta = 0$ демпфирующее действие электропривода на механические колебания отсутствует.

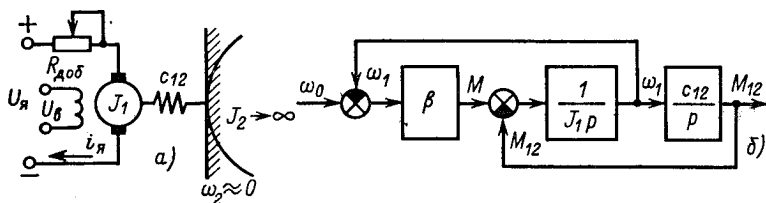


Рис. 4.15. К анализу демпфирующего действия электропривода при $J_2 = \infty$ и $T_3 = 0$

Подключив якорь к источнику регулируемого напряжения $u_{я}$, можно при различных $u_{я}$ вводить добавочные резисторы $R_{доб}$ с такими сопротивлениями, при которых $I_{к,з} = I_1 = \text{const}$, и получить семейство механических характеристик 2–7, показанных на рис. 4.16, а. Этим характеристикам соответствуют значения

$$\beta = c^2 / (R_{я} + R_{доб}),$$

изменяющиеся в пределах от 0 до β_c . При увеличении β от 0 до β_c значения $T_{м1}$ изменяются от ∞ до $T_{м1c}$ и в соответствии с (4.33) затухание колебаний постепенно увеличивается. При $\beta = \beta_{кр}$, когда $2T_{м1кр}\Omega_{12} = 1$, в соответствии с (4.33) $\lambda = \infty$ и переходный процесс в системе приобретает аperiодический характер. Таким образом, зависимость $\lambda = f(\beta)$ имеет вид, показанный на рис. 4.16, б (кривая 1). Рассматривая эту кривую, можно убедиться, что изменение жесткости механической характеристики является эффективным средством изменения колебательности системы. Каждому значению J_1 и c_{12} соответствует определенное значение $\beta_{кр}$, обеспечивающее критическое демпфирование ($\lambda = \infty$):

$$\beta_{кр} = 2J_1\Omega_{12} = 2\sqrt{J_1c_{12}}.$$

При $J_2 \approx \infty$ дальнейшее увеличение β в области $\beta > \beta_{кр}$ в соответствии с (4.32) вызывает монотонное возрастание коэффициента затухания α , так как вторая масса колебаний совершать не может. При конечных значениях J_2 и γ вторая масса вовлекается в процесс колебаний, причем в случае жесткой заделки первой массы возникшие колебания не затухают. Следовательно, если принять, что $\beta \rightarrow \infty$ и $T_{м1} \rightarrow 0$, то в двухмассовой системе демпфирование должно уменьшаться

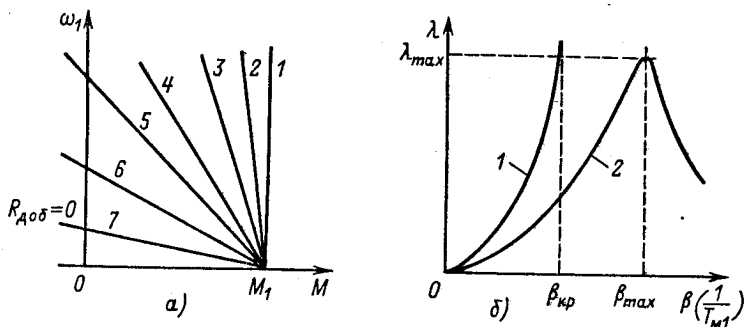


Рис. 4.16. Механические характеристики (а) и соответствующие характеристики демпфирования (б)

и $\lambda \rightarrow 0$. Зависимость $\lambda = f(\beta)$ для двухмассовой упругой электромеханической системы показана на рис. 4.16, б (кривая 2). Здесь высокое демпфирование соответствует более узкой области значений β , причем существует оптимальное значение β_{max} , при котором $\lambda = \lambda_{max}$. Значения λ_{max} зависят от конкретного сочетания параметров электромеханической системы, и при высоком демпфировании может существовать область значений β , которым соответствуют $\lambda = \lambda_{max} = \infty$.

Знание взаимосвязи демпфирующего действия электропривода с параметрами системы имеет важное практическое значение, при этом особый интерес представляет выявление сочетаний параметров, обеспечивающих возможный максимум демпфирования, т. е. значения λ_{max} и их связь с параметрами системы. Анализ этих закономерностей упрощается удачным выбором системы обобщенных параметров и относительных единиц, через которые выражаются коэффициенты и переменные исходной структурной схемы электромеханической системы. Преобразованные таким образом структурные схемы называют нормированными структурными схемами.

Примером нормированной структурной схемы может служить схема на рис. 4.14. Рассматривая ее, можно убедиться, что все частные коэффициенты в исходном математическом описании выражены через минимальное число обобщенных параметров: γ , Ω_{12} , $T_{м1}$, T_3 . Число этих параметров можно сократить еще на единицу, используя переход к относительному безразмерному времени $t_* = \Omega_{12}t$ и соответственно к безразмерному оператору $p_* = p/\Omega_{12}$. Нормированная структура электромеханической системы при безразмерном времени t_* представлена на рис. 4.17, причем $T_{м1*} = T_{м1}\Omega_{12}$ и $T_{3*} = T_3\Omega_{12}$.

С помощью общего приема преобразования структурных схем определим по рис. 4.17 передаточную функцию системы по управлению при выходной величине ω_{2*} :

$$W_{\omega_2} = \frac{\omega_{2*}(p)}{\omega_{0*}(p)} = \frac{1}{\gamma T_{м1*} T_{3*} p_*^4 + \gamma T_{м1*} p_*^3 + \gamma(1 + T_{м1*} T_{3*}) p_*^2 + \gamma T_{м1*} p_* + 1}, \quad (4.34)$$

где $\omega_{2*} = \omega_2/\Omega_{12}$ и $\omega_{0*} = \omega_0/\Omega_{12}$.

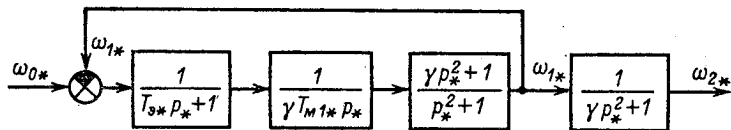


Рис. 4.17. Нормированная структурная схема двухмассовой упругой системы

Характеристическое уравнение системы представим в виде

$$\gamma T_{*} p^4 + \gamma p^3 + \gamma [(1/T_{*1}) + T_{*}] p^2 + \gamma p + 1/T_{*1} = 0. \quad (4.35)$$

Корни (4.35) являются полюсами передаточной функции (4.34) и в связи с отсутствием в ней нулей полностью определяют вид частотных характеристик и переходных процессов по управлению $\omega_{0*}(p_*)$. В зависимости от сочетания параметров уравнение (4.35) может иметь либо две пары комплексно-сопряженных корней $p_{*1,2} = -\alpha_1 \pm j\Omega_1$, $p_{*3,4} = -\alpha_2 \pm \pm j\Omega_2$; либо два комплексно-сопряженных $p_{*1,2} = -\alpha_1 \pm j\Omega_1$ и два действительных корня $p_{*3} = -\alpha_3$, $p_{*4} = -\alpha_4$, либо, наконец, все действительные корни: $p_{*1} = -\alpha_1$, $p_{*2} = -\alpha_2$, $p_{*3} = -\alpha_3$, $p_{*4} = -\alpha_4$. Прямой оценкой колебательности системы при этом может служить логарифмический декремент

$$\lambda = 2\pi/\Omega_p, \quad (4.36)$$

где α и Ω_p — показатель затухания и резонансная частота для той пары корней, которой соответствует меньшее значение λ .

Минимальное число обобщенных параметров, от которых зависят корни (4.35), создает благоприятные условия для обобщенного анализа демпфирующего действия электропривода в разомкнутой системе. При $T_{*} = \text{const}$ колебательность электромеханической системы в соответствии с (4.35) зависит только от соотношения масс γ и от относительной электромеханической постоянной $T_{*1} = J_1 \Omega_{12}/\beta$. Проведем анализ зависимости $\lambda = f(\gamma, T_{*1})$ для случая $T_{*} = 0$. Подставляя это значение в (4.35), получаем

$$\gamma p^3 + (\gamma/T_{*1}) p^2 + \gamma p + 1/T_{*1} = 0. \quad (4.37)$$

Примем, что имеется возможность изменять модуль жесткости механической характеристики β в пределах от бесконечности до нуля, что обеспечит при данных параметрах механической части γ , Ω_{12} и J_1 изменения постоянной времени T_{*1} , также от 0 до ∞ . Рассмотрим, какими свойствами будет обладать система при крайних значениях варьируемого параметра T_{*1} . При $T_{*1} = \infty$ ($\beta = 0$) уравнение (4.37) примет вид

$$p_*(p_*^2 + 1) = 0,$$

т. е. при этом система содержит недемпфированное механическое колебательное звено с частотой свободных колебаний Ω_{12} . Как выше было показано, при $\beta = 0$ электромеханическая связь отсутствует, момент M не колеблется, отвода энергии колебаний в электрическую часть системы нет, поэтому демпфирующее действие не проявляется.

При $T_{M1*} = 0$ ($\beta = \infty$) уравнение (4.37) также упрощается:

$$\gamma p_*^2 + 1 = 0.$$

Корни этого уравнения $p_{*1,2} = \pm j/\sqrt{\gamma}$. Переходя к действительному времени t , получаем

$$p_{1,2} = \pm j \frac{\Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}} = \pm j \sqrt{\frac{c_{12}}{J_2}} = \pm j \Omega_{02}, \quad (4.38)$$

где $\Omega_{02} = \sqrt{c_{12}/J_2}$ — частота свободных колебаний массы J_2 при жесткой заделке вала двигателя. В этом случае отсутствуют колебания массы двигателя J_1 и демпфирующая способность электропривода оказывается равной нулю по причине чрезмерно сильной электромеханической связи.

Таким образом, как при предельно слабой электромеханической связи ($\beta = 0$), так и при предельно сильной (жесткой) электромеханической связи ($\beta = \infty$) демпфирующий эффект отсутствует и логарифмический декремент (4.36) равен нулю. При увеличении β от нуля $T_{M1*} = T_{M1} \Omega_{12}$ уменьшается, логарифмический декремент возрастает до максимума и при дальнейшем увеличении $\beta \rightarrow \infty$ вновь стремится к нулю, как это и показано на рис. 4.16, б (кривая 2), где значению β_{max} соответствует оптимальное значение $(T_{M1*})_{max}$.

Из изложенного следует, что каждому значению γ соответствует один максимум λ_{max} , который наступает при определенном значении $(T_{M1*})_{max}$. Таким образом, λ_{max} в системе без электромагнитной инерции зависит только от соотношения инерционных масс $\gamma = J_\Sigma/J_1$. Оптимальная жесткость механической характеристики зависит от параметров механической части:

$$\beta_{max} = J_1 \Omega_{12} / (T_{M1*})_{max}. \quad (4.39)$$

Формула (4.39) свидетельствует о том, что чем больше частота свободных механических колебаний системы, тем при большей жесткости β_{max} достигается максимум логарифмического декремента λ_{max} .

Современная вычислительная техника позволяет детально исследовать связь демпфирующей способности электропривода с обобщенными параметрами электромеханической системы. Задаваясь различными γ и T_{D*} , можно вычислить соответствующие (4.35) значения λ , построить семейства зависимостей $\lambda = f(T_{M1*})$ при $\gamma = \text{const}$ и $T_{D*} = \text{const}$, аналогичные кривой 2 на рис. 4.16, б, и далее установить, как изменяются значения λ_{max} в зависимости от T_{D*} и γ .

Полученные в результате расчетов на цифровой ЭВМ обобщенные зависимости $\lambda_{max} = f(T_{D*})$ и $(T_{M1*})_{max} = f(T_{D*})$ при $\gamma = \text{const}$ пред-

ставлены на рис. 4.18. Рассматривая их, можно выявить ряд важных физических особенностей упругой электромеханической системы.

Возможное демпфирование колебаний в соответствии с рис. 4.18 тем выше, чем больше γ , т. е. чем больше приведенный момент инерции механизма. При малых γ (см. кривую для $\gamma = 1,5$) в широком диапазоне значений $T_{э*}$ $\lambda_{max} < 2$. При этом выбором параметров электромеханического преобразователя невозможно обеспечить высокодемпфируемые процессы в упругой системе.

Кривая, соответствующая $\gamma = 1,5$ свидетельствует о том, что электромагнитная инерция в определенных пределах позволяет увеличить демпфирование ($\lambda_{пред} = 2,2$) и соответствует значительным $T_{э*}$, в то время как при $T_{э*} = 0$ $\lambda_{max} = 0,85$, т. е. ниже в 2,6 раза.

Так как индуктивность диссипативными свойствами не обладает, возможность ее демпфирующего действия требует разъяснений. При малых γ и $m < 4$ система имеет две пары комплексных корней и две резонансные частоты, из которых первая пара и первая частота характеризуют колебательность двигателя, а вторая резонансная частота близка к частоте свободных механических колебаний. При увеличении индуктивности рассеяния колебательность двигателя, зависящая от $m = T_{м1}/T_{э}$, увеличивается и меньший резонансный пик АЧХ возрастает. Однако увеличение колебательности двигателя при малом моменте инерции J_2 увеличивает электромеханическую связь и отвод энергии механических колебаний в цепь якоря; второй резонансный пик, обусловленный параметрами механической части, соответственно уменьшается.

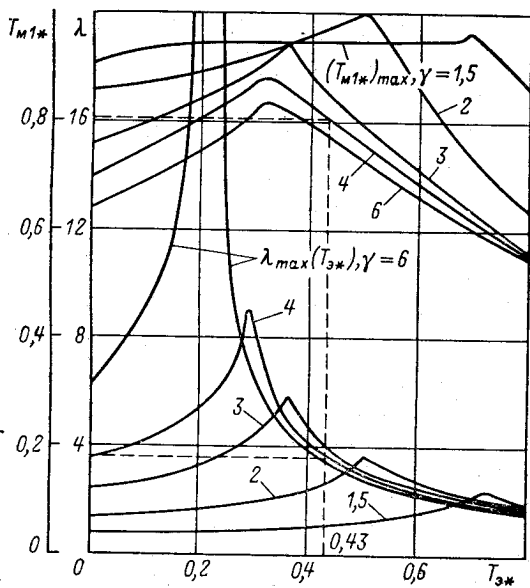


Рис. 4.18. Характеристики максимального демпфирования

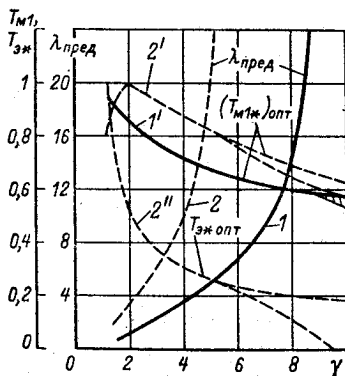
Увеличение индуктивности приводит к уменьшению общей колебательности системы только до того ее значения, при котором наступает равенство резонансных пиков. Дальнейшее увеличение индуктивности вызывает возрастание колебательности. Такие условия наступают тем раньше, чем больше γ .

При $T_{э*} = 0$ значения λ_{max} однозначно определяются соотношением масс γ . Зависимости $\lambda_{max} = f(\gamma)$ и $(T_{M1*})_{opt} = f(\gamma)$ при $T_{э*} = 0$ представлены на рис. 4.19 (кривые 1 и 1'). Они иллюстрируют закономерность, согласно которой в системе без электромагнитной инерции подбором жесткости механической характеристики получить аperiодический характер процессов можно только при $\gamma \geq 9$. При $\gamma > 9$ критическому демпфированию соответствуют два значения $(T_{M1*})_{max}$ и два значения жесткости механической характеристики. Кривая 1' в этой области разветвляется, и заштрихованной зоне соответствуют значения T_{M1*} , при которых все корни уравнения (4.37) являются действительными и отрицательными.

Кривые на рис. 4.18 свидетельствуют о том, что варьирование электромагнитной инерционности двигателя позволяет получить при каждом γ большее демпфирование, чем при $T_{э*} = 0$. Предельные значения логарифмического декремента, соответствующие каждому γ , позволяют построить зависимость $\lambda_{пред} = f(\gamma)$ и соответствующие ей зависимости $(T_{M1*})_{opt} = f(\gamma)$ и $(T_{э*})_{opt} = f(\gamma)$ (кривые 2, 2' и 2'' на рис. 4.19). Эти кривые показывают, что при наличии электромагнитной инерции $T_{э*} \neq 0$ критическое демпфирование достигается при $\gamma \geq 5,5$, т. е. возможности использования демпфирующего действия электропривода в системах с малым приведенным моментом инерции механизма повышаются.

Представленные на рис. 4.18 характеристики дают возможность определять сочетания параметров, оптимальные по демпфированию колебаний в упругой разомкнутой электромеханической системе.

Пример 4.2. Определить оптимальную по критерию минимума колебательности жесткость механической характеристики электропривода постоянного тока, для которого частные параметры электрической и механической частей имеют следующие значения:



$k\Phi_{ном} = c = 2,84 \text{ В} \cdot \text{с}; R_{я\Sigma} = 0,098 \text{ Ом}$ (в нагретом состоянии машины); $T_{я} = 0,03 \text{ с}; J_1 = 3,5 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$
 $J_2 = 10,5 \text{ кг} \cdot \text{м}^2; c_{12} = 548 \text{ Н} \cdot \text{м}.$

Определим обобщенные параметры, соответствующие (4.35):

$$\beta = c^2 / R_{я\Sigma} = 2,84^2 / 0,098 = 82,3 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с};$$

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} = \frac{3,5 + 10,5}{3,5} = 4,0;$$

Рис. 4.19. Характеристики предельного демпфирования

$$\Omega_{12} = \sqrt{\frac{c_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} = \sqrt{\frac{548(3,5 + 10,5)}{3,5 \cdot 10,5}} = 14,45 \text{ 1/с;}$$

$$T_{3*} = T_3 \Omega_{12} = 0,03 \cdot 14,45 = 0,43; \quad (T_{M1*})_e = J_1 \Omega_{12} / \beta = \\ = 3,5 \cdot 14,45 / 82,3 = 0,61.$$

При $\gamma = 4,0$ и $T_{3*} = 0,43$ по кривым рис. 4.18 определяем значения λ_{max} и $(T_{M1*})_{max}$:

$$\lambda_{max} = 3,5; \quad (T_{M1*})_{max} = 0,805.$$

Модуль оптимальной при $T_{3*} = 0,43$ жесткости механической характеристики

$$\beta_{max} = J_1 \Omega_{12} / (T_{M1*})_{max} = 3,5 \cdot 14,45 / 0,805 = 63 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Сравнивая β_{max} с β , можно заключить, что для получения максимального демпфирования при $T_3 = 0,03$ с жесткость механической характеристики нужно уменьшить на 24%.

Для реализации предельного демпфирования по кривым на рис. 4.18, соответствующим $\gamma = 4,0$, необходимо обеспечить значения $(T_{3*})_{opt} = 0,29$ и $(T_{M1*})_{opt} = 0,865$.

Следовательно, необходимо уменьшить постоянную времени якорной цепи до значения

$$T_{я, opt} = (T_{3*})_{opt} / \Omega_{12} = 0,02 \text{ с}.$$

Требуемая для предельного демпфирования жесткость механической характеристики составит:

$$\beta_{opt} = J_1 \Omega_{12} / (T_{M1*})_{opt} = 3,5 \cdot 14,45 / 0,865 = 58,5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Следовательно, для реализации предельного демпфирования упругих механических колебаний в данном случае необходимо уменьшить на 33% постоянную времени T_3 и на 28,2% снизить жесткость механической характеристики β . Эти изменения в разомкнутой системе могут быть с удовлетворительной точностью обеспечены увеличением сопротивления $R_{я\Sigma}$ на 30% путем введения соответствующего добавочного резистора. Полученные значения $(T_{3*})_{opt}$ и $(T_{M1*})_{opt}$ могут быть использованы при оптимизации по критерию минимума колебательности электромеханических систем, замкнутых обратными связями по моменту (току) и скорости.

4.7. Переходные процессы электропривода и методы их анализа

Электропривод представляет собой сложную динамическую систему, состояние которой в каждый момент времени определяется текущими значениями ее переменных и приложенных к системе внешних воздействий. В разомкнутой электро-

механической системе имеются механические переменные (перемещения масс, скорости, ускорения, силы, моменты и т. п.) и электрические переменные (токи обмоток, потокосцепления, их производные и т. п.). Кроме того, в связи с нагревом двигателя к числу переменных состояния следует отнести температуры частей двигателя, их производные и т. п. Внешними воздействиями в электромеханической системе являются приложенные к обмоткам напряжения, а также внешние силы и моменты.

В связи с наличием элементов, обладающих механической, электромагнитной и тепловой инерциями, при изменениях внешних воздействий переход системы от одного состояния к другому протекает во времени, и этот процесс называется переходным. В зависимости от вида инерции в системе электропривода имеют место механические, электромагнитные и тепловые переходные процессы.

В гл. 1 механическая часть электропривода рассматривалась обособленно от электрической части, момент двигателя при этом задавался в виде независимой функции времени $M = f(t)$. Поэтому переходные процессы, вызванные изменениями момента двигателя или внешних нагрузок, в § 1.6 были названы *механическими переходными процессами*.

В электромеханической системе момент двигателя в соответствии с механической характеристикой зависит от механической переменной — скорости двигателя. Электромеханическая связь объединяет механическую и электрическую части электропривода в единую систему, переходные процессы в которой, как следствие, называются *электромеханическими переходными процессами*. Эти процессы рассматриваются в данной главе.

Изменения внешних воздействий приводят к изменению количества энергии, выделяющейся в двигателе в виде теплоты, и к соответствующим изменениям его температуры. Процессы нагрева и охлаждения двигателя зависят от электрических и электромагнитных нагрузок его элементов. Соответственно такие переходные процессы называются *электротепловыми* или *тепловыми переходными процессами* и рассматриваются в гл. 9.

При рассмотрении механических переходных процессов в § 1.6 уже отмечалось, что одной из важнейших функций электропривода является осуществление требуемых законов движения рабочего органа механизма в переходных процессах пуска и торможения, а также в других режимах изменения скорости, в частности при изменениях нагрузки.

Переход от одного состояния системы к другому может совершаться по различным траекториям, отличающимся длительностью перехода, максимальными нагрузками электриче-

ской и механической частей системы, потерями энергии, выделяющимися в двигателе за время перехода, потреблением энергии за то же время и другими показателями. Из множества возможных траекторий при управлении электроприводом необходимо стремиться выбирать такие, которые обеспечивают максимальное быстродействие, минимум потерь энергии и динамических нагрузок, максимум полезной работы и оптимальные значения других показателей, характеризующих условия протекания процесса.

Характер переходных процессов электропривода, соответствующий таким траекториям, является оптимальным в самом общем смысле. Его определение является сложной задачей в связи с многообразием оптимизируемых показателей, их различной практической значимостью и противоречивостью требований к динамическим свойствам электропривода и законам изменения управляющих воздействий. Эта задача достаточно полно рассматривается в курсе «Системы управления электроприводами».

Здесь достаточно рассмотреть общие требования к характеру переходных процессов.

Наиболее часто при проектировании электроприводов требуется обеспечить изменение скорости от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$ за минимальное время при наложенном ограничении на максимально допустимый момент двигателя $M_{\text{доп}}$. Такие процессы называются *оптимальными по быстродействию при ограничении момента*. Как было показано в § 1.6, при $M_c = \text{const}$ этому условию соответствует равномерно ускоренный характер изменения скорости $\omega(t)$, показанный на рис. 4.20 (кривая 1) при $M = M_{\text{доп}} = \text{const}$ (кривая 2). Если нагрузка механизма зависит

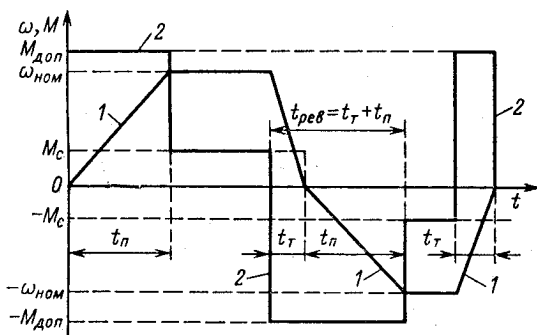


Рис. 4.20. Оптимальные по быстродействию процессы пуска, реверса и торможения электропривода при ограничении момента

от скорости, в соответствии с уравнением движения (1.41) ускорение электропривода

$$\varepsilon = d\omega/dt = [M_{\text{доп}} - M_c(\omega)]/J_{\Sigma}$$

не является постоянным. В частности при реактивном моменте нагрузки скорость ω должна при реверсе изменяться в процессе торможения и пуска с различным ускорением (рис. 4.20).

Для ряда производственных механизмов переходные процессы электропривода должны протекать при строго ограниченном ускорении $\varepsilon \leq \varepsilon_{\text{доп}}$. Наиболее ясным примером может служить требование ограничения ускорений, предъявляемое к электроприводу скоростных лифтов. Здесь необходимость ограничения ускорений связана с неблагоприятным воздействием на организм человека динамических нагрузок, превышающих некоторый предел, который соответствует так называемому «комфортному» ускорению $a_{\text{доп}} = 1,5 \text{ м/с}^2$. Превыщать это значение ускорения недопустимо независимо от того, находится в кабине лифта один пассажир или она загружена полностью. При этом условием минимальной длительности переходных процессов является поддержание постоянства ускорения $\varepsilon = \varepsilon_{\text{доп}} = \text{const}$ при различных нагрузках $M_c = \text{var}$.

Такие переходные процессы называются *оптимальными по быстрдействию при ограничении ускорения*.

Характер переходных процессов пуска при этих условиях, если момент нагрузки изменяется от $M_{c \text{ min}}$ до $M_{c \text{ max}}$, показан на рис. 4.21, а. Здесь зависимость $\omega(t)$ (кривая 1) должна оставаться неизменной при разных нагрузках, а момент двигателя при $M_{c \text{ max}}$ и $M_{c \text{ min}}$ в соответствии с уравнением движения

$$M = J_{\Sigma} \varepsilon_{\text{доп}} + M_c$$

является различным (кривые 2 и 3).

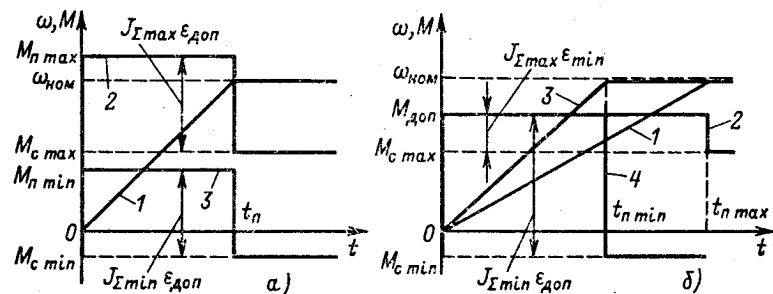


Рис. 4.21. Переходные процессы пуска при ограничении ускорения

Однако возможность поддержания ускорения постоянным реализуется не всегда. В ряде случаев момент электропривода при пуске и торможении не реагирует на изменения нагрузки. При этом для ограничения ускорений при любых нагрузках необходимо выбирать значение допустимого пускового момента из условия

$$M_{\text{доп}} = J_{\Sigma \text{min}} \varepsilon_{\text{доп}} + M_{c \text{min}} \quad (4.40)$$

Здесь учтено, что при минимальной нагрузке механизма суммарный приведенный момент инерции электропривода также может снижаться. Если пусковой момент выбран в соответствии с (4.40) и при различных нагрузках остается неизменным, ускорение электропривода при возрастании нагрузки уменьшается и при $M_c = M_{c \text{max}}$ принимает значение

$$\varepsilon_{\text{min}} = (M_{\text{доп}} - M_{c \text{max}}) / J_{\Sigma \text{max}}, \quad (4.41)$$

где $J_{\Sigma \text{max}}$ — суммарный приведенный момент инерции электропривода при максимальной нагрузке механизма.

Очевидно, $\varepsilon_{\text{min}} < \varepsilon_{\text{доп}}$, и время пуска по мере возрастания нагрузки увеличивается. Процессы пуска при ограниченном ускорении для $M_c = M_{c \text{max}}$ (кривые 1 и 2) и $M_c = M_{c \text{min}}$ (кривые 3 и 4) представлены на рис. 4.21, б. Они отличаются от оптимальных по быстрдействию при $\varepsilon = \varepsilon_{\text{доп}}$.

Следует иметь в виду, что снижение ускорения по (4.41) и увеличение времени пуска могут быть недопустимыми по условиям технологического процесса, при этом необходимо использовать способы управления пуском, обеспечивающие переходные процессы при $\varepsilon = \varepsilon_{\text{доп}} = \text{const}$, как показано на рис. 3.21, а.

Для большинства механизмов наряду с необходимостью ограничения момента $M \leq M_{\text{доп}}$ или ускорения $\varepsilon \leq \varepsilon_{\text{доп}}$ выдвигается требование повышенной плавности протекания переходных процессов путем или ограничения производной момента $(dM/dt) \leq (dM/dt)_{\text{доп}}$, или ограничения так называемого «рывка» $\rho = d\varepsilon/dt \leq \rho_{\text{доп}}$. Такие переходные процессы называются *оптимальными при ограничении момента или ускорения и рывка*.

Необходимость этих ограничений вызывается различными причинами. Так, для двигателей постоянного тока по условиям коммутации необходимо ограничивать производную тока якоря $(di_a/dt) \leq (di_a/dt)_{\text{доп}}$, следовательно, и производную момента двигателя (см. § 2.6). Для приводов с упругими связями и зазорами ограничение производной момента уменьшает динамические нагрузки, обусловленные упругими колебаниями. Для пассажирских лифтов ограничение рывка улучшает реакцию

пассажиры на ускорения в переходных процессах, т. е. дополнительно повышает удобства пользования лифтом.

Оптимальные графики переходных процессов пуска с ограничением производной момента $|dM/dt| = (dM/dt)_{\text{доп}}$ и $M_{\text{пmax}} = M_{\text{доп}} = \text{const}$ представлены на рис. 4.22.

Сравнение рис. 4.22 с рис. 4.20 свидетельствует о том, что введение дополнительного ограничения влечет за собой снижение быстродействия электропривода, так как время пуска $t_{\text{п}}$ возрастает при уменьшении $(dM/dt)_{\text{доп}}$ и соответствующем увеличении времени нарастания и снижения момента t_1 .

Для электроприводов позиционных механизмов, осуществляющих заданные перемещения, в ряде случаев нагрев двигателя ограничивает производительность, при этом требуется, чтобы электропривод обрабатывал заданное перемещение при условии минимума выделяющихся в двигателе потерь. При отсутствии других ограничений оптимальные по данному критерию зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ при $M_c = 0$ имеют вид, показанный на рис. 4.23, а. Они свидетельствуют о том, что поставленное условие выполняется при линейном законе изменения момента при пуске и торможении и соответствующей ему параболической зависимости $\omega = f(t)$.

Для сравнения на рис. 4.23, б приведены характеристики, соответствующие максимуму быстродействия при ограничении момента и скорости (кривые 1 и 1') и минимуму потерь при заданном перемещении (кривые 2 и 2'), у которых одинаковы время работы t_p и максимум скорости $\omega_{\text{ном}}$. Так как перемещение пропорционально площади, ограниченной кривой $\omega(t)$ и осью абсцисс, то из рисунка видно, что перемещение при линейном изменении момента несколько больше, чем при $M = \text{const}$. Расчетами установлено, что при одинаковом перемещении потери при линейном изменении момента на 12% меньше, чем при $M = \text{const}$. Однако это преимущество достигается из-за дополнительной перегрузки по моменту ($M_{\text{max}} > M_{\text{доп}}$). Практически в связи с наличием огра-

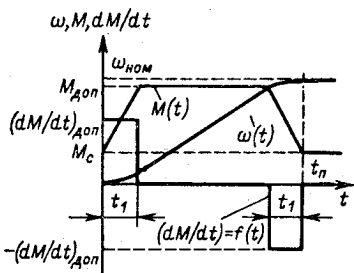


Рис. 4.22. Оптимальные зависимости ω , M , $dM/dt = f(t)$, обеспечивающие минимальные динамические нагрузки

ничения производных тока и момента это преимущество реализуется не полностью и параболический график скорости используется редко.

Проведенный анализ дает представление о требуемых законах изменения момента, скорости и ускорения в переходных процессах электроприводов. В разомкнутой системе электропривода, динамические свойства которой здесь рассматриваются, характер переходных процессов пуска и торможения в той или иной степени отличается от оптимального. При этом знание оптимальных зависимостей необходимо для правильной оценки качества реальных переходных процессов при различных способах пуска и торможения электропривода.

Общие представления о характере переходных процессов электропривода с линейной механической характеристикой дают рассмотренные выше переходные функции электропривода по управляющему воздействию при $c_{12} = \infty$. Однако обычно при создании, наладке и эксплуатации электроприводов требуется более детальный анализ переходных процессов, соответствующих различным способам пуска и торможения, различным начальным условиям, режимам изменения нагрузки и т. п. Соответственно в теории и практике электропривода важное значение имеют методы расчета переходных процессов.

Реальные электромеханические системы нелинейны, и их динамика описывается нелинейными дифференциальными уравнениями. Эти нелинейности имеют две принципиально различные разновидности — нелинейности характеристик элементов системы (зазоры в механической части, кривые намагничивания стали, нелинейные обратные связи и т. п.), а также нелинейности типа произведения переменных, на которые ранее неоднократно обращалось внимание. Применяемые в электроприводе методы расчета переходных процессов всегда учитывают наличие указанных нелинейностей. Использование тех или

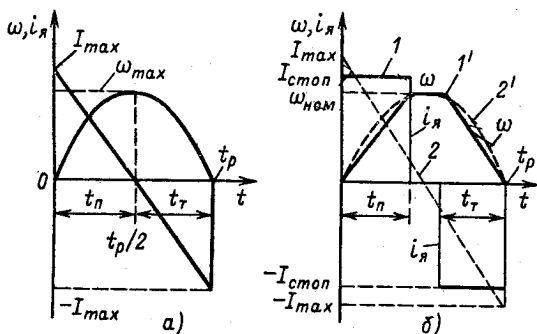


Рис. 4.23. Сравнение переходных процессов при минимуме потерь (а) и при $M = const$ (б)

инных методов и приемов решения нелинейных задач анализа переходных процессов электропривода обычно определяется целями анализа.

Наиболее эффективным и широко используемым методом расчета переходных процессов с возможно более полным учетом нелинейностей и инерционностей электропривода является решение системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих его динамику с помощью ЭВМ. При этом, если необходимо оперативно исследовать характер переходных процессов в конкретной системе при выбранных параметрах и визуально наблюдать влияние изменений их, рационально использование структурного моделирования систем электропривода с помощью аналоговых ЭВМ. Важным достоинством этого метода является аналогичность приемов наладки модели электропривода и самого электропривода, возможность непосредственного измерения переменных, наблюдения их на экране осциллографа и т. п.

Цифровые ЭВМ обладают более высокой точностью и более широкими возможностями исследования решений. Их использование для анализа переходных процессов представляет наибольший практический интерес в задачах исследовательского характера, когда требуется получение обобщенных зависимостей, характеризующих свойства системы при широких пределах изменения ее параметров. Примером такого использования ЭВМ могут служить обобщенные характеристики, приведенные на рис. 4.18, которые облегчают конкретные расчеты, как показано в примере 4.2. Кроме того, цифровая вычислительная техника позволяет решать сложные задачи поиска оптимальных по тем или иным критериям параметров и управлений, поэтому ее значение для теории и практики электропривода трудно переоценить.

Несмотря на отмеченные возможности современной вычислительной техники, незаменимым первичным инструментом при анализе динамики электропривода остаются аналитические и графоаналитические методы решения дифференциальных уравнений.

Так как математическое описание динамических процессов в электроприводе всегда в исходном варианте нелинейно, для расчета переходных процессов без применения ЭВМ используют следующие известные методы: фазовой плоскости, конечных приращений, гармонической линеаризации, кусочно-линейной аппроксимации нелинейных характеристик, линеаризации уравнений в окрестности точки статического равновесия путем разложения в ряд Тэйлора.

Первые два метода используются для анализа переходных процессов в существенно нелинейных системах в большом. Метод фазовой плоскости является графоаналитическим методом, применимым для анализа систем не выше второго порядка. Метод конечных приращений является простейшим методом численного решения дифференциальных уравнений, пример его использования в дальнейшем приводится. Метод гармонической линеаризации является эффективным для решения задач анализа колебательных процессов в электроприводе — либо вынужденных периодическим возмущением, либо являющихся автоколебаниями.

Наиболее широко используются два последних метода. Метод кусочно-линейной аппроксимации дает возможность аналитического

исследования процессов в электроприводах, дифференциальные уравнения которых не содержат произведений переменных, а нелинейные характеристики удовлетворительно линеаризуются двумя-тремя отрезками прямых. Этот метод неоднократно использован в предшествующем изложении: при анализе динамических нагрузок в системе с зазором в § 1.7, при анализе характеристик двигателя постоянного тока последовательного возбуждения в режиме динамического торможения с самовозбуждением в § 3.5, при анализе характеристик асинхронного двигателя при питании от источника тока. В тех случаях, когда в математическое описание входят произведения переменных, линеаризация его производится разложением в ряд Тэйлора, как, например, это было сделано при анализе динамических свойств двигателя с последовательным возбуждением и асинхронного двигателя.

При использовании кусочно-линейной аппроксимации и линеаризации анализ переходных процессов ведется путем решения линейных дифференциальных уравнений либо классическим, либо операторным методами.

Более удобен для анализа режимов классический метод, поэтому в данном курсе ему отдано предпочтение.

Основные тенденции в развитии автоматизированного электропривода определяют расширение области применения и повышение эффективности метода линеаризации нелинейных дифференциальных уравнений в сочетании с использованием возможностей современных ЭВМ. Поясним изложенное примерами.

До недавнего времени в качестве основного управляющего элемента в системах электропривода использовался магнитный, а несколько ранее — электромашинный усилители. Они обладали недостаточно стабильными нелинейными характеристиками, невысоким коэффициентом усиления, значительной электромагнитной инерцией. Включение такого усилителя на вход системы увеличивало нелинейность результирующей характеристики разомкнутой системы, которая при невысоких коэффициентах усиления заметно проявлялась в статических и динамических характеристиках замкнутой системы. В этих условиях требовался расчет статических характеристик и переходных процессов графоаналитическими методами по точкам с учетом влияния всех нелинейностей.

В связи с развитием микроэлектроники на смену этим усилителям пришел операционный усилитель в виде интегральной схемы, коэффициент усиления которого стабилен и составляет десятки и сотни тысяч, т. е. практически может быть принят бесконечно большим. Включение такого усилителя на вход системы делает изменение коэффициентов усиления и возможную неоднозначность статических характеристик элементов разомкнутой системы (например, проявления насыщения и гистерезиса в магнитной цепи генератора, питающего двигатель) неизмеримо малыми по сравнению с коэффициентом усиления операционного усилителя. Соответственно замена реальных нелинейных характеристик объекта линейными приводит к меньшим погрешностям в расчетах переходных процессов, а в статических характеристиках влияние нелинейностей объекта может быть неразличимым.

Другим примером может служить асинхронный электропривод. При питании от сети скольжение двигателя изменяется в широких пределах и нелинейности системы настолько значительны, что линеаризация их затруднительна. Тенденция к расширению области применения частотно-управляемого асинхронного электропривода создает более благоприятные условия для линеаризации его математического описания: область абсолютных скольжений сужается и не выходит за пределы рабочего участка механической характеристики, обеспечивается работа при постоянном потоке и т. п.

Однако возможности линеаризации остаются ограниченными, и при необходимости учета особенностей, вносимых вентильными преобразователями (пульсации напряжений, условия коммутации токов и т. п.), приходится прибегать к использованию ЭВМ.

Главное внимание в данном курсе уделяется анализу физических особенностей электромеханических систем. Для этих целей основным средством анализа является линеаризация исходного нелинейного математического описания на базе кусочно-линейной аппроксимации нелинейных характеристик и разложения в ряд Тэйлора. Полученная обобщенная структура разомкнутой системы электропривода с линейной (линеаризованной) механической характеристикой положена в основу рассмотрения электромеханических переходных процессов двигателей независимого возбуждения и асинхронных двигателей в пределах рабочего участка их механической характеристики в данной главе. Основой для изучения динамических свойств синхронного нерегулируемого электропривода является линеаризованная структурная схема, полученная в § 4.3.

Анализ переходных процессов на основе обобщенной структурной схемы электропривода с линейной механической характеристикой (см. рис. 4.7) дает достаточные представления о переходных процессах двигателей постоянного тока с независимым (а при линеаризации и с последовательным) возбуждением и асинхронных двигателей с фазным ротором. Особенности переходных процессов короткозамкнутых асинхронных двигателей требуют дополнительного рассмотрения, и им уделяется внимание в § 4.10.

4.8. Электромеханические переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = \text{const}$

Выполненный в § 4.6 анализ динамических свойств обобщенной разомкнутой электромеханической системы с упругой механической связью, структура которой приведена на рис. 4.5 и 4.14, позволяет при рассмотрении электромеханических переходных процессов сосредоточить внимание на характере переходных процессов электропривода при жестких механических связях, приняв $c_{12} = \infty$. В соответствующей этому условию структурной схеме электропривода с линейной механической

характеристикой (см. рис. 4.7) скорость идеального холостого хода ω_0 является обобщенным управляющим воздействием. Значения ω_0 для электропривода постоянного тока определяются приложенным к якорной цепи напряжением $u_{я}$, а для асинхронного электропривода — частотой тока статора f_1 .

В широко применяемых электроприводах, получающих питание от сети, электромеханические переходные процессы протекают при неизменном напряжении $u_{я}$ или частоте f_1 , т. е. при $\omega_0 = \text{const}$. Переходные процессы электропривода при этом могут быть вызваны: а) включением двигателя, при этом ω_0 скачком изменяется от нуля до $\omega_{0\text{ном}}$ (пуск); б) изменением знака $\omega_{0\text{ном}}$ также скачком (торможение противовключением, реверс); в) отключением двигателя от сети и включением по схеме динамического торможения, при котором ω_0 скачком уменьшается от $\omega_{0\text{ном}}$ до нуля (динамическое торможение); г) изменением сопротивления якорной $R_{я\Sigma}$ или роторной $R'_{2\Sigma}$ цепи двигателя при $M_c = \text{const}$ (изменение скорости электропривода); д) изменением нагрузки на валу двигателя (скачок нагрузки).

Так как переходные процессы пуска и торможения должны протекать при ограниченных значениях тока двигателя, то при $\omega_0 = \text{const}$ в силовую цепь вводятся добавочные резисторы ($R_{я\text{доб}}$ для двигателей постоянного тока и $R_{2\text{доб}}$ для асинхронных двигателей), при этом влияние электромагнитной инерции снижается и при достаточно большом сопротивлении добавочного резистора можно приближенно при расчете переходных процессов принимать $T_3 = 0$. Необходимость учета электромагнитной инерции ($T_3 \neq 0$) обычно возникает при расчете переходных процессов, когда добавочные резисторы отсутствуют и двигатель работает на естественной характеристике.

С учетом изложенного получим общее решение дифференциального уравнения системы при $T_3 \neq 0$ и ненулевых начальных условиях. Электромеханические переходные процессы в рассматриваемой системе описываются уравнением механической характеристики и уравнением движения электропривода при $c_{12} = \infty$:

$$M = \beta(\omega_0 - \omega) - T_3 \frac{dM}{dt}; \quad M - M_c = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}. \quad (4.42)$$

Решив второе уравнение относительно момента M и подставив это выражение в первое, получим дифференциальное уравнение системы, решенное относительно скорости:

$$T_3 T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 - \frac{M_c}{\beta} = \omega_c. \quad (4.43)$$

Аналогично получим дифференциальное уравнение системы, решенное относительно момента:

$$T_3 T_M \frac{d^2 M}{dt^2} + T_M \frac{dM}{dt} + M = M_c. \quad (4.44)$$

Анализ корней характеристического уравнения (4.43) и (4.44) выполнен в § 4.4. Если $m = T_M/T_3 < 4$, то

$$p_{1,2} = -(1/2 T_3) \pm j \sqrt{(1/T_3 T_M) - (1/2 T_3)^2} = -\alpha \pm j \Omega_p,$$

при этом общее решение уравнения (4.43) следует искать в виде

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} (A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t). \quad (4.45)$$

Уравнения для определения коэффициентов A и B можно получить, подставив в (4.45) начальные условия $t = 0$; $(\omega)_0 = \omega_{нач}$; $(d\omega/dt)_0 = (M_{нач} - M_c)/J_\Sigma$:

$$\omega_{нач} = \omega_c + A; (M_{нач} - M_c)/J_\Sigma = -\alpha A + \Omega_p B.$$

Определив A и B и подставив их выражения в (4.45), получим решение дифференциального уравнения (4.43) в виде

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} \left[(\omega_{нач} - \omega_c) \cos \Omega_p t + \frac{(M_{нач} - M_c) + J_\Sigma \alpha (\omega_{нач} - \omega_c)}{J_\Sigma \Omega_p} \times \sin \Omega_p t \right]. \quad (4.46)$$

При $m < 4$ общее решение уравнения (4.44) следует искать в виде

$$M = M_c + e^{-\alpha t} (C \cos \Omega_p t + D \sin \Omega_p t). \quad (4.47)$$

Для нахождения коэффициентов C и D необходимо определить начальное значение производной момента $(dM/dt)_0$, полагая $(M)_0 = M_{нач}$. В соответствии с первым уравнением системы (4.42) при $(\omega)_0 = \omega_{нач}$

$$M_{нач} = \beta (\omega_0 - \omega_{нач}) - T_3 (dM/dt)_0,$$

откуда

$$(dM/dt)_0 = (\beta \Delta \omega_{нач} - M_{нач})/T_3, \quad (4.48)$$

где $\Delta \omega_{нач} = \omega_0 - \omega_{нач}$. Полученные начальные условия при подстановке в (4.47) дают уравнения для определения C и D :

$$M_{нач} = M_c + C,$$

$$(\beta \Delta \omega_{нач} - M_{нач})/T_3 = -\alpha C + \Omega_p D.$$

Решив эти уравнения относительно C и D и подставив решения в (4.47), получим

$$M = M_c + e^{-\alpha t} \left[(M_{\text{нач}} - M_c) \cos \Omega_p t + \frac{\beta \Delta \omega_{\text{нач}} - M_{\text{нач}}(1 - \alpha T_3) - \alpha T_3 M_c}{T_3 \Omega_p} \sin \Omega_p t \right]. \quad (4.49)$$

Если $m > 4$, то $p_1' = -\alpha_1$ и $p_2 = -\alpha_2$. В этом случае общее решение уравнения (4.43) должно быть записано так:

$$\omega = \omega_c + A'e^{-\alpha_1 t} + B'e^{-\alpha_2 t}. \quad (4.50)$$

Значения A' и B' определяются аналогично определению A и B в (4.45) при тех же начальных условиях. Определив A' и B' и подставив их в (4.50), получим

$$\omega = \omega_c + (\omega_{\text{нач}} - \omega_c) e^{-\alpha_1 t} + \frac{(M_c - M_{\text{нач}}) - \alpha_1 J_{\Sigma}(\omega_{\text{нач}} - \omega_c)}{J_{\Sigma} \alpha_2} e^{-\alpha_2 t}. \quad (4.50a)$$

Таким же образом при $m > 4$ получается общее решение (4.44):

$$M = M_c + (M_c - M_{\text{нач}}) e^{-\alpha_1 t} + \frac{(M_{\text{нач}} - \beta \Delta \omega_{\text{нач}}) - \alpha_1 T_3 (M_{\text{нач}} - M_c)}{\alpha_2 T_3} e^{-\alpha_2 t}. \quad (4.51)$$

Полученные решения (4.46), (4.49), (4.50a) и (4.51) позволяют рассчитывать все перечисленные выше переходные процессы при $\omega_0 = \text{const}$ при любых начальных условиях и сочетаниях параметров, если $m < 4$ и $m > 4$. В трех редких случаях, когда $m = 4$ и $p_1 = p_2 = -\alpha$, решения уравнений (4.43) и (4.45) следует искать в виде

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} (A'' + B''t);$$

$$M = M_c + e^{-\alpha t} (C'' + D''t)$$

и определять неопределенные коэффициенты A'' , B'' , C'' и D'' по тем же начальным условиям, что и рассмотренные ранее.

Используем полученные решения для анализа конкретных переходных процессов в разомкнутой системе электропривода с линейной механической характеристикой. Как уже отмечалось, учет влияния электромагнитной инерции требуется при работе электропривода на естественной механической характеристике. Для многих механизмов значительный интерес представляет оценка падения скорости электропривода, обусловленного ударным приложением нагрузки. Рассмотрим этот режим.

На рис. 4.24, а представлена естественная механическая характеристика двигателя 1. Примем, что двигатель работает в статическом режиме, $M = M_{c,нач}$, $\omega = \omega_{c,нач}$, причем $m < 4$. В момент времени $t = 0$ нагрузка скачком увеличивается от $M_{c,нач}$ до M_c . Так как предшествующий режим был установившимся, в (4.46) и (4.49) $M_{нач} = M_{c,нач}$ и $\omega_{нач} = \omega_{c,нач}$.

Если учесть, что при этом

$$(M_{c,нач} - M_c) / (\omega_{c,нач} - \omega_c) = -\beta; \quad T_M = J_\Sigma / \beta,$$

уравнение (4.46) можно представить в виде

$$\omega = \omega_c + (\omega_{c,нач} - \omega_c) e^{-\alpha t} \left(\cos \Omega_p t + \frac{\alpha T_M - 1}{\Omega_p T_M} \sin \Omega_p t \right). \quad (4.52)$$

При записи уравнения (4.49) для рассматриваемого режима нужно учесть, что при $M_{нач} = \beta \Delta \omega_{нач}$ в соответствии с (4.48) $(dM/dt)_{t=0} = 0$:

$$M = M_c + (M_{c,нач} - M_c) e^{-\alpha t} \left(\cos \Omega_p t + \frac{\alpha}{\Omega_p} \sin \Omega_p t \right). \quad (4.53)$$

Общий характер процесса при этом определяется отношением постоянных времени m и для $m = 1$ иллюстрируется зависимостями ω , $M = f(t)$, приведенными на рис. 4.24, б. Физические особенности процесса удобно проследить, сопоставляя естественную характеристику 1 с построенной с помощью графиков на рис. 4.24, б динамической механической характеристикой для рассматриваемого процесса 2 (рис. 4.24, а). При возрастании скачком момента нагрузки происходит процесс снижения скорости, вызывающий в свою очередь рост тока

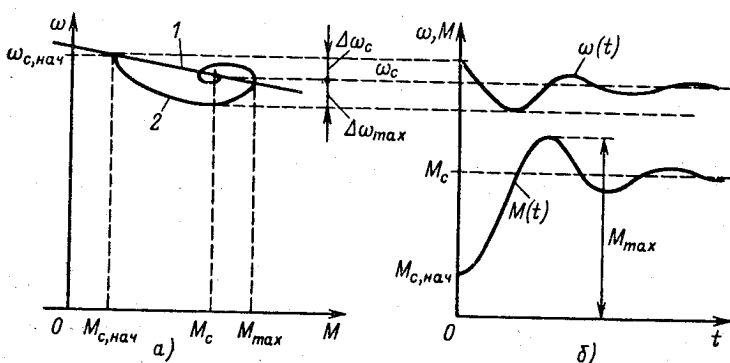


Рис. 4.24. Переходный процесс приложения нагрузки

и момента двигателя. Однако вследствие наличия индуктивности рассеяния нарастание момента двигателя идет медленнее, а скорость снижается в большей степени, чем это определяется статической характеристикой I . Поэтому при возрастании момента до $M = M_c$ скорость $\omega < \omega_c$, что влечет за собой дальнейший рост момента до M_{\max} . Колебания затухают, и после двух-трех их периодов достигается установившийся режим $M = M_c$, $\omega = \omega_c$.

Максимальное динамическое падение скорости $\Delta\omega_{\max}$ при этом превышает статическое падение $\Delta\omega_c$ в тем большей степени, чем больше жесткость статической характеристики и чем больше T_3 . Таким образом, отклонения скорости от требуемого значения из-за электромагнитной инерции существенно увеличиваются, что для механизмов с ударной нагрузкой в ряде случаев по условиям технологии является неблагоприятным. Заметим, что вывод о влиянии электромагнитной инерции уже был получен при частотном анализе динамической жесткости механических характеристик электропривода. Увеличение модуля динамической жесткости в широком диапазоне частот влечет за собой уменьшение динамического перепада скорости при ударном приложении нагрузки. Если предшествующий режим не является установившимся, пользоваться для расчета уравнениями (4.52) и (4.53) недопустимо, так как для этого случая решения имеют вид (4.46) и (4.49).

Во всех случаях, когда электропривод работает на реостатных характеристиках ($R_{я, \text{доб}} \neq 0$ или $R_{2, \text{доб}} \neq 0$), значения T_3 пренебрежимо малы и можно принимать $T_3 = 0$. В § 4.4 было показано, что при $T_3 = 0$ электропривод с линейной механической характеристикой представляет собой апериодическое звено с постоянной времени T_m (рис. 4.11, б). Уравнения переходного процесса для этих условий получим с помощью (4.51) и (4.52), положив в них $\alpha_1 = \alpha = -1/T_m$ и $\alpha_2 = \infty$:

$$\omega = \omega_c + (\omega_{\text{нач}} - \omega_c)e^{-t/T_m}; \quad (4.54)$$

$$M = M_c + (M_{\text{нач}} - M_c)e^{-t/T_m}. \quad (4.55)$$

Графики переходного процесса, соответствующие (4.54) и (4.55), представлены на рис. 4.25. Если продифференцировать уравнение (4.54), можно получить зависимость от времени ускорения электропривода

$$\varepsilon = \varepsilon_{\text{нач}} e^{-t/T_m}, \quad (4.56)$$

где $\varepsilon_{\text{нач}} = (\omega_c - \omega_{\text{нач}})/T_m$ — начальное ускорение электропривода.

Рассматривая рис. 4.25, а и б, видим, что уменьшение ускорения по мере возрастания скорости, определяемое (4.56), объясняется непрерывным уменьшением динамического мо-

мента $M_{\text{дин}} = M - M_c$ от начального значения $M_{\text{дин,нач}} = M_{\text{нач}} - M_c$ до нуля по мере возрастания скорости от $\omega_{\text{нач}}$ до ω_c . Если бы динамический момент в переходном процессе оставался равным начальному $M_{\text{дин,нач}} = \text{const}$, скорость ω изменялась бы по линейному закону, как показано на рис. 4.25, б тонкой касательной к начальной точке кривой $\omega(t)$. При этом время переходного процесса, как отмечено в § 4.4, было бы равно электромеханической постоянной времени электропривода T_m . Практически время переходного процесса $t_{п,п} = (3 \div 4) T_m$, когда $\omega = (0,95 \div 0,98) \omega_{\text{уст}}$.

Рассмотрим с помощью полученных уравнений процесс реостатного пуска электропривода с линейной механической характеристикой предположив, что система управления электроприводом в процессе пуска обеспечивает автоматическое переключение ступеней пускового реостата таким образом, что начальное и конечное значения момента двигателя остаются неизменными (рис. 4.26, а). В начальный момент пуска в силовую цепь введено полное сопротивление пускового реостата, которое ограничивает пусковой момент значением M_1 (пусковая характеристика 1). При увеличении скорости до значения $\omega_{\text{кон}1}$ выводится первая ступень пускового реостата, момент вновь возрастает до M_1 , продолжается пуск по характеристике 2 и т. д. С учетом (4.54) и (4.55) движение электропривода на каждой ступени можно характеризовать соотношениями

$$\omega_i = \omega_{ci} + (\omega_{\text{нач}i} - \omega_{ci}) e^{-t/T_{mi}}; \quad (4.57)$$

$$M_i = M_c + (M_1 - M_c) e^{-t/T_{mi}}; \quad (4.58)$$

где $T_{mi} = J_{\Sigma} / \beta_i$; β_i — модуль жесткости i -й пусковой механической характеристики.

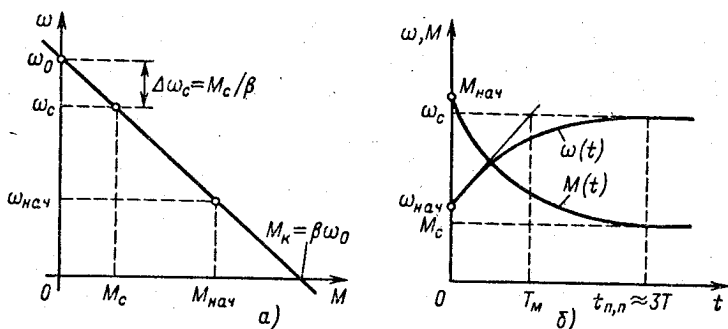


Рис. 4.25. Механическая характеристика (а) и переходные процессы электропривода при $T_3 = 0$ (б)

Зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ для рассматриваемого процесса пуска приведены на рис. 4.26, б. Время работы на каждой пусковой характеристике можно определить, подставив в (4.57) или (4.58) значения $\omega_{кон i}$ или соответственно $M_{кон i} = M_2$ и решив полученные показательные уравнения относительно времени:

$$t_i = T_{Mi} \ln \frac{\omega_{ci} - \omega_{нач i}}{\omega_{ci} - \omega_{кон i}}; \quad (4.59)$$

$$t_i = T_{Mi} \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c}. \quad (4.60)$$

По мере увеличения скорости и перехода от ступени к ступени добавочное сопротивление $R_{я,доб}$ или $R_{2,доб}$ уменьшается и модуль жесткости β_i увеличивается. Это приводит к постепенному уменьшению продолжительности работы на пусковых ступенях, как это видно из рис. 4.26.

На переходный процесс реверса электропривода, как было установлено в § 1.7, оказывает влияние характер статического момента. Если реверс осуществляется при активном моменте $M_c = \text{const}$, система электропривода остается линейной и зависимости ω , $M = f(t)$ описываются уравнениями (4.54) и (4.55) во всем диапазоне изменения скорости. Механические характеристики, соответствующие рассматриваемому процессу, показаны на рис. 4.27, а. Здесь прямая 1 является характеристикой, с которой электропривод работал в предшествующем режиме; если считать предшествующий режим установившимся, эта характеристика определяет начальную скорость при реверсе $\omega_{нач}$, соответствующую моменту M_c . Для осуществления реверса на якоре двигателя постоянного тока скачком меняется поляр-

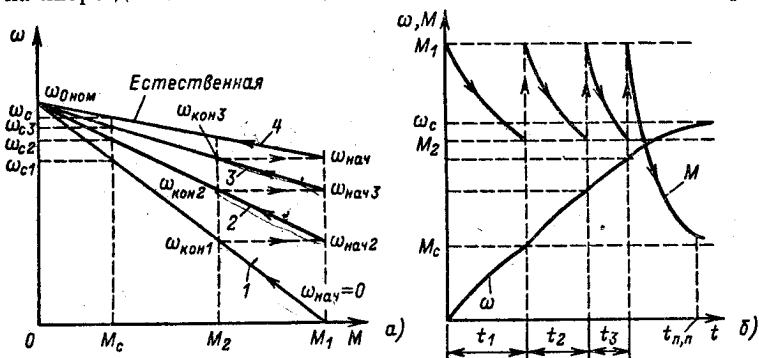


Рис. 4.26. Реостатный пуск электропривода с линейной механической характеристикой

ность напряжения u_a или на статоре асинхронного двигателя изменяется чередование фаз, а в силовую цепь двигателя для ограничения тока вводятся добавочные резисторы (характеристика 2).

Характер изменения скорости во времени определяется (4.54) при подстановке в это выражение значения установившейся скорости с противоположным знаком:

$$\omega = -\omega_c + (\omega_{нач} + \omega_c)e^{-t/T_M}. \quad (4.61)$$

Зависимость момента от времени определяется (4.55) при $M_{нач} = -M_1$:

$$M = M_c - (M_1 + M_c)e^{-t/T_M}. \quad (4.62)$$

Графики ω , $M = f(t)$, соответствующие (4.61) и (4.62), представлены на рис. 4.27, б сплошными кривыми 1 и 2. Нетрудно видеть, что при рассмотренном процессе реверса установившаяся скорость $-\omega_c$ значительно превышает скорость идеального холостого хода и что длительность процесса могла бы быть сокращена путем постепенного выведения ступеней реостата. Поэтому обычно используется лишь первая часть рассмотренного процесса — торможение противовключением до скорости $\omega = 0$, а затем следует реостатный пуск до естественной характеристики, аналогичный рассмотренному выше. В случаях, когда торможение противовключением используется для останова электропривода, двигатель при скорости $\omega = 0$ отключается от сети.

Реактивный момент нагрузки при переходе скорости через нуль изменяет знак (рис. 4.27, а) Поэтому до $\omega = 0$ процесс торможения протекает так же, как и при активном моменте,

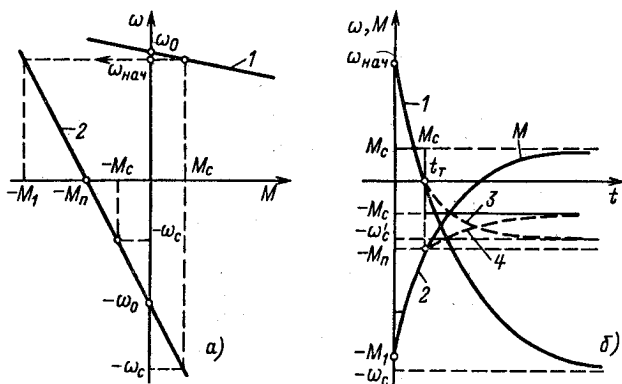


Рис. 4.27. Зависимости $\omega = f(M)$ (а) и ω , $M = f(t)$ (б) при реверсе

и изображается сплошными кривыми $\omega(t)$ и $M(t)$ на рис. 4.27, б. При изменении направления вращения реактивный момент изменяет знак, и процесс пуска в этом направлении описывается уравнениями (4.54) и (4.55) при других значениях начальной и установившейся скорости ($\omega_{\text{нач}} = 0$; $\omega_c = -\omega'$), а также начального и установившегося момента ($M_{\text{нач}} = -M_{\text{н}}$; $M_c = -M_{\text{д}}$):

$$\omega = -\omega'_c (1 - e^{-t/T_M}); \quad (4.63)$$

$$M = -M_c - (M_{\text{н}} - M_{\text{д}}) e^{-t/T_M}. \quad (4.64)$$

Зависимости ω , $M = f(t)$ для пуска в противоположную сторону представлены на рис. 4.27, б штриховыми линиями 3 и 4. Заметим, что при переходе через нуль скорости динамический момент скачком изменяется от значения

$$M_{\text{дин}(-0)} = -(M_{\text{н}} + M_{\text{д}})$$

до значения

$$M_{\text{дин}(+0)} = -(M_{\text{н}} - M_{\text{д}}),$$

что влечет за собой соответствующее изменение ускорения электропривода. Этим объясняется излом в зависимостях ω , $M = f(t)$ при $\omega = 0$, хорошо видный на рис. 4.27, б (переход от сплошных к штриховым линиям 3 и 4).

В заключение рассмотрения переходных процессов при $T_s = 0$ остановимся на процессе динамического торможения. Для осуществления этого режима двигатель отключается от сети и включается по схеме динамического торможения (см. рис. 3.8, а или 3.44, а), причем в силовую цепь вводится резистор. Для двигателя постоянного тока этот резистор должен обеспечить ограничение тока допустимым по условиям коммутации значением, а для асинхронного двигателя выбирается из условия получения требуемого момента при переключении M_1 .

Соответствующие механические характеристики представлены на рис. 4.28, а. Модуль жесткости статической характеристики при динамическом торможении можно определить по отношению приращения момента к приращению скорости, например $\beta = M_1/\omega_{\text{нач}}$. Вычислив соответствующее значение $T_M = J_{\Sigma}/\beta$ и подставив в (4.54) установившееся значение скорости $-\omega_c$, определяемое, как показано на рис. (4.28, а) активным моментом нагрузки M_c , получим выражения, совпадающие по форме с (4.61) и (4.62). Графики переходного процесса приведены на рис. 4.28, б, причем при активном моменте нагрузки двигатель под действием нагрузки разгоняется в обратном направлении до скорости $-\omega_c$, а при реактивном останавливается.

Заканчивая анализ процессов пуска и торможения в электроприводах, получающих питание от сети ($\omega_0 = \text{const}$) заметим, что все полученные зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ существенно отличаются от рассмотренных в § 4.7 оптимальных по тем или иным критериям. Близкую к оптимальной по быстродействию кривую $\omega(t)$ можно получить при реостатном пуске, если выбрать число пусковых ступеней достаточно большим. Повысить плавность нагружения упругой системы можно путем введения предварительных пусковых и тормозных ступеней с существенно меньшим начальным моментом, чем M_1 . Таким способом часто пользуются в различных подъемно-транспортных машинах в целях уменьшения рывков при выборе слабину канатов и ударов в передачах при выборе зазоров. Однако без применения автоматического регулирования момента или ускорения получить процессы, близкие к оптимальным, в большинстве случаев не удается.

Пример 4.3. Для электропривода постоянного тока с двигателем типа ДП-31 рассчитать пусковые характеристики, сопротивление, время работы на первой пусковой характеристике, время переходного процесса при выходе на естественную характеристику и построить динамическую механическую характеристику, соответствующую пуску.

Данные двигателя с независимым возбуждением типа ДП-31: $P_{\text{ном}} = 8,5$ кВт; $U_{\text{ном}} = 220$ В, $n_{\text{ном}} = 870$ об/мин; $I_{\text{ном}} = 47$ А; сопротивление обмоток якоря и дополнительных полюсов $R_{\text{я}} = 0,421$ Ом; $T_{\text{я}} = 0,05$ с; момент инерции ротора $J_{\text{дв}} = 0,3$ кгм²; максимально допустимый момент, определяемый перегрузочной способностью двигателя, $M_{\text{мах}} = 2,5 M_{\text{ном}}$. Расчетные данные: приведенный момент инерции механизма $J_{\text{мех, пр}} = 1,3 J_{\text{дв}}$; допустимое по условиям работы механизма ускорение $\varepsilon_{\text{доп}} = 300$ 1/с²; $M_c = M_{\text{ном}}$.

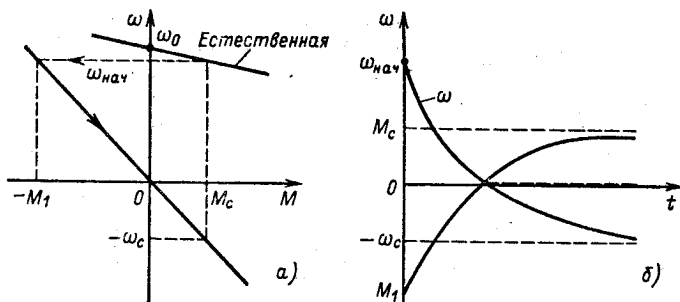


Рис. 4.28. Зависимости $\omega(M)$ (а) и графики переходных процессов (б) для режима динамического торможения

В § 3.3 было показано, что при представлении механических характеристик двигателя в относительных единицах при $M_* = 1$ перепад скорости $\Delta\omega_* = R_{я\Sigma}$. Поэтому расчет пусковых характеристик и ступеней пускового реостата удобно проводить, как показано на рис. 4.29, а.

Определим номинальный перепад скорости в относительных единицах $\Delta\omega_{*ном}$. Номинальное сопротивление

$$R_{ном} = U_{ном}/I_{ном} = 220/47 = 4,68 \text{ Ом.}$$

Относительное сопротивление якорной цепи на естественной характеристике

$$R_{я*} = R_{я}/R_{ном} = 0,421/4,68 = 0,09.$$

Следовательно, $\Delta\omega_{*ном} = R_{я*} = 0,09$. Естественная механическая характеристика двигателя 1 построена на рис. 4.29, а по двум точкам: $\omega_* = 1$, $M_* = 0$ и $\omega_* = \omega_{*ном} = 1 - \Delta\omega_{*ном} = 1 - 0,09 = 0,91$, $M_* = 1$.

Скорость идеального холостого хода

$$\omega_0 = \omega_{ном}/\omega_{*ном} = \pi n_{ном}/30\omega_{*ном} = \pi \cdot 870/30 \cdot 0,91 = 100 \text{ 1/с.}$$

Коэффициент ЭДС

$$k\Phi_{ном} = c = U_{ном}/\omega_0 = 220/100 = 2,2 \text{ В} \cdot \text{с.}$$

Номинальный электромагнитный момент

$$M_{ном} = cI_{ном} = 2,2 \cdot 47 = 103 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Максимальный момент двигателя

$$M_{max} = 2,5 \cdot 103 = 258 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Суммарный момент инерции электропривода

$$J_{\Sigma} = J_{дв} + J_{мех,пр} = 0,3 + 1,3 \cdot 0,3 = 0,69 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Допустимый по условиям ограничения ускорения пусковой момент двигателя

$$M_{1c} = M_c + J_{\Sigma}\epsilon_{доп} = 103 + 0,69 \cdot 300 = 310 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Так как $M_{1c} > M_{max}$, выбираем наибольший момент при пуске по перегрузочной способности двигателя $M_1 = M_{max} = 258 \text{ Н} \cdot \text{м}$. Этот момент в относительных единицах имеет значение $M_{1*} = \lambda = 2,5$, указанное на рис. 4.29, а, где через точки $M_* = 0$, $\omega_* = 1$ и $M_* = M_{1*} = 2,5$, $\omega_* = 0$ проведена первая пусковая характеристика 2.

Момент переключения M_{2*} должен отвечать условию $M_{2*} > (1,05 \div 1,1)M_{c*}$. На рис. 4.29, а его значение подобрано таким, чтобы при переключении на естественную характеристику скачок момента был равен M_{1*} . Этому условию при $M_{2*} = 1,2M_{c*}$ соответствует число ступеней пускового реостата $n = 2$, причем очевидно, что при увеличении M_{2*} число ступеней n возрастает.

Если высоки требования к длительности процесса пуска не предъявляются, стремятся выбирать n наименьшим при $M_{2*} > 1,05M_{c*}$. Если желательно иметь минимальное время пуска и малые коле-

бания ускорения, число ступеней увеличивают, приближая значение M_2 к M_1 .

Сопротивления ступеней пускового реостата

$$R_i = R_{i*} R_{\text{НОМ}}$$

где R_{i*} — относительные значения ступеней, показанные на рис. 4.29, а.

Результаты расчета приведены ниже:

№ ступени i I	II
R_{i*} 0,2	0,1
$R_i = 4,68$	R_{i*} 0,94 0,468

Определим время работы на первой пусковой характеристике. Жесткость механической характеристики 2 (ступень I)

$$\beta_I = c^2 / R_{\Sigma I} = \frac{2,2^2}{1,83} = 2,64 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с},$$

где $R_{\Sigma I} = R_{\Sigma} + \sum_1^2 R_i = 0,421 + 0,94 + 0,468 = 1,83 \text{ Ом}$.

Электромеханическая постоянная времени

$$T_{M1} = \frac{J_{\Sigma}}{\beta_I} = \frac{0,69}{2,64} = 0,26 \text{ с}.$$

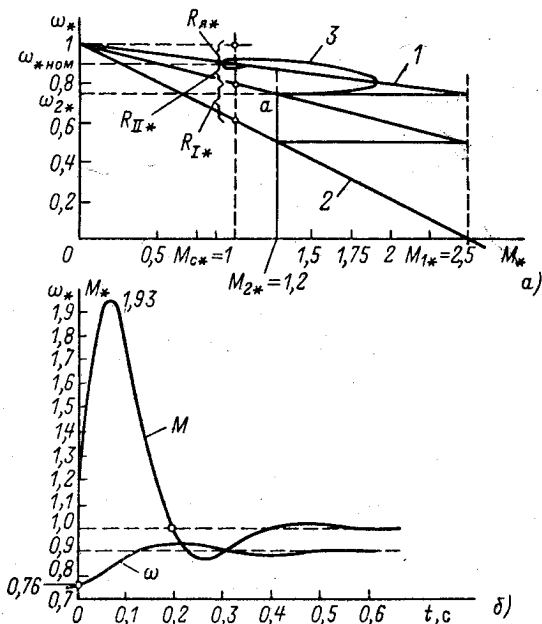


Рис. 4.29. К примеру 4.3

Время переходного процесса по (4.60)

$$t_I = T_{MI} \ln \frac{M_{1*} - M_{c*}}{M_{2*} - M_{c*}} = 0,26 \ln \frac{2,5 - 1}{1,2 - 1} = 0,52 \text{ с.}$$

Время переходного процесса при выходе на естественную характеристику определим с учетом электромагнитной инерции. Электро-механическая постоянная времени при работе на естественной характеристике

$$T_{M,c} = J_{\Sigma} / \beta_c = J_{\Sigma} R_{я\Sigma} / c^2 = 0,69 \cdot 0,421 / 2,2^2 = 0,06 \text{ с,}$$

где $\beta_c = c^2 / R_{я\Sigma} = 2,2^2 / 0,421 = 11,5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с.}$

Соотношение постоянных

$$m = T_{M,c} / T_{я} = 0,06 / 0,05 = 1,2.$$

Следовательно, корни комплексно-сопряженные и решение дифференциальных уравнений имеет вид (4.46) и (4.49). Принимаем, что предшествующий режим (точка *a* на рис. 4.29, *a*) был установившимся, соответственно $\omega_{нач*} = \omega_{2*}$ и $M_{нач*} = M_{2*}$.

Корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = -1/2 T_3 \pm j \sqrt{1/T_3 T_M - 1/4 T_3^2} = -1/2 \cdot 0,05 \pm \\ \pm j \sqrt{(1/0,05 \cdot 0,06 - 1/4 \cdot 0,05^2)} = -10 \pm j 15,2; \\ \alpha = 10; \Omega_p = 15,2.$$

Представим (4.46) в относительных единицах:

$$\omega_* = \omega_{c*} + e^{-\alpha t} (\omega_{нач*} - \omega_{c*}) \left[\cos \Omega_p t + \left(\frac{M_{нач*} - M_{c*}}{\omega_{нач*} - \omega_{c*}} \frac{M_{ном}}{\omega_0 J_{\Sigma} \Omega_p} + \frac{\alpha}{\Omega_p} \right) \sin \Omega_p t \right]; \\ M_* = M_{c*} + e^{-\alpha t} (M_{нач*} - M_{c*}) \left[\cos \Omega_p t + \frac{\beta \Delta \omega_{ном} / M_{ном} - M_{нач*} (1 - \alpha T_3) - \alpha T_3 M_{c*}}{T_3 \Omega_p (M_{нач*} - M_{c*})} \sin \Omega_p t \right].$$

Подставив начальные условия (рис. 4.29, *a*) $\omega_{нач*} = 0,76$; $M_{нач*} = 1,2$ и значение $M_{c*} = 1$, получим

$$\omega_* = 0,91 + e^{-10t} (0,76 - 0,91) \left\{ \cos 15,2t + \left[\frac{1,25 - 1,0}{(0,76 - 0,91)} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{103}{100 \cdot 0,69 \cdot 15,2} + \frac{10}{15,2} \right] \sin 15,2t \right\} = 0,91 - 0,15 e^{-10t} (\cos 15,2t + \\ + 0,49 \sin 15,2t).$$

Аналогично получаем уравнение момента:

$$M_* = 1,0 + e^{-10t}(1,2 - 1,0) \left[\cos 15,2t + \frac{11,5 \cdot 24/103 - 1,2(1 - 0,5)}{0,05 \cdot 15,2(1,2 - 1,0)} \sin 15,2t \right] =$$

$$= 1,0 + 0,2e^{-10t}(\cos 15,2t + 8 \sin 15,2t).$$

С помощью полученных уравнений на рис. 4.29, б построены зависимости $\omega_*(t)$ и $M_*(t)$, соответствующие заключительному этапу пуска, а по их точкам на рис. 4.29, а построена динамическая характеристика 3. Она наглядно показывает, что при $m = 1,2$ расхождения между статической характеристикой 1 и динамической 3 значительны.

4.9. Переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = f(t)$

В замкнутых системах регулируемого электропривода имеется возможность формировать переходные процессы, достаточно близкие к оптимальным, путем плавного изменения напряжения, подведенного к якорю двигателя постоянного тока, или частоты тока, протекающего по обмоткам статора асинхронного двигателя. Такие переходные процессы протекают при $\omega_0 = f(t)$. Проанализируем их характерные особенности. Эти особенности можно проследить, задавшись линейным законом изменения управляющего воздействия ω_0 во времени

$$\omega_0(t) = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t. \quad (4.65)$$

Если подставить (4.65) в правую часть уравнения (4.43), последнее можно представить в виде

$$T_3 T_M d^2 \omega / dt^2 + T_M d\omega / dt + \omega = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t - \Delta \omega_c, \quad (4.66)$$

где $\Delta \omega_c = M_c / \beta$.

Для большей наглядности анализа примем, что соотношение постоянных $m > 2$, а при этом, как показывает опыт, влияние электромагнитной инерции незначительно сказывается на характере рассматриваемых переходных процессов благодаря плавности изменений управляющего воздействия. При $T_3 \approx 0$ (4.66) упрощается:

$$T_M d\omega / dt + \omega = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t - \Delta \omega_c. \quad (4.66a)$$

Необходимо решить полученное дифференциальное уравнение с правой частью, линейно зависящей от времени. Найдем

частное решение, соответствующее установившемуся динамическому режиму, который наступает после затухания свободных составляющих. Общий характер движения для этого режима определяется правой частью (4.66а), поэтому частное решение следует искать в виде

$$\omega = a + bt, \quad (4.67)$$

где a и b — неопределенные коэффициенты.

Подставив (4.67) в (4.66а), получим

$$bT_M + a + bt = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t - \Delta\omega_c,$$

откуда

$$a = \omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_M; \quad b = \varepsilon_0.$$

Общее решение (4.66а) будем искать в виде ($p_1 = -1/T_M$)

$$\omega = \omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_M + \varepsilon_0 t + Ae^{-t/T_M}. \quad (4.68)$$

Коэффициент A определяем, исходя из начальных условий: при $t = 0$ $\omega = \omega_{\text{нач}}$. В результате получим

$$\omega = \varepsilon_0 t + (\omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_M) (1 - e^{-t/T_M}) + \omega_{\text{нач}} e^{-t/T_M}. \quad (4.69)$$

Дифференциальное уравнение системы, разрешенное относительно момента двигателя при $T_3 \approx 0$, имеет вид

$$T_M \frac{dM}{dt} + M = M_c + J_\Sigma \varepsilon_0 = M_c + \beta \varepsilon_0 T_M. \quad (4.70)$$

Запишем окончательное решение (4.70) при $M_{t=0} = M_{\text{нач}}$, не повторяя аналогичных промежуточных выкладок:

$$M = M_c + \beta \varepsilon_0 T_M - (M_{\text{нач}} - M_c - \beta \varepsilon_0 T_M) e^{-t/T_M}. \quad (4.71)$$

Примерный вид кривых $\omega(t)$, $M(t)$, соответствующих (4.69) и (4.71), для случая, когда предшествующий режим работы был неустановившимся и $M_c \neq 0$, показан на рис. 4.30. На рисунке хорошо видна основная закономерность — линейный закон изменения управляющего воздействия определяет, за исключением начального участка, равномерно ускоренное изменение

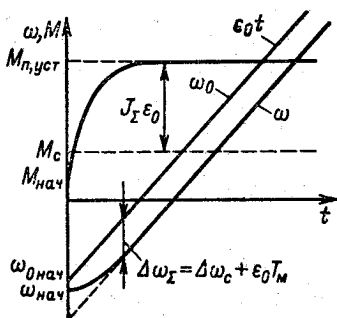


Рис. 4.30. Переходный процесс изменения скорости при линейном законе изменения $\omega_0(t)$

скорости с ускорением, пропорциональным темпу нарастания напряжения $u_{я}$ или частоты f_1 . Длительность переходного начального участка зависит от электромеханической постоянной T_m , причем при $T_s = 0$ момент нарастает до значения $M_{уст.п}$ за время, примерно равное $3 T_m$. При колебательном характере процесса, обусловленном $T_s \neq 0$, это время несколько уменьшается.

После затухания свободной составляющей скорость нарастает по линейному закону, отставая от кривой $\omega_0 t$ на значение, равное $\Delta\omega_{\Sigma} = \Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_m$. Таким образом, задаваемый на входе системы закон изменения скорости воспроизводится с ошибкой, которая в установившемся процессе складывается из ошибки, равной статическому падению скорости $\Delta\omega_c = M_c/\beta$, и ошибки, равной динамическому падению $\Delta\omega_{дин} = J_{\Sigma} \varepsilon_0/\beta$. Эти ошибки определяются по статической механической характеристике полным моментом двигателя $M_c + J_{\Sigma} \varepsilon_0$. Для двигателя постоянного тока величина $\Delta\omega_{\Sigma}$ пропорциональна падению напряжения в якорной цепи от полного тока:

$$\Delta\omega_{\Sigma} = (M_c + J_{\Sigma} \varepsilon_0)/\beta = (I_c + I_{дин}) R_{я\Sigma}/c.$$

Увеличение модуля жесткости статической механической характеристики влечет за собой соответствующее уменьшение отклонения кривой $\omega(t)$ от заданной $\omega_0(t)$.

Воспользуемся полученными общими выражениями зависимостей ω , $M(t)$ (4.69) и (4.71) для анализа конкретных переходных процессов электропривода с линейной механической характеристикой. При пуске электропривода путем плавного подъема управляющего воздействия от нуля до установившегося значения существенное влияние на переходный процесс оказывает характер момента нагрузки.

Если нагрузка представляет собой реактивный момент, переходный процесс пуска распадается на два участка, соответствующих нелинейности этой нагрузки. На первом этапе возрастание $\omega_0 = \varepsilon_0 t$ вызывает линейное возрастание момента короткого замыкания двигателя по закону

$$M_{к.з} = \beta\omega_0 = \beta\varepsilon_0 t, \quad (4.72)$$

но до тех пор, пока $M_{к.з} \leq M_c$, скорость остается равной нулю, так как электропривод заторможен реактивной нагрузкой. Первый этап заканчивается при $M_{к.з} = M_c$; это условие позволяет с помощью (4.72) определить время запаздывания начала движения

$$t_3 = M_c/\beta\varepsilon_0 = \Delta\omega_c/\varepsilon_0. \quad (4.73)$$

На втором этапе движение электропривода определяется (4.69) и (4.71) при условиях $\omega_{0\text{нач}} = \Delta\omega_c$; $\omega_{\text{нач}} = 0$; $M_{\text{нач}} = M_c$;

$$\omega = \varepsilon_0 t - \varepsilon_0 T_M (1 - e^{-t/T_M}); \quad (4.74)$$

$$M = (M_c + \beta \varepsilon_0 T_M) (1 - e^{-t/T_M}). \quad (4.75)$$

Каждому текущему значению ω_0 соответствует вполне определенная механическая характеристика двигателя. Как показано на рис. 4.31, *a*, в исходном положении двигатель имел характеристику динамического торможения 1; в конце первого этапа $\omega_0 = \Delta\omega_c$, что определяет характеристику 2. Момент двигателя на первом этапе нарастал при $\omega = 0$ до значения M_c , как показано участком динамической характеристики (кривая 3 на рис. 4.31, *a*), совпадающим с осью абсцисс от 0 до $M = M_c$. Соответствующие зависимости $M(t)$ и $\omega(t) = 0$ для первого этапа переходного процесса показаны на рис. 4.31, *b* на участке $0 \leq t \leq t_3$.

Для второго этапа начало отсчета времени в (4.74) и (4.75) в точке $t = t_3$. Перенеся начало координат в эту точку, построим соответствующие (4.69) прямую $\varepsilon_0(t - t_3)$ и кривую $\omega(t - t_3)$, отстающую от нее на $\varepsilon_0 T_M$. Кривая $\varepsilon_0(t - t_3)$ отстоит от кривой $\omega = \varepsilon_0 t$ по вертикали на отрезок $\Delta\omega_c$, что определяет суммарный перепад скорости $\Delta\omega_{\Sigma} = \Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_M$. В соответствии с (4.75) момент двигателя на этом этапе нарастает от $M = M_c$ до $M_{\text{п,уст}} = M_c + \beta \varepsilon_0 T_M$ по экспоненте за время $3T_M$. Зависимости ω , $M = f(t)$, соответствующие второму этапу переходного процесса, позволяют построить динамическую механическую характеристику 3 на рис. 4.31, *a* в пределах от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_{\text{кон}2}$, где $\omega_{\text{кон}2}$ — конечная скорость на втором этапе.

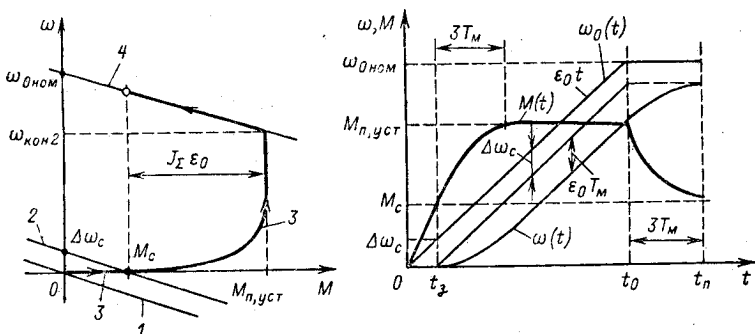


Рис. 4.31. Механические характеристики (*a*) и графики переходного процесса пуска (*b*) при $\omega_0 = \varepsilon_0 t$

Второй этап заканчивается в момент времени t_0 , когда управляющее воздействие достигает требуемого установившегося значения и его дальнейший рост должен быть прекращен. Двигатель при этом выходит на естественную характеристику 4, и в дальнейшем имеет место процесс, описываемый уравнениями (4.54) и (4.55) при соответствующих начальных условиях. Как было выше установлено, скорость на этом участке нарастает по экспоненте, а момент уменьшается по тому же закону, стремясь к M_c (рис. 4.31, б). Общее время переходного процесса составляет

$$t_{п,п} = t_0 + 3T_M.$$

Обычно $T_M \ll t_0$, поэтому время переходного процесса определяется временем нарастания напряжения на якоре или частоты тока статора до установившегося значения ($t_{п,п} \approx t_0$).

Рассмотрим процесс реверса электропривода путем плавного изменения управляющего воздействия, при котором скорость идеального холостого хода изменяется по закону

$$\omega_0 = \omega_{0ном} - \varepsilon_0 t \quad (4.76)$$

$$\text{от } \omega_{0нач} = \omega_{0ном} \text{ до } \omega_{0кон} = -\omega_{0ном}.$$

Если считать момент активным, то определить начальное и конечное значения скорости можно по механическим характеристикам 1 и 2, представленным на рис. 4.32, а. Подставляя в (4.69) и (4.71) значения $\omega_{0нач} = \omega_{0ном}$; $\omega_{нач} = \omega_c$; $M_{нач} = M_c$

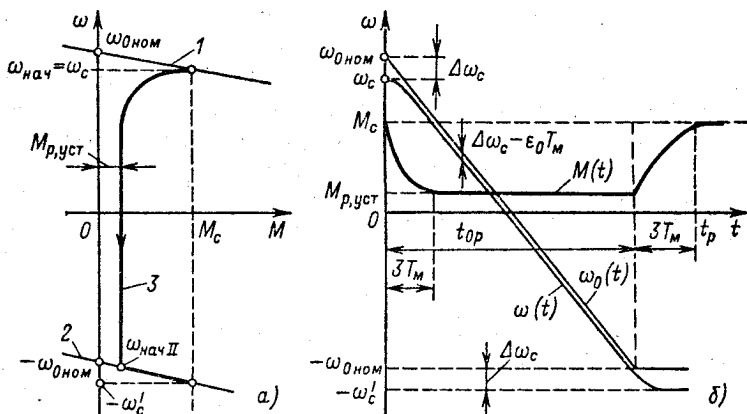


Рис. 4.32. Механические характеристики (а) и графики ω , $M(t)$ при реверсе с активным M_c (б)

и учитывая, что ускорение ε_0 в (4.76) отрицательно, получаем

$$\omega = \omega_c e^{-t/T_M} - \varepsilon_0 t + (\omega_{0\text{ном}} - \Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_M)(1 - e^{-t/T_M}); \quad (4.77)$$

$$M = M_c - \beta \varepsilon_0 T_M (1 - e^{-t/T_M}). \quad (4.78)$$

Формулы (4.77) и (4.78) определяют характер изменения скорости и момента на первом этапе реверса, который заканчивается в момент $t_{ор}$, когда скорость ω_0 достигает установившегося значения $-\omega_{0\text{ном}}$. Соответствующие графические зависимости $\omega(t)$, $M(t)$ представлены на рис. 4.32, б. Так как в этом процессе ускорение отрицательно, динамический момент $J_\Sigma \varepsilon_0$ отрицателен и суммарный установившийся момент при реверсе $M_{р,уст}$ определяется разностью $M_c - \beta \varepsilon_0 T_M$. Как следствие, ошибка, с которой скорость ω следует за изменением ω_0 , уменьшается: $\Delta\omega_\Sigma = \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_M$. В зависимости от M_c , ε_0 и T_M она может быть равной нулю ($\Delta\omega_c = \varepsilon_0 T_M$) или изменять свой знак ($\Delta\omega_c < \varepsilon_0 T_M$), при этом и момент двигателя $M_{р,уст}$ также становится равным нулю или изменяет знак.

Если $\Delta\omega_\Sigma > 0$, т. е. $M_c > |J_\Sigma \varepsilon_0|$, двигатель в процессе снижения скорости продолжает работать в двигательном режиме, а при изменении знака скорости переходит в тормозной режим с тем же моментом $M = M_{р,уст}$. При $\Delta\omega_\Sigma < 0$ и $M_c < |J_\Sigma \varepsilon_0|$ двигатель при снижении скорости работает в тормозном режиме, а при пуске в противоположном направлении

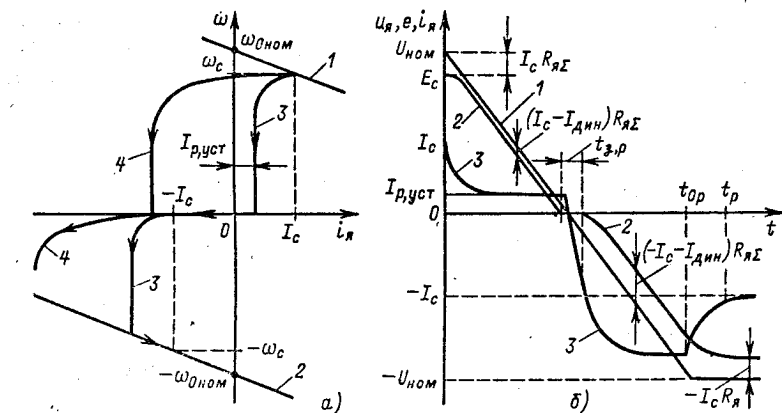


Рис. 4.33. Электромеханические характеристики (а) и графики u_a , e , $i_a = f(t)$ при реверсе с реактивным M_c (б)

переходит в двигательный режим. Значение момента $M_{p,уст} = M_c - J_{\Sigma}\varepsilon_0 = M_c - \beta\varepsilon_0 T_m$ определяет при $t = t_{op}$ в конце процесса нарастания ω_0 до значения $-\omega_{0ном}$ начальное значение скорости $\Delta\omega_{нач II}$ для заключительного, второго этапа реверса.

Динамическая механическая характеристика, соответствующая первому (основному) этапу реверса, показана на рис. 4.32, а (кривая 3).

Второй, заключительный этап реверса протекает при $\omega_0 = -\omega_{0ном} = \text{const}$ и определяется соотношениями (4.54) и (4.55). На этом этапе момент двигателя нарастает до $M = M_c$ по экспоненте с постоянной T_m , а скорость плавно увеличивается в соответствии с механической характеристикой 2 (рис. 4.32, а) до установившегося значения $-\omega'_c$. Длительность этого процесса примерно равна $3 T_m$, что обычно составляет небольшую долю общего времени реверса $t_p = t_{op} + 3T_m$, которое определяется главным образом временем t_{0p} реверсирования управляющего воздействия.

Более сложный вид имеет характер процесса реверса при реактивном моменте нагрузки. Рассмотрим этот процесс, причем для конкретизации физических представлений будем иметь в виду электропривод с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, электромеханические характеристики которого 1 и 2, соответствующие началу и концу процесса, приведены на рис. 4.33, а. На рис. 4.33, б показана характеристика $u_{я} = U_{ном} - c\varepsilon_0 t$ (прямая 1). В процессе замедления закон движения электропривода тот же, что и в рассмотренном выше случае активной нагрузки. Начальная разность между напряжением на якоре $u_{я}$ и ЭДС двигателя $E_c = c\omega_c$, равная падению напряжения на сопротивлении якоря от статического тока $I_c R_{я\Sigma}$, уменьшается до значения, равного падению напряжения от установившегося тока при реверсе $I_{p,уст} = M_{p,уст}/c$. Ток якоря при этом соответственно уменьшается от начального значения I_c до $I_{p,уст}$ и затем остается постоянным до скорости, равной нулю. Зависимости ЭДС двигателя $e(t)$ и $i_{я}(t)$ также приведены на рис. 4.33, б (кривые 2 и 3), причем разность между напряжением и ЭДС при $T_{я} = 0$ пропорциональна току якоря.

В момент прохождения скорости через нуль реактивный момент нагрузки изменяется скачком от M_c до $-M_c$. Для того чтобы начался пуск в противоположном направлении, необходимо изменение знака тока и увеличение его по модулю до значений, превышающих модуль статического тока. Появляется пауза в движении, аналогичная времени запаздывания на рис. 4.31, б, которую обозначим $t_{з,р}$. В течение этой паузы

ток якоря нарастает по линейному закону:

$$i_{я} = I_{p,ycr} - c\varepsilon_0 t / R_{я\Sigma},$$

а скорость $\omega = 0$. Пауза заканчивается, когда ток якоря достигает значения $i_{я} = -I_c$. Определяем время запаздывания:

$$t_{з,р} = (I_{p,ycr} + I_c) R_{я\Sigma} / c\varepsilon_0. \quad (4.79)$$

В дальнейшем пуск в обратном направлении протекает аналогично рассмотренному выше. Показанные на рис. 4.33, б графики $u_{я}(t)$, $e(t)$ и $i_{я}(t)$ для этой части процесса (кривые 1–3) в другом масштабе повторяют пропорциональные им графики $\omega_0(t)$, $\omega(t)$ и $M(t)$ – см. рис. 4.31, б. Динамическая электромеханическая характеристика, соответствующая процессу реверса с реактивным моментом нагрузки, построена на рис. 4.33, а (кривая 3).

Если увеличивать темп изменения напряжения $du_{я}/dt$, то вследствие роста динамического тока при торможении ток $I_{p,ycr} = I_c - I_{дин}$ вначале уменьшается до нуля, а затем изменяет знак, при этом время запаздывания $t_{з,р}$ в соответствии с (4.79) уменьшается и при $I_{p,ycr} = -I_c$ становится равным нулю. Из уравнения движения $-M - M_c = J_{\Sigma}\varepsilon_0$ можно определить значение ε_{01} , соответствующее этому условию:

$$\varepsilon_{01} = -2M/J_{\Sigma} = -2M/\beta T_M. \quad (4.80)$$

Если $|\varepsilon_0| > |\varepsilon_{01}|$, то процесс изменения скорости при реверсе является непрерывным и влияние реактивного момента сказывается лишь на изменении скачком ускорения при переходе скорости через нуль. Динамическая механическая характеристика двигателя, соответствующая таким условиям, представлена на рис. 4.33, а (кривая 4).

Рассмотренные переходные процессы дают возможность сделать общий вывод о том, что закон изменения напряжения $u_{я}$ для электропривода постоянного тока или частоты f_1 для электропривода переменного тока определяет характер изменения скорости в переходном процессе с тем большей точностью, чем меньше электромеханическая постоянная времени T_M . Этот вывод справедлив не только для линейного закона изменения управляющего воздействия, но и при более сложных зависимостях $\omega_0(t)$. В качестве примера оценим характер изменения скорости (или пропорциональной ей ЭДС двигателя) в переходном процессе пуска электропривода постоянного тока при $M_c = 0$, если приложенное к якору напряжение нарастает не по линейному, а по экспоненциальному закону

$$u_{я} = U_{ном} (1 - e^{-t/T_{и,п}}), \quad (4.81)$$

где $T_{и,п}$ — постоянная времени источника питания, причем будем считать, что $T_{и,п} \gg T_M$.

Зависимость $u_{я}(t)$, соответствующая (4.81), представлена на рис. 4.34 (кривая 1). Начальная часть этой кривой близка к прямой 2, соответствующей неизменному значению $du_{я}/dt = (du_{я}/dt)_{нач} = \text{const}$:

$$(du_{я}/dt)_{нач} = U_{ном}/T_{и,п} = c\varepsilon'_0.$$

Если бы напряжение нарастало по закону $u_{я} = c\varepsilon'_0 t$, ток якоря стремился бы к значению $I'_{max} = J_{\Sigma}\varepsilon'_0/c = \beta T_M \varepsilon'_0/c$ по экспоненте с постоянной T_M , как это было установлено ранее (кривая 3). Однако темп нарастания напряжения в действительности (кривая 1) непрерывно уменьшается с постоянной $T_{и,п}$:

$$du_{я}/dt = (U_{ном}/T_{и,п}) e^{-t/T_{и,п}}. \quad (4.82)$$

Поэтому после достижения максимума $I''_{max} = J_{\Sigma}\varepsilon''_0/c$, где ε''_0 — величина, пропорциональная $du_{я}/dt$ при $t = t_{max}$, ток начинает снижаться по закону, близкому (4.82) (кривая 3'). Электродвижущая сила двигателя e изменяется по кривой 4, отличаясь в каждый момент времени от $u_{я}$ на значение падения напряжения в цепи якоря при данном токе. Нетрудно видеть, что чем меньше T_M , тем меньше падение напряжения при данном динамическом токе, тем ближе кривая 4 к кривой 1. Так как

$$u_{я} = e + i_{я}R_{я\Sigma},$$

производная напряжения связана с производной ЭДС двигателя соотношением

$$du_{я}/dt = de/dt + R_{я\Sigma} di_{я}/dt. \quad (4.83)$$

В момент $t = t_{max}$ $di_{я}/dt = 0$, поэтому имеет место равенство

$$du_{я}/dt = (de/dt)_{t=t_{max}}$$

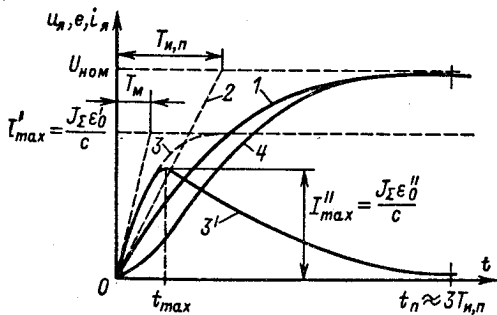


Рис. 4.34. Переходные процессы электропривода при экспоненциальном изменении $u_{я}$

или

$$\varepsilon_0 = \left. \frac{d\omega_0}{dt} \right|_{t=t_{max}} = \left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t=t_{max}}$$

Соответственно максимум динамического тока определяется выражением $I''_{max} = J_{\Sigma} \varepsilon''_0 / c$. Так как $\varepsilon''_0 < \varepsilon'_0$, максимум тока I''_{max} меньше, чем установившийся динамический ток при начальном темпе нарастания напряжения, причем разница увеличивается с возрастанием T_M . Это понятно, так как с возрастанием T_M увеличивается время достижения максимума t_{max} и ε''_0 уменьшается. При $T_M \rightarrow 0$ $I''_{max} \rightarrow I'_{max}$, $t_{max} \rightarrow 0$ и кривая $e(t)$ сливается с кривой $u_r(t)$.

Значения t_{max} и $M_{max} = c I''_{max}$ можно определить, решив дифференциальные уравнения (4.66) и (4.70) при экспоненциальном законе изменения $\omega_0(t)$. В результате решения получаются следующие формулы для расчета:

$$t_{max} = \frac{T_{и,п} T_M}{T_{и,п} - T_M} \ln \left(\frac{\omega_0}{\omega_c} \right)^{(T_{и,п} - T_M) / T_M} \frac{T_{и,п}}{T_M}; \quad (4.84)$$

$$M_{max} = \beta (\omega_{0ном} - \Delta\omega_c) \left(\frac{T_M}{T_{и,п}} \right)^{T_{и,п} / (T_{и,п} - T_M)} + M_c. \quad (4.85)$$

Из (4.85) можно определить зависимость максимального ускорения электропривода при пуске:

$$\varepsilon_{max} = \frac{\beta}{J_{\Sigma}} (\omega_{0ном} - \Delta\omega_c) \left(\frac{T_M}{T_{и,п}} \right)^{T_{и,п} / (T_{и,п} - T_M)} \quad (4.86)$$

Так как $\Delta\omega_c \ll \omega_{0ном}$, максимальное ускорение при пуске определяется темпом нарастания управляющего воздействия, который характеризуется $T_{и,п}$ и мало зависит от нагрузки электропривода M_c . Эта же особенность характерна и для процессов при линейной зависимости $\omega_0 t$. В частности, рассматривая рис. 4.33, б, можно установить, что, хотя в процессе реверса реактивный момент изменился от $+M_c$ до $-M_c$, ускорение как при торможении, так и при пуске в обратном направлении устанавливается равным $-\varepsilon_0$.

Это свойство особенно ценно в тех случаях, когда к электроприводу предъявляются жесткие требования в отношении ограничения ускорений и оптимальные переходные процессы имеют вид, показанный на рис. 4.21, а. Сравнивая рис. 4.31, б с рис. 4.22, можно убедиться, что процессы при линейном нарастании ускорения получаются близкими к оптимальным по быстрдействию при ограничении ускорений и рывка.

Возможность получения оптимального характера переходных процессов путем формирования соответствующей зависимости $\omega_0(t)$ широко используется для управления электроприводами.

Пример 4.5. Задано требуемое время пуска электропривода постоянного тока с двигателем типа П61 при реактивной нагрузке $M_c = 0,9 M_{\text{ном}}$, $t_{\text{п}} = 1,0$ с. Необходимо сформировать зависимость $\omega_0(t)$, обеспечивающую равномерно ускоренное движение и заданное время пуска, а также определить пусковой ток двигателя и максимальное отклонение скорости двигателя от заданной в переходном процессе.

Данные двигателя: $U_{\text{ном}} = 220$ В; $P_{\text{ном}} = 6$ кВт, $\omega_{\text{ном}} = 105$ 1/с; $I_{\text{ном}} = 32,6$ А; $J_{\text{дв}} = 0,14$ кг·м²; $J_{\text{мех,пр}} = 0,3 J_{\text{дв}}$; $c = k\Phi_{\text{ном}} = 1,86$ В·с; суммарное сопротивление якорной цепи при нагретой машине $R_{\Sigma} = 0,668$ Ом.

Модуль жесткости естественной характеристики

$$\beta = c^2/R_{\Sigma} = 1,86^2/0,668 = 5,18 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Электромеханическая постоянная времени

$$T_M = J_{\Sigma}/\beta = 0,182/5,18 = 0,0351 \text{ 1/с},$$

где $J_{\Sigma} = 1,3 J_{\text{дв}} = 1,3 \cdot 0,14 = 0,182$ кг·м².

Скорость идеального холостого хода в конце пуска

$$\omega_{0\text{ном}} = U_{\text{ном}}/c = 220/1,86 = 118 \text{ 1/с}.$$

Так как $t_{\text{п}} \approx t_0 + 3T_M$, можно определить время нарастания управляющего воздействия:

$$t_0 \approx t_{\text{п}} - 3T_M = 1 - 3 \cdot 0,0351 = 0,89 \text{ с}.$$

Требуемая скорость нарастания управляющего воздействия

$$\varepsilon_0 = \omega_{0\text{ном}}/t_0 = 118/0,89 = 133 \text{ 1/с}^2.$$

Требуемая зависимость $\omega_0(t)$ при пуске

$$\omega_0 = \varepsilon_0 t = 133 t;$$

при $t_0 = 0,89$ с

$$\omega_{\text{п}} = \omega_{0\text{ном}} = 118 \text{ 1/с}.$$

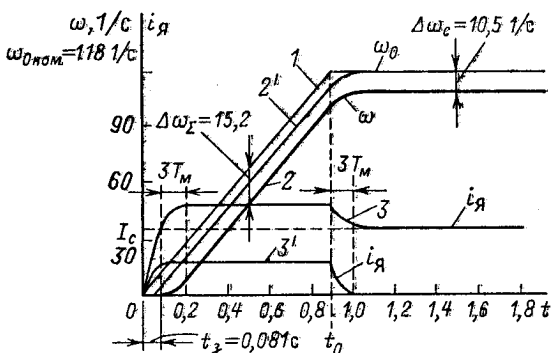


Рис. 4.35. Зависимости ω_0 , ω , $i_{\text{я}} = f(t)$ (к примеру 4.5)

Эта зависимость построена на рис. 4.35 (ломаная 1).

Номинальный момент двигателя

$$M_{\text{ном}} = cI_{\text{ном}} = 1,86 \cdot 32,6 = 60,6 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Статическое падение скорости:

$$\Delta\omega_c = M_c/\beta = 0,9 \cdot 60,6/5,18 = 10,5 \text{ 1/с}.$$

Время запаздывания

$$t_3 = \Delta\omega_c/\varepsilon_0 = 10,5/133 = 0,081 \text{ с}.$$

Максимальный момент при пуске

$$M_{\text{п.уст}} = M_c + J_{\Sigma}\varepsilon_0 = 0,9 \cdot 60,6 + 0,182 \cdot 133 = 78,7 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Максимальное отклонение скорости от заданной

$$\Delta\omega_{\Sigma} = \Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_M = 10,5 + 133 \cdot 0,0354 = 15,2 \text{ 1/с}.$$

Пусковой ток двигателя

$$I_{\text{п}} = M_{\text{п.уст}}/c = 78,7/1,86 = 42,3 \text{ А}.$$

Рассчитанные данные позволяют построить зависимости $\omega(t)$ и $i_{\text{я}}(t)$, как это выполнено на рис. 4.35 (кривые 2 и 3), не пользуясь уравнениями (4.69) и (4.71).

Определим, как влияет на процесс пуска нагрузка электропривода. Для этого примем $M_c = 0$ и рассчитаем те же параметры переходного процесса при $\omega_0 = 133 \text{ 1/с}$:

$$t'_3 = 0; t'_{\text{п}} = t_{\text{п}} - t_3 = 1 - 0,081 = 0,919 \text{ с};$$

$$\varepsilon_{\text{max}} = \varepsilon_0 = 133 \text{ 1/с}^2; \Delta\omega'_{\Sigma} = \varepsilon_0 T_M = 133 \cdot 0,0351 = 4,65 \text{ 1/с};$$

$$M'_{\text{п.уст}} = 0,182 \cdot 133 = 24,2 \text{ Н} \cdot \text{м}; I'_{\text{п}} = M'_{\text{п.уст}}/c = 24,2/1,86 = 13 \text{ А}.$$

Анализируя полученные данные, можно установить, что ускорение на основной части переходного процесса не зависит от нагрузки $\varepsilon_0 = \text{const}$, а момент $M'_{\text{п.уст}}$ меньше $M_{\text{п.уст}}$ на значение M_c . Отклонение скорости при уменьшении нагрузки до нуля стало существенно меньше: $\Delta\omega'_{\Sigma} = 4,65 \text{ 1/с} < \Delta\omega_{\Sigma} = 15,2 \text{ 1/с}$, т. е. зависимость $\omega(t)$ становится еще более близкой к заданной $\omega_0(t)$, чем под нагрузкой. В этом можно убедиться, рассматривая зависимости 2' и 3' на рис. 4.35, построенные для $M_c = 0$.

4.10. Переходные процессы электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем

Проведенный анализ переходных процессов электропривода с линейной механической характеристикой справедлив и для электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем, если в переходном процессе абсолютное скольжение $s_a < s_k$ и двигатель работает в области рабочего участ-

ка механической характеристики. Такие условия имеют место при питании двигателя от управляемого преобразователя частоты. Если двигатель питается от сети, условие $s_a < s_k$ выполняется только при переходных процессах, вызванных изменением нагрузки M_c . В переходных процессах пуска, реверса и торможения скольжение меняется в широких пределах и линеаризованной структурной схемой электропривода пользоваться нельзя.

Большинство простых и дешевых асинхронных электроприводов с короткозамкнутыми двигателями, имеющих самое широкое распространение, пускается путем включения на сеть, и нелинейность механической характеристики этих двигателей проявляется полностью, так же как и в режимах торможения противовключением или динамического торможения. При пуске и реверсе двигателя поток машин изменяется в широких пределах и на характер переходных процессов оказывает существенное влияние электромагнитная инерция двигателя. Влияние нелинейности механической характеристики и электромагнитной инерции и определяет необходимость особого рассмотрения переходных процессов короткозамкнутого двигателя.

С учетом электромагнитной инерции движение асинхронного электропривода в переходном процессе пуска путем включения на сеть можно описать, воспользовавшись уравнениями механической характеристики в комплексной форме в осях u, v (2.29) и уравнением движения механической части в виде (1.42):

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= R_1 \bar{i}_1 + L_1 \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_{12} \frac{d\bar{i}_2}{dt} + j\omega_k (L_{11} \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2); \\ 0 &= R_2' \bar{i}_2 + L_{12} \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_2 \frac{d\bar{i}_2}{dt} + j(\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \times \\ &\quad \times (L_{12} \bar{i}_1 + L_2 \bar{i}_2); \\ M &= p_n L_{12} \text{Im}(\bar{i}_1 \bar{i}_2^*); \\ M - M_c &= J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} (4.87)$$

Аналитическое решение этой нелинейной системы уравнений в общем случае, как уже отмечалось, представляет трудности, поэтому анализ электромеханических переходных процессов с учетом электромагнитной инерции следует вести с помощью ЭВМ. Однако оценить влияние электромагнитной

инерции в общем виде удается при анализе процесса включения двигателя на сеть при неизменной скорости ротора: $\omega = \text{const}$. Применительно к процессу пуска рассмотрим электромагнитный переходный процесс, возникающий на начальном этапе, когда скорость двигателя еще не успела существенно измениться и можно приближенно принять $\omega_{\text{эл}} = 0$. Анализировать такой процесс удобнее всего в осях α, β , принимая $\omega_k = 0$. Так как скорость неизменна, изменения токов \bar{i}_1 и \bar{i}_2 определяются первыми двумя уравнениями системы (4.87), которые при этих условиях можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= R_1 \bar{i}_1 + L_1 \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_{12} \frac{d\bar{i}_2}{dt}; \\ 0 &= R_2 \bar{i}_2 + L_2 \frac{d\bar{i}_2}{dt} + L_{12} \frac{d\bar{i}_1}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (4.88)$$

Переходя к изображениям переменных по Карсону при нулевых начальных условиях, а также учитывая, что синусоидальное напряжение сети, представленное вектором \bar{u}_1 , имеет изображение $\bar{u}_1 = U_{1 \max} e^{j\omega_{0\text{эл}} t} = U_{1 \max} p / (p - j\omega_{0\text{эл}})$, получаем

$$\left. \begin{aligned} (R_1 + L_1 p) \bar{i}_1(p) + L_{12} p \bar{i}_2(p) &= U_{1 \max} p / (p - j\omega_{0\text{эл}}); \\ (R_2 + L_2 p) \bar{i}_2(p) + L_{12} p \bar{i}_1(p) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.89)$$

Решив (4.89) относительно векторов тока $\bar{i}_1(p)$ и $\bar{i}_2(p)$, получим их изображения:

$$\bar{i}_1(p) = \frac{U_{1 \max} p (R_2 + L_2 p)}{(p - j\omega_{0\text{эл}}) [(L_1 L_2 - L_{12}^2) p^2 + (R_1 L_2 + R_2 L_1) p + R_1 R_2]}; \quad (4.90)$$

$$\bar{i}_2(p) = \frac{U_{1 \max} L_{12} p^2}{(p - j\omega_{0\text{эл}}) [(L_1 L_2 - L_{12}^2) p^2 + (R_1 L_2 + R_2 L_1) p + R_1 R_2]}. \quad (4.91)$$

Характер изменения свободных составляющих и их затухание определяются корнями p_1 и p_2 характеристического уравнения (корень знаменателя $p_0 = j\omega_{0\text{эл}}$ определяет установившийся режим, так как относится к изображению напряжения):

$$p_{1,2} = -\frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{2(L_1 L_2 - L_{12}^2)} \pm \sqrt{\left[\frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{2(L_1 L_2 - L_{12}^2)} \right]^2 - \frac{R_1 R_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2}}. \quad (4.92)$$

Если (4.92) представить в виде

$$p_{1,2} = -\frac{R_1 L_2 + R_2' L_1}{2(L_1 L_2 - L_{12}^2)} \pm \sqrt{\frac{(R_1 L_2 - R_2' L_1)^2 + 4R_1 R_2' L_{12}^2}{4(L_1 L_2 - L_{12}^2)^2}}, \quad (4.93)$$

то можно установить, что в рассматриваемом случае, когда $\omega_{0\text{эл}} = 0$, система имеет отрицательные различные действительные корни. Для оценки корней упрощаем (4.93), учитывая, что практически $R_1 L_2$ и $R_2' L_1$ близки друг другу. Примем $R_1 L_2 \approx R_2' L_1$ и $R_1 \approx R_2'$:

$$p_{1,2} = -R_2'(L_1 \mp L_{12})/(L_1 L_2 - L_{12}^2)^2. \quad (4.94)$$

Выражаем в (4.94) L_1 , L_2 и L_{12} через индуктивные сопротивления асинхронного двигателя x_1 , x_2' , x_μ и, учитывая, что $x_\mu \gg x_1$ и $x_\mu \gg x_2'$, получаем

$$p_1 = -\omega_{0\text{эл}} s_k x_1 / (x_1 + x_\mu) = -\alpha_1; \quad (4.95)$$

$$p_2 = -\omega_{0\text{эл}} s_k (x_1 + 2x_\mu) / (x_1 + x_\mu) = -\alpha_2, \quad (4.96)$$

где $s_k = R_2' / (x_1 + x_2')$.

Сравнивая (4.95) и (4.96), можно заключить, что коэффициент затухания α_1 значительно меньше коэффициента затухания α_2 — их отношение можно оценить значением $x_1 / 2x_\mu$.

Находим оригиналы токов, обозначая $p_1 = -\alpha_1$ и $p_2 = -\alpha_2$, имея в виду их точные значения, определяемые из (4.92) и (4.93):

$$\begin{aligned} \bar{i}_1(t) = & \frac{U_{1\text{max}}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \left[\frac{(R_2' + jL_2 \omega_{0\text{эл}}) e^{j\omega_{0\text{эл}} t}}{(\alpha_1 + j\omega_{0\text{эл}})(\alpha_2 + j\omega_{0\text{эл}})} + \right. \\ & \left. + \frac{(R_2' - \alpha_1 L_2) e^{-\alpha_1 t}}{(\alpha_1 + j\omega_{0\text{эл}})(\alpha_1 - \alpha_2)} + \frac{(R_2' - \alpha_2 L_2) e^{-\alpha_2 t}}{(\alpha_2 + j\omega_{0\text{эл}})(\alpha_2 - \alpha_1)} \right]; \quad (4.97) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{i}_2 = & -\frac{U_{1\text{max}} L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \left[\frac{j\omega_{0\text{эл}} e^{j\omega_{0\text{эл}} t}}{(\alpha_1 + j\omega_{0\text{эл}})(\alpha_2 + j\omega_{0\text{эл}})} + \right. \\ & \left. + \frac{\alpha_1 e^{-\alpha_1 t}}{(\alpha_1 + j\omega_{0\text{эл}})(\alpha_2 - \alpha_1)} + \frac{\alpha_2 e^{-\alpha_2 t}}{(\alpha_2 + j\omega_{0\text{эл}})(\alpha_1 - \alpha_2)} \right]. \quad (4.98) \end{aligned}$$

Таким образом, вектор каждого тока содержит кроме установившейся составляющей, изменяющейся с частотой $\omega_{0\text{эл}}$, две переходные составляющие, имеющие апериодический характер и затухающие с коэффициентами затухания α_1 и α_2 . Для вычисления момента двигателя по третьему уравнению

системы (4.87) необходимо определить комплексно-сопряженный вектор тока ротора:

$$\bar{i}_2^* = -\frac{U_{1 \max} L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \left[\frac{-j\omega_{0 \text{эл}} e^{-j\omega_{0 \text{эл}} t}}{(\alpha_1 - j\omega_{0 \text{эл}})(\alpha_2 - j\omega_{0 \text{эл}})} + \frac{\alpha_1 e^{-\alpha_1 t}}{(\alpha_1 - j\omega_{0 \text{эл}})(\alpha_2 - \alpha_1)} + \frac{\alpha_2 e^{-\alpha_2 t}}{(\alpha_2 - j\omega_{0 \text{эл}})(\alpha_1 - \alpha_2)} \right]. \quad (4.99)$$

Подставив (4.97) и (4.99) в указанное уравнение, можно определить составляющие электромагнитного момента, обусловленные взаимодействием составляющих токов. В качестве примера определим установившееся значение пускового момента $M_{\text{п,уст}}$, пропорциональное мнимой части произведения первых членов (4.97) и (4.99):

$$\begin{aligned} M_{\text{п,уст}} &= p_n L_{12} \text{Im}(\bar{i}_{1 \text{уст}} \bar{i}_{2 \text{уст}}^*) = \\ &= \frac{p_n U_{1 \max}^2 L_{12}^2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \text{Im} \left[\frac{jR_2' \omega_{0 \text{эл}} + \omega_{0 \text{эл}}^2 L_{12}}{(\alpha_1^2 + \omega_{0 \text{эл}}^2)(\alpha_2^2 + \omega_{0 \text{эл}}^2)} \right]. \quad (4.100) \end{aligned}$$

С учетом того, что амплитуда напряжения двухфазной модели связана с амплитудой трехфазного напряжения согласующим коэффициентом $\sqrt{2/3}$

$$U_{1 \max} = \sqrt{2/3} U_{1 \max(3 \text{ ф})} = \sqrt{3} U_1,$$

выразив в (4.100) индуктивности через реактансы, получим

$$M_{\text{п,уст}} = \frac{3U_1^2 R_2'}{\omega_0 (x_1 + x_2' + x_1 x_2' / x_\mu) (\alpha_1^2 / \omega_{0 \text{эл}}^2 + 1) (\alpha_2^2 / \omega_{0 \text{эл}}^2 + 1)}. \quad (4.101)$$

Если в (4.101) подставить выражения α_1 и α_2 из (4.92) и (4.93) и выполнить некоторые преобразования с учетом малости x_1 , x_2' в сравнении с x_μ , можно получить значение пускового момента:

$$M_{\text{п,уст}} = \frac{2M_k (1 + as_k)}{1/s_k + s_k + 2as_k}. \quad (4.102)$$

Так как процедура получения составляющих момента из этого примера ясна, опустим промежуточные выкладки

и приведем полное выражение пускового момента в виде

$$\frac{M_n(t)}{M_{n,уст}} = 1 + e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)t} - (e^{-\alpha_1 t} + e^{-\alpha_2 t}) \cos \omega_{0эл} t - \\ - \frac{1 + \alpha_1 \alpha_2 / \omega_{0эл}^2}{\alpha_2 / \omega_{0эл} - \alpha_1 / \omega_{0эл}} (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}) \sin \omega_{0эл} t \quad (4.103)$$

Нетрудно видеть, что из девяти возможных составляющих момента, определяемых сочетаниями произведений составляющих токов (4.97) и (4.99), в (4.103) присутствуют семь составляющих, если учесть, что аperiodическая составляющая представляет собой сумму моментов, определяемых произведениями аperiodических составляющих токов с разными коэффициентами затухания. Можно убедиться, что произведение составляющих (4.97) и (4.99) с одинаковыми коэффициентами затухания не содержит мнимой части и момента не создает. Pериодические составляющие (4.103) обусловлены взаимодействием затухающих аperiodических составляющих с принужденными токами, поэтому имеют угловую частоту колебаний $\omega_{0эл}$.

Как было показано, $\alpha_1 \ll \alpha_2$, поэтому характер изменения момента определяется главным образом переменными составляющими момента, затухающими с коэффициентом α_1 . Логарифмический декремент для этих составляющих можно оценить с помощью (4.95):

$$\lambda = 2\pi\alpha/\Omega \approx 2\pi s_k x_1 / (x_1 + x_\mu),$$

так как $\Omega = \omega_{0эл}$.

Известно, что x_1 меньше $x_1 + x_\mu$ на порядок, а $s_k = 0,1 \div 0,5$, поэтому логарифмический декремент для колебательной составляющей равен десятым долям единицы. Это значит, что за время затухания совершаются десятки колебаний периодической составляющей, которая суммируется с установившимся значением и порождает пики пускового момента, превышающие статический пусковой момент в несколько раз.

Таким образом, электромагнитная инерция асинхронного двигателя, с одной стороны, ограничивает темп нарастания момента, так как исключает возможность его нарастания до $M_{n,уст}$ скачком, а с другой — существенно ухудшает характер процесса пуска, вызывая большие и многократно повторяющиеся пики нагрузки, ускоряющие износ двигателя и механического оборудования.

Анализ зависимости коэффициентов затухания от скорости ротора показывает, что коэффициент затухания α_1 при $\omega \neq 0$ с возрастанием скорости вначале увеличивается незначитель-

но, а затем все быстрее до значения, равного примерно половине значения α_2 при $\omega = 0$. Коэффициент α_2 при этом уменьшается примерно в 2 раза, и зависимости $\alpha_1, \alpha_2 = f(\omega_*)$ имеют примерно вид, показанный на рис. 4.36. Поэтому в процессе пуска в связи с возрастанием скорости затухание колебаний момента, возникших в первый момент пуска в соответствии с (4.103), увеличивается вначале медленно, а при $\omega > 0,5\omega_0$ весьма быстро. Следовательно, число колебаний момента за время пуска тем больше, чем меньше ускорение электропривода, т. е. увеличивается при возрастании момента инерции механизма и статической нагрузки.

К моменту перехода на устойчивый участок статической характеристики ($s < s_k$) колебания, возникшие при включении двигателя, как правило, затухают. В этом случае дальнейший процесс увеличения скорости двигателя до ω_0 протекает в соответствии с линеаризованной механической характеристикой двигателя, а характер переходного процесса определяется отношением постоянных времени T_M и T_s , как это было уже достаточно подробно рассмотрено.

Переходный процесс пуска асинхронного двигателя при $m \approx 1$ и $M_c = 0$ представлен кривыми $\omega, M = f(t)$ на рис. 4.37, а. Эти кривые иллюстрируют отмеченные особенности влияния электромагнитных переходных процессов. Производная момента $(dM/dt)_{нач} \neq \infty$, но имеет весьма большие значения, так как время нарастания пускового момента до максимума $M_{пmax}$ меньше периода переменного тока. Возникновение свободных составляющих тока приводит к появлению пиков момента, значительно превышающих значения по статической характеристике. В этом можно убедиться, сравнив приведенные на рис. 4.37, б статическую 1 и динамическую 2 механические характеристики для этого процесса. Ещё более значительные пики момента имеют место при реверсе двигателя с незатухшим полем.

Рассмотренные особенности переходных процессов асинхронного электропривода с короткозамкнутым двигателем относятся к числу его существенных недостатков и обычно снижают надёжность его работы по сравнению с той надёжностью, которую можно было бы ожидать при его конструктивной простоте. Поэтому в последние годы уделялось много внимания проблеме борьбы с переходными составляющими тока и

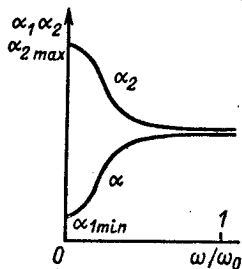


Рис. 4.36. Зависимости $\alpha_1, \alpha_2 = f(\omega/\omega_0)$

момента. Установлено, что существенное снижение этих составляющих достигается при ограничении темпа нарастания амплитуды напряжения, приложенного к двигателю при пуске. Ограничение темпа нарастания напряжения может быть достигнуто с помощью реакторов насыщения, тиристорных регуляторов напряжения и т. п. Кроме того, влияние электромагнитной инерции оказывается минимальным при пуске электропривода путем плавного повышения частоты при условии ограничения абсолютного скольжения значениями, соответствующими рабочему участку механических характеристик при $s_a < s_k$. При этом механические характеристики линеаризуются в широком диапазоне изменения скорости и переходные процессы имеют характер, рассмотренный в § 4.9.

На практике для оценок длительности переходных процессов пуска или реверса иногда достаточно использовать статическую характеристику двигателя и уравнение движения (1.42). Такие оценки, в частности, бывают полезны при моделировании системы (4.87) на АВМ для контроля правильности результатов моделирования. Задача решается аналитически при выражении статической характеристики уточненной формулой (3.79) [4]. Однако обычно для указанной цели предпочтительны приближенные графоаналитические методы, в связи с тем что механическая характеристика асинхронных короткозамкнутых двигателей всегда существенно отличается от характеристики, построенной по формуле (3.79), из-за эффекта вытеснения тока, используемого для повышения пускового момента.

Простейшим путем является применение метода конечных приращений. На участке изменения скорости $\Delta\omega_i = \omega_{i\text{кон}} - \omega_{i\text{нач}}$ при достаточной малости $\Delta\omega_i$ момент двигателя M_i и не-

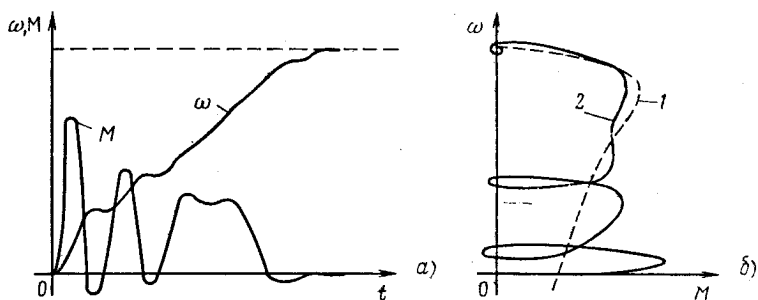


Рис. 4.37. Зависимости ω , $M = f(t)$ (а) и механические характеристики (б) при пуске двигателя с короткозамкнутым ротором

линейно зависящий от скорости момент нагрузки M_{ci} могут быть приняты равными средним значениям M_{cpi} и $M_{c,срi}$ на этих участках (рис. 4.38, а). Тогда в соответствии с уравнением движения (1.42) время Δt_i , за которое скорость изменяется на $\Delta\omega_i$, определяется по формуле

$$\Delta t_i = J_{\Sigma} \Delta\omega_i / (M_{cpi} - M_{c,срi}) = J_{\Sigma} \Delta\omega_i / M_{динi}. \quad (4.104)$$

Вычисляя для каждого из показанных на рис. 4.38, а участков, начиная с первого, и суммируя при переходе от интервала к интервалу $\Delta\omega_i$ и Δt_i , можно построить кривую $\omega(t)$, как это выполнено на рис. 4.38, б. Полное время пуска $t_n = \Sigma \Delta t_i$. При известной зависимости $\omega(t)$ зависимость $M(t)$ определяется с помощью статической механической характеристики.

Нетрудно видеть, что точность этого метода возрастает при уменьшении Δt_i .

Для ориентировочных расчетов времени пуска во многих случаях достаточно принять $\Delta\omega = \omega_c$ и найти среднее значение пускового момента:

$$M_{п,ср} \approx (M_k + M_n)/2.$$

Тогда время пуска при $M_c = \text{const}$ вычисляется без промежуточных расчетов:

$$t_n \approx J_{\Sigma} \omega_c / (M_{п,ср} - M_c). \quad (4.105)$$

Аналогично можно вычислить время торможения противозаключением, приняв $M_{т,ср} \approx (M_{нач} + M_n)/2$:

$$t_t \approx J_{\Sigma} \omega_{нач} / (M_{т,ср} - M_c). \quad (4.106)$$

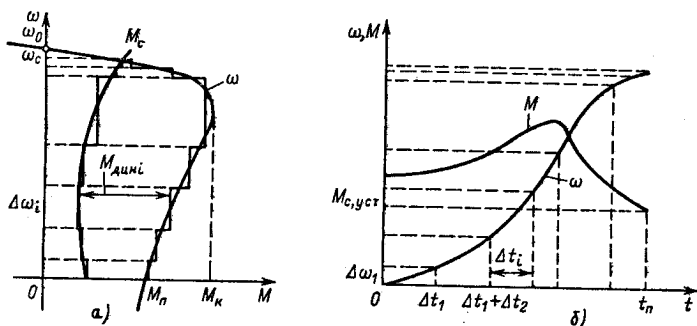


Рис. 4.38. К расчету переходного процесса пуска асинхронного двигателя

4.11. Динамика электропривода с синхронным двигателем

Анализируя структурную схему на рис. 4.4, можно установить, что при работе в синхронном режиме переходные процессы синхронного электропривода могут быть вызваны изменениями управляющих воздействий и возмущениями в механической части. Управляющими воздействиями являются напряжения на обмотках статора u_1 , частота f_1 и пропорциональная ей угловая скорость поля ω_0 , напряжение u_b , приложенное к обмотке возбуждения. Возмущающими воздействиями в механической части являются моменты нагрузки M_{c1} и M_{c2} , изменения которых вызываются технологическими причинами.

При питании двигателя от сети его пуск осуществляется в асинхронном режиме с помощью предусмотренной для этой цели на роторе короткозамкнутой пусковой (демпферной) обмотки. В этом режиме электропривод ускоряется до подсинхронной скорости $\omega_{вх}$, при которой обмотка возбуждения включается на постоянное напряжение U_b и происходит процесс втягивания двигателя в синхронизм. Переходные процессы, протекающие при вхождении двигателя в синхронизм, имеют важное практическое значение, и их особенности необходимо в дальнейшем проанализировать.

Напряжение U_{1max} и частота f_1 при питании от сети могут изменяться лишь в связи с колебаниями напряжения и частоты сети, обусловленными изменениями ее нагрузки. Эти колебания ограничены действующими нормами, поэтому невелики и здесь могут не учитываться.

Анализ переходных процессов, возникающих при изменениях напряжения возбуждения обмотки ротора U_b , представляет интерес в тех случаях, когда предусматривается автоматическое регулирование тока возбуждения для регулирования $\cos \phi$ двигателя.

Основными возмущениями при питании от сети следует считать возможные изменения нагрузки электропривода. При ударном характере нагрузки, в процессах приложения и снятия нагрузки и, как было отмечено, в процессах втягивания в синхронизм динамические свойства синхронного электропривода проявляются достаточно полно, и на их рассмотрении здесь необходимо сосредоточить основное внимание.

В § 3.15 было отмечено, что электромагнитная связь возбужденного ротора с полем статора аналогична упругой механической связи. Влияние этой связи на динамику синхронного электропривода можно проанализировать при представ-

лении механической части жестким приведенным звеном с помощью структурной схемы на рис. 4.6, полученной при $c_{12} = \infty$ и линеаризации угловой характеристики двигателя. Эта схема при отсутствии у двигателя демпферной обмотки ($\beta = 0$) показана на рис. 4.39. Из рисунка видно, что при жестких механических связях синхронный электропривод без демпферной обмотки неработоспособен. Действительно, два интегрирующих звена, охваченных жесткой отрицательной обратной связью, как известно из теории автоматического управления, образуют недемпфированную колебательную систему с передаточной функцией

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{(1/\Omega_{\Sigma}^2)p^2 + 1} \quad (4.107)$$

и частотой свободных колебаний $\Omega_{\Sigma} = \sqrt{c_{\Sigma M}/J_{\Sigma}}$.

Демпферная обмотка создает асинхронный момент, который обеспечивает затухание колебаний в системе. В соответствии с рис. 4.6 при этом

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{(1/T_M \Omega_{\Sigma}^2)p + 1}{(1/\Omega_{\Sigma}^2)p^2 + (1/T_M \Omega_{\Sigma}^2)p + 1}, \quad (4.108)$$

где $T_M = J_{\Sigma}/\beta$ — электромеханическая постоянная времени.

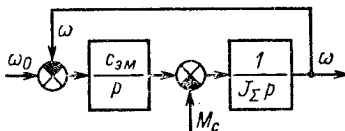
Передаточная функция электропривода по возмущению M_c может быть также определена по структурной схеме рис. 4.6 и представлена в виде

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{p}{\beta(T_M p^2 + p + T_M \Omega_{\Sigma}^2)}. \quad (4.109)$$

В ряде случаев представляет интерес передаточная функция синхронного электропривода, в которой выходной переменной является угол $\theta = \varphi_0 - \varphi$, или, что то же, синхронная составляющая момента двигателя $M_{\text{син}} \approx c_{\Sigma M} \theta$. Эту передаточную функцию получаем из (4.109), учитывая, что при $\omega_0 = 0$ $\omega = -\Delta\omega$ и θ есть интеграл от $\Delta\omega$ по времени:

$$\theta = -\Delta\omega(p)/p.$$

Рис. 4.39. Структурная схема синхронного электропривода без демпферной обмотки



Следовательно, функция (4.109) может быть представлена в виде

$$W'_\theta(p) = -\frac{\Delta\omega(p)}{pM_c(p)} = \frac{1}{\beta(T_M p^2 + p + T_M \Omega_{эм}^2)} \quad (4.110)$$

Соответствующая АФХ

$$W'_\theta(j\Omega) = \frac{T_M(\Omega_{эм}^2 - \Omega^2) - j\Omega}{\beta[T_M^2(\Omega_{эм}^2 - \Omega^2)^2 + \Omega^2]} \quad (4.111)$$

Амплитудно-частотная характеристика

$$A'_\theta(\Omega) = \frac{1}{\beta\sqrt{T_M^2(\Omega_{эм}^2 - \Omega^2)^2 + \Omega^2}} \quad (4.112)$$

Фазо-частотная характеристика

$$\psi'_\theta(\Omega) = -\arctg \frac{\Omega}{T_M(\Omega_{эм}^2 - \Omega^2)} \quad (4.113)$$

Если известно, что момент нагрузки электропривода изменяется по закону $M_c = \Delta M_{сmax} \sin \Omega t$, с помощью (4.112) и (4.113) можно определить зависимость угла θ от времени в виде

$$\theta = \theta_{max} \sin(\Omega t + \psi'_\theta), \quad (4.114)$$

где $\theta_{max} = \Delta M_{сmax} A'_\theta(\Omega)$.

Рассматривая полученные зависимости, можно установить, что они соответствуют колебательному звену с коэффициентом затухания, определяемым электромеханической постоянной T_M . Следовательно, при данном J_Σ колебательность определяется модулем жесткости асинхронной механической характеристики β . Чем больше модуль жесткости, тем меньше при колебаниях нагрузки M_c амплитуда колебаний синхронной составляющей момента, тем меньше резонансное усиление колебаний при частоте, близкой частоте свободных колебаний $\Omega_{эм}$.

Если сравнить передаточную функцию (4.31) упругой электромеханической системы, соответствующую $J_2 = \infty$, $\gamma = \infty$ и $T_3 = 0$, с передаточной функцией синхронного электропривода (4.112), можно убедиться, что их характеристические уравнения полностью совпадают. Это означает, что электропривод с синхронным двигателем эквивалентен асинхронному электроприводу с упругой механической связью при бесконечно большой массе механизма. Роль упругой механической связи при этом

выполняют силы электромагнитного взаимодействия между полями ротора и статора.

Структурная схема рис. 4.6 и соответствующие ей передаточные функции синхронного электропривода при принятых допущениях могут быть использованы для анализа переходных процессов при приложении и снятии нагрузки. Дифференциальные уравнения системы относительно скорости двигателя ω можно записать с помощью (4.108):

$$\begin{aligned} \frac{1}{\Omega_{эм}^2} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{1}{T_M \Omega_{эм}^2} \frac{d\omega}{dt} + \omega &= \\ &= \frac{1}{T_M \Omega_{эм}^2} \frac{d\omega_0}{dt} + \omega_0. \end{aligned} \quad (4.115)$$

При питании от сети. $\omega_0 = \text{const}$, $d\omega_0/dt = 0$.

Уравнение (4.115) при этом имеет вид

$$\frac{1}{\Omega_{эм}^2} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{1}{T_M \Omega_{эм}^2} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0. \quad (4.116)$$

Корни характеристического уравнения:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_M} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_M^2} - \Omega_{эм}^2}. \quad (4.117)$$

Если $\Omega_{12} > 1/2T_M$, корни являются комплексно-сопряженными:

$$P_{1,2} = -\frac{1}{2T_M} \pm j \sqrt{\Omega_{эм}^2 - \frac{1}{4T_M^2}}.$$

Следовательно, решение (4.115) необходимо искать в виде

$$\omega = \omega_0 + e^{-\alpha t} (A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t). \quad (4.118)$$

Значения A и B могут быть определены с помощью начальных условий: при $t = 0$ $(\omega)_0 = \omega_{нач}$; $(d\omega/dt)_0 = (M_{нач} - M_c)/J_\Sigma$, причем

$$M_{нач} = c_{эм} \theta_{нач} + \beta(\omega_0 - \omega_{нач}) = c_{эм} \theta_{нач} + \beta \omega_0 s_{нач}, \quad (4.119)$$

где $\theta_{нач}$ и $s_{нач}$ — значения угла $\theta = \varphi_0 - \varphi$ и скольжения при $t = 0$.

Подставив начальные условия в (4.118), получим уравнения для определения неопределенных коэффициентов

$$\begin{aligned} \omega_{нач} &= \omega_0 + A; \\ (M_{нач} - M_c)/J_\Sigma &= -\alpha A + \Omega_p B. \end{aligned}$$

Откуда

$$A = -(\omega_0 - \omega_{\text{нач}}); B = \frac{M_{\text{нач}} - M_c}{J_{\Sigma} \Omega_p} - \frac{\alpha}{\Omega_p} (\omega_0 - \omega_{\text{нач}}).$$

Подставив A и B в (4.118), получим решение уравнения (4.116) в виде

$$\omega = \omega_0 - (\omega_0 - \omega_{\text{нач}}) e^{-\alpha t} \left\{ \cos \Omega_p t - \left[\frac{M_{\text{нач}} - M_c}{J_{\Sigma} \Omega_p (\omega_0 - \omega_{\text{нач}})} - \frac{\alpha}{\Omega_p} \right] \sin \Omega_p t \right\}. \quad (4.120)$$

Для получения уравнения системы относительно момента двигателя M определим по структурной схеме рис. 4.6 передаточную функцию:

$$W'_M(p) = \frac{M(p)}{M_c(p)} = \frac{(1/T_M \Omega_{\Sigma M}^2) p + 1}{(1/\Omega_{\Sigma M}^2) p^2 + (1/T_M \Omega_{\Sigma M}^2) p + 1}.$$

Откуда

$$\begin{aligned} \frac{1}{\Omega_{\Sigma M}^2} \frac{d^2 M}{dt^2} + \frac{1}{T_M \Omega_{\Sigma M}^2} \frac{dM}{dt} + M &= \\ &= \frac{1}{T_M \Omega_{\Sigma M}^2} \frac{dM_c}{dt} + M_c. \end{aligned}$$

При изменениях момента скачком при $t > 0$ $M_c = \text{const}$. Соответственно для рассматриваемых процессов уравнение имеет вид

$$\frac{1}{\Omega_{\Sigma M}^2} \frac{d^2 M}{dt^2} + \frac{1}{T_M \Omega_{\Sigma M}^2} \frac{dM}{dt} + M = M_c. \quad (4.121)$$

Решение (4.121) будем искать в виде

$$M = M_c + e^{-\alpha t} (C \cos \Omega_p t + D \sin \Omega_p t).$$

Значения C и D определяются по начальным условиям аналогично выполненному ранее расчету. С помощью уравнения механической характеристики найдем производную момента:

$$dM/dt = c_{\Sigma M} (\omega_0 - \omega_{\text{нач}}) - \beta (d\omega/dt). \quad (4.122)$$

При $t = 0$ $M_0 = M_{\text{нач}}$, а производная момента $(dM/dt)_0$ вычисляется с помощью (4.122):

$$\begin{aligned} (dM/dt)_0 &= c_{\text{эм}}(\omega_0 - \omega_{\text{нач}}) - \beta(M_{\text{нач}} - M_c)/J_{\Sigma} = \\ &= c_{\text{эм}}(\omega_0 - \omega_{\text{нач}}) - (M_{\text{нач}} - M_c)/T_m. \end{aligned} \quad (4.123)$$

Определив с помощью начальных условий C и D , получим решение $M(t)$ в виде

$$\begin{aligned} M &= M_c + (M_{\text{нач}} - M_c)e^{-\alpha t} \left\{ \cos \Omega_p t + \right. \\ &+ \left. \left[\frac{c_{\text{эм}}(\omega_0 - \omega_{\text{нач}})}{\Omega_p(M_{\text{нач}} - M_c)} - \frac{1}{\Omega_p T_m} - \frac{\alpha}{\Omega_p} \right] \sin \Omega_p t \right\}. \end{aligned} \quad (4.124)$$

Полученные решения (4.120) и (4.124) свидетельствуют о том, что при изменениях нагрузки скачком скорость синхронного электропривода совершает затухающие колебания относительно скорости поля, а его момент колеблется относительно момента M_c , постепенно затухая, с коэффициентом затухания α . Максимум момента и динамическое падение скорости при этом возрастают при увеличении скачка нагрузки и при увеличении начального отклонения скорости ω от ω_0 . Эти же показатели при прочих равных условиях уменьшаются при увеличении коэффициента затухания α .

Как следует из (4.117), коэффициент затухания возрастает при увеличении жесткости асинхронной механической характеристики β , т. е. при уменьшении T_m . При $T_m \leq 1/2 \Omega_{\text{эм}}$ демпфирование обеспечивает апериодический характер процессов. Однако практически эффект демпфирования ухудшается влиянием электромагнитной инерции на асинхронную составляющую момента $M_{\text{ас}}$, которая при выводе уравнений не была учтена ($T_s \approx 0$).

Уравнение (4.124) получено при линеаризации угловой характеристики двигателя, поэтому оно дает удовлетворительные оценки показателей переходного процесса только при $M \leq M_{\text{доп}} = \lambda M_{\text{ном}}$.

Наличие демпферной обмотки позволяет осуществлять пуск синхронного двигателя путем прямого включения его на напряжение сети. Пусковые характеристики показаны на рис. 4.40. Характеристика 1 соответствует относительно небольшому сопротивлению демпферной обмотки, при этом критическое скольжение мало, что увеличивает жесткость рабочего участка механической характеристики и уменьшает пусковой момент $M_{\text{п}}$. Характеристика 2 соответствует повышенному сопротивлению этой обмотки, поэтому имеет сни-

женную жесткость рабочего участка, но больший пусковой момент $M_{п}$.

С точки зрения условий асинхронного пуска двигателя до подсинхронной скорости $\omega_{вх}$, которой соответствует скольжение $s_{вх}$, предпочтительна характеристика 2, особенно при значительной нагрузке на валу.

При достижении двигателем подсинхронной скорости $\omega_{вх}$ в цепь обмотки возбуждения подается постоянный ток, магнитный поток возрастает до номинального значения и наступает второй этап пуска — втягивание двигателя в синхронизм. Строгий анализ этого режима осложняется протекающими электромагнитными процессами. В первом приближении для оценки условий втягивания в синхронизм можно воспользоваться (4.120) и (4.124).

Для удобства анализа этого процесса решение системы уравнений синхронного электропривода при допущениях, соответствующих (4.110), получают относительно угла θ , изменения которого при втягивании в синхронизм заслуживают особого внимания. В отклонениях от точки статического равновесия это решение имеет следующий вид:

$$\Delta\theta = e^{-\alpha t} \sqrt{\Delta\theta_{нач}^2 + \frac{(\omega_0 s_{вх} + \alpha \Delta\theta_{нач})^2}{\Omega_p^2}} \sin(\Omega_p t + \psi_{\Delta\theta}), \quad (4.125)$$

где

$$\psi_{\Delta\theta} = \arctg \frac{\Delta\theta_{нач} \Omega_p}{\omega_0 s_{вх} + \alpha \Delta\theta_{нач}}.$$

При одной и той же нагрузке статическая характеристика 2 на рис. 4.40 обеспечивает меньшую начальную скорость при втягивании в синхронизм. Соответственно при этом

$s_{вх2} > s_{вх1}$ и амплитуда колебаний угла $\Delta\theta_{max}$ в (4.125) получается большей. Реальной угловой характеристике синхронного двигателя при больших $\Delta\theta$ соответствуют уменьшающиеся значения

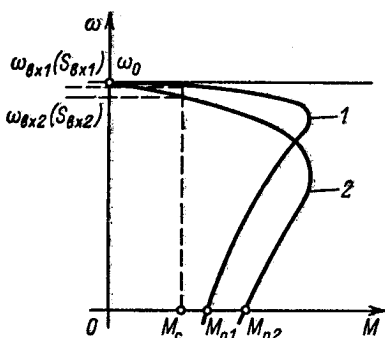


Рис. 4.40. Пусковые механические характеристики синхронного двигателя

$s_{эм}$. Как следствие, с ростом $s_{вх}$ условия втягивания в синхронизм ухудшаются и при больших $s_{вх}$ синхронизация может оказаться невозможной.

Таким образом, более благоприятные условия втягивания в синхронизм обеспечиваются жесткой механической характеристикой I . Практически пусковая обмотка рассчитывается так, чтобы обеспечивались удовлетворительные условия пуска при заданном максимальном значении нагрузки $M_{сmax}$, а значения входного скольжения лежали в допустимых пределах: $s_{вх} = 0,03 \div 0,05$.

4.12. Особенности многодвигательного электропривода

Увеличение числа двигателей в электроприводах различных производственных механизмов, особенно при большой мощности или при значительной механической инерции, является одной из важных тенденций в развитии современного машиностроения. Это обусловлено следующими преимуществами многодвигательного электропривода: 1) увеличение числа двигателей облегчает унификацию электроприводов различных по мощности установок; 2) многодвигательный электропривод имеет меньший суммарный момент инерции двигателей, чем однодвигательный соответствующей мощности; 3) при большом моменте инерции механизма увеличение числа двигателей, подводящих через индивидуальные передаточные устройства механическую энергию к механизму, позволяет уменьшить нагрузки на передачи и вследствие этого уменьшить их массу и габариты.

Вместе с тем многодвигательные электроприводы обладают и некоторыми недостатками. Увеличение числа валопроводов механизма приводит к разветвлению расчетных схем механической части электропривода. Из-за дробления масс привода и появления дополнительных упругих связей возрастает число степеней свободы электромеханической системы и соответственно усложняется ее динамика. Колебания упругосвязанных масс многодвигательного электропривода вызывают дополнительные динамические нагрузки колебательного характера, которые увеличивают износ передач, вызывают вибрации и тряску механизма, затрудняют достижение требуемой точности работы механизма. Анализ динамических процессов многодвигательного электропривода в связи со сложностью объекта обычно осуществляется с помощью ЭВМ.

Важной особенностью многодвигательного электропривода является возможность неравномерного распределения нагрузок

между двигателями, работающими на общий вал, в статических режимах работы. Рассмотрим эту особенность на простейшем примере двухдвигательного электропривода, схема которого представлена на рис. 4.41, а. Благодаря наличию механической связи между роторами двигателей в статических режимах работы угловые скорости двигателей одинаковы при любых различиях в механических характеристиках, а результирующий момент электропривода равен сумме моментов двигателей:

$$M = M_1 + M_2 = \beta_1(\omega_{01} - \omega) + \beta_2(\omega_{02} - \omega), \quad (4.126)$$

где $\beta_1, \omega_{01}, \beta_2, \omega_{02}$ — модули жесткости и скорости идеального холостого хода двигателей 1Д и 2Д.

С помощью (4.126) определяется результирующая механическая характеристика двухдвигательного электропривода:

$$\omega = \frac{\beta_1\omega_{01} + \beta_2\omega_{02}}{\beta_1 + \beta_2} + \frac{M}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (4.127)$$

Скорость двухдвигательного электропривода в статическом режиме работы определяется подстановкой в (4.127) значения $M = M_c$, при этом в общем случае моменты M_1 и M_2 , развиваемые двигателями, не равны:

$$M_1 = \beta_1(\omega_{01} - \omega) \neq M_2 = \beta_2(\omega_{02} - \omega).$$

Очевидным условием равенства статических нагрузок двигателей в данном случае является идентичность их механических характеристик, т. е. $\beta_1 = \beta_2$ и $\omega_{01} = \omega_{02}$. В представленном на рис. 4.41, а асинхронном двухдвигательном электроприводе $\omega_{01} = \omega_{02}$, однако жесткости β_1 и β_2 могут быть различны в связи с практически неизбежным разбросом сопротивлений роторной обмотки даже у однотипных двигателей. При этом нагрузки распределяются пропорцио-

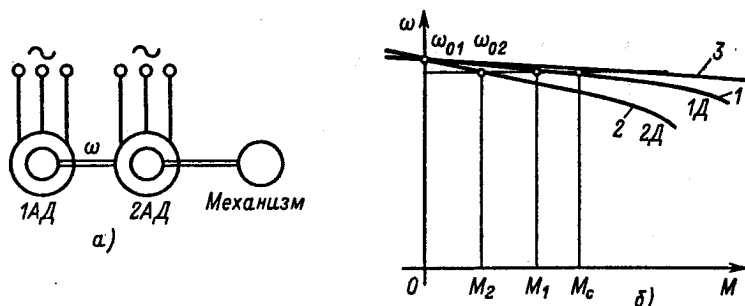


Рис. 4.41. Схема двухдвигательного электропривода (а) и его механические характеристики (б)

нально модулям жесткости β_1 и β_2 , как показано на рис. 4.41, б, где кривая 1 есть зависимость $\omega = f(M)$ для двигателя 1Д, кривая 2 — то же для двигателя 2Д, а кривая 3 представляет собой результирующую механическую характеристику двухдвигательного электропривода.

Возникающая неодинаковость загрузки двигателей весьма неблагоприятна, так как вынуждает завышать мощность двигателей. При полной идентичности механических характеристик обоих двигателей каждый из них несет половину общей нагрузки, и при этих условиях номинальный момент агрегата равен:

$$M_{\Sigma \text{ ном}} = M_{1 \text{ ном}} + M_{2 \text{ ном}} = 2M_{\text{ ном}}.$$

Если жесткости механических характеристик неодинаковы, то при той же общей нагрузке агрегата большую часть нагрузки принимает на себя тот двигатель, у которого β больше, а второй соответственно недогружается. Следовательно, если при проектировании многодвигательного электропривода не принять меры к выравниванию нагрузок, двигатели с большей жесткостью могут иметь нагрузку, превышающую номинальную, что приведет к превышению допустимой температуры двигателей и к быстрому выходу их из строя.

В асинхронном электроприводе при двигателях с фазным ротором можно добиваться равенства жесткостей механических характеристик всех двигателей многодвигательного электропривода, вводя соответствующие добавочные резисторы в роторные цепи двигателей с более жесткими характеристиками. Рассматривая рис. 4.41, б, можно заключить, что влияние неодинаковости сопротивлений силовой цепи тем выше, чем большую жесткость имеют характеристики двигателей

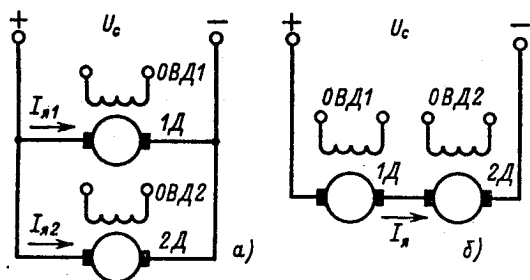


Рис. 4.42. Схемы параллельного (а) и последовательного (б) включения якорей двигателей постоянного тока

в среднем. Поэтому при двигателях с короткозамкнутым ротором для многодвигательного электропривода предпочтительны асинхронные двигатели с повышенным скольжением.

Для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением проблема распределения нагрузок в многодвигательном электроприводе при параллельном подключении их к источнику питания (рис. 4.42, а) является еще более острой. Здесь возможны различия не только в жесткостях, но и в скоростях идеального холостого хода ω_{0i} в связи с неодинаковостью магнитного потока:

$$\omega_{0i} = U_{ном}/k\Phi_i.$$

Различия в потоках могут быть обусловлены как различием сопротивлений обмоток возбуждения, так и неодинаковостью характеристик магнитной цепи.

Высокую равномерность загрузки двигателей постоянного тока обеспечивает последовательное соединение их якорных обмоток по схеме, приведенной на рис. 4.42, б. Токи якорей при этом одинаковы во всех режимах, и отклонения в развиваемых двигателями моментах определяются только возможными отклонениями потоков двигателей от номинального значения:

$$M_1 = k\Phi_1 I_{я} \text{ и } M_2 = k\Phi_2 I_{я}.$$

Возможный разброс значений потока невелик и может быть дополнительно снижен путем последовательного соединения также и обмоток возбуждения двигателей. Благоприятные условия работы многодвигательного электропривода постоянного тока в отношении распределения нагрузок определяют широкое использование на практике схемы с последовательным соединением обмоток якорей.

РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

5.1. Общие сведения

На индивидуальный электропривод возлагаются две важнейшие взаимно связанные функции: электромеханическое преобразование энергии и управление технологическим процессом установки. При приведении в движение исполнительного механизма электропривод должен вырабатывать или потреблять механическую энергию в соответствии с выполняемой механизмом работой. При управлении технологическим процессом установки необходимо управлять потоком электрической энергии, потребляемой или вырабатываемой электроприводом, таким образом, чтобы механические переменные (момент двигателя, скорость и ускорение механизма, положение его рабочего органа, нагрузки механических связей и т. п.) либо поддерживались на требуемом уровне, либо изменялись по заданным законам с требуемой по условиям технологии точностью. Так как на изменения переменных электромеханической системы наложены ограничения, управление должно обеспечивать ограничение электрических и механических переменных их допустимыми значениями во всех режимах работы.

Таким образом, общая задача управления движением электропривода для выполнения технологического процесса установки определяет необходимость регулирования переменных электромеханической системы. Переменные электромеханической системы в пространстве состояний являются ее фазовыми координатами, поэтому здесь и в дальнейшем идет речь о регулировании координат электропривода.

Управление движением электропривода и технологическим процессом установки, как правило, требует регулирования нескольких координат, различных на разных этапах работы, формирования задающих воздействий, выполнения диктуемых технологией логических операций, осуществления ограничений управляющих воздействий и текущих координат системы и т. п. Рассмотрение способов и систем управления, а также методов их проектирования является задачей курса «Системы управления электроприводами». В данном курсе в качестве основы для такого рассмотрения изучаются общие принципы и закономерности, характерные для регулирования отдельных координат электропривода: момента (тока), скорости и положения.

По отношению к общей функции управления движением электропривода регулирование отдельных координат представляет собой частные задачи, которые решаются при проектировании систем управления электроприводами. Для создания систем управления, отвечающих всему комплексу предъявляемых требований, необходимо знать возможности электроприводов в отношении регулирования главных координат и уметь оценивать влияние регулирования каждой из них в отдельности на физические свойства электромеханических систем. Изложение этих основополагающих вопросов в обобщенном виде и входит в содержание курса «Теория электропривода».

Уже рассмотренные свойства механической части электропривода, электромеханических преобразователей и разомкнутой электромеханической системы в целом позволяют провести анализ возможностей регулирования перечисленных координат простейшими средствами — путем изменения параметров и воздействий в разомкнутых системах электропривода. Этот путь предусматривает формирование на разных этапах работы электропривода различных механических характеристик в разомкнутой системе, обеспечивающих при заданных нагрузках и режимах работы электропривода получение требуемых значений момента, тока, ускорения и скорости. Таким путем в разомкнутой системе удастся регулировать и положение, обеспечивая точный останов электропривода в заданных точках пути. Данный способ регулирования координат электропривода называют *регулированием в разомкнутой системе*.

Благодаря простоте реализации регулирование координат в разомкнутых системах электропривода находит широкое практическое применение. Однако точность этого способа регулирования ограничена, поэтому во многих случаях такое регулирование не может обеспечить требуемые режимы работы и показатели. В связи с совершенствованием технологии и автоматизацией рабочих процессов требования к точности и качеству регулирования непрерывно возрастают. Соответственно область применения разомкнутых систем регулируемого электропривода постепенно сужается, и они заменяются более совершенными системами регулируемого электропривода, замкнутыми различными обратными связями. Введением обратных связей обеспечивается *автоматическое регулирование координат*, которое неизмеримо расширяет возможности формирования требуемых точностных и динамических показателей электропривода.

Известны два способа автоматического регулирования переменных системы: *регулирование по отклонению* координаты от заданного значения с помощью отрицательной обратной связи по регулируемой переменной и *регулирование по возмущению*, предполагающее компенсацию влияния возмущения на регулируемую переменную с помощью положительной обратной связи по возмущению. В электроприводе основным является регулирование по отклонению, позволяющее обеспечивать требуемую точность регулирования при любых возмущениях и возможной нестабильности параметров системы. Однако этот способ автоматического регулирования во многих практических случаях успешно дополняется введением положительных обратных связей. Использование комбинированного регулирования при этом упрощает получение требуемых динамических свойств системы при заданной точности регулирования.

Реализация любого способа регулирования той или иной координаты всегда требует введения в электромеханическую систему дополнительных управляющих устройств — компонентов энергетической и информационной частей системы управления электроприводом СУ, показанной в структуре на рис. В.2. В простейших случаях, когда регулирование осуществляется в разомкнутой электромеханической системе, вводятся контакторы, реле, резисторы, реакторы и т. п., а также командоаппараты, задающие изменения параметров системы.

Для осуществления автоматического регулирования предусматриваются управляемые преобразователи и регуляторы, позволяющие автоматически под воздействием обратных связей изменять сопротивления, напряжения, токи, частоту и другие воздействия. Наиболее широко используются электромашинные и вентильные управляемые преобразователи напряжения постоянного тока и частоты переменного тока и соответствующие системы электропривода: система генератора — двигатель (Г — Д), система тиристорный или транзисторный преобразователь — двигатель (ТП — Д); система преобразователь частоты — асинхронный двигатель (ПЧ — АД).

Рассмотрению общих особенностей регулирования момента, скорости и положения электропривода в разомкнутых и замкнутых системах посвящены гл. 6—8. Целью данной главы является изложение общих вопросов регулирования координат электромеханической системы — показателей регулирования, особенностей систем Г — Д, ТП — Д, ПЧ — АД, обоснования обобщенной структуры системы управляемый преобразователь — двигатель (УП — Д), а также описания стандартных настроек контуров регулирования координат электропривода.

В изучении вопросов регулирования координат данная глава является вспомогательной, но имеет важное практическое значение. В результате изучения материалов этой главы необходимо получить представления о показателях, с помощью которых в электроприводе оцениваются различные способы регулирования координат или формулируются требования к регулируемому электроприводе. Нужно хорошо ориентироваться в общности используемых в электроприводе систем УП — Д и уметь видеть за обобщенной структурой системы УП — Д, широко используемой для анализа свойств регулируемого электропривода в последующих главах, особенности реальных систем Г — Д, ТП — Д, ПЧ — АД. Наконец, необходимо освоить основы инженерной методики синтеза контуров регулирования координат и понять физические особенности применяемых стандартных настроек на технический (модульный) и симметричный оптимумы, которые широко используются в унифицированных блочных системах регулируемого электропривода (УБСР).

5.2. Основные показатели способов регулирования координат электропривода

Необходимость регулирования конкретных координат электропривода определяется технологическими требованиями. При этом выбор рационального способа регулирования из возможных является важной задачей, которая решается при проектировании электропривода. Для количественного определения предъявляемых к регулируемому электроприводе требований и для сопоставления между собой возможных способов регулирования используются обобщенные показатели регулирования. К их числу относятся точность, диапазон, плавность,

динамические показатели качества и экономичность регулирования.

Точность регулирования переменной определяется возможными отклонениями ее от заданного значения под действием возмущающих факторов, например изменений нагрузки при регулировании скорости, изменений скорости при регулировании момента двигателя, колебаний напряжения сети и т. п. При регулировании в разомкнутой системе в качестве заданного может быть принято среднее значение координаты при известных пределах изменения всех возмущающих воздействий F_v , подлежащих учету в данном конкретном случае. При этом оценкой точности регулирования может служить отношение наибольшего отклонения Δx_{max} к среднему значению x_{cp} :

$$\Delta x_{max*} = \Delta x_{max} / x_{cp} = (x_{max} - x_{min}) / (x_{max} + x_{min}), \quad (5.1)$$

где x_{max} и x_{min} — максимальное и минимальное значения переменной при данных значениях параметра или задающего сигнала и пределов изменения возмущений F_v (рис. 5.1).

Таким образом, количественная оценка точности способа регулирования в относительных единицах зависит от среднего уровня регулируемой переменной и определяется конкретными пределами изменений возмущающих воздействий.

В зависимости от требований, предъявляемых к электроприводу, и особенностей регулируемой переменной оценка точности регулирования может относиться к статическим режимам работы либо охватывать и динамические процессы. В последнем случае в (5.1) следует подставлять значения x_{max} и x_{min} , определенные при расчете переходного процесса, вызванного изменением задания или возмущения.

Количественная оценка точности регулирования по (5.1) во многих случаях применима и при автоматическом регулировании координат. Однако если по условиям работы электропривода важна точность воспроизведения значений регулируемой координаты, задаваемых на входе системы автоматического регулирования, требования к точности определяются допустимой ошибкой регулирования $\Delta x_{з, доп}$, абсолютное значение которой при единичной обратной связи можно записать так:

$$\Delta x_{з, max} = |x_3 - x|_{max} \leq \Delta x_{з, доп}, \quad (5.2)$$

где x_3 — задающий сигнал; x — текущие значения регулируемой переменной в статических и динамических режимах работы.

При необходимости ошибку регулирования можно представить в относительных единицах, поделив (5.2) на x_3 .

Диапазон регулирования характеризует пределы изменения средних значений переменной x_{cp} (либо ее значений, соответствующих конкретному уровню возмущающих воздействий), возможные при данном способе регулирования:

$$D = x_{cp\ max} / x_{cp\ min}. \quad (5.3)$$

Возможные пределы регулирования переменной ограничиваются сверху максимально допустимыми или максимально реализуемыми значениями переменной, а снизу — требуемой точностью или минимально реализуемыми значениями переменной при данном способе регулирования. Сказанное поясняется характеристиками на рис. 5.2. На рисунке показано максимальное среднее значение регулируемой переменной $x_{cp\ max}$, достижимое с учетом всех ограничений при некотором способе регулирования. Предположим, что способ регулирования позволяет снижать среднее значение регулируемой переменной вплоть до нуля. Однако эту возможность нельзя использовать в связи с тем, что относительная ошибка регулирования Δx_{max*} , как это следует из рассмотрения рис. 5.2, по мере снижения x_{cp} непрерывно увеличивается. Показанное на рис. 5.2 значение $x_{cp\ min}$ принято минимально допустимым по условиям точности регулирования, так как ему при заданном значении допустимой относительной ошибки $\Delta x_{доп*}$ соответствует соотношение

$$\Delta x_{max 2*} = \Delta x_{max 2} / x_{cp, min} \leq \Delta x_{доп*}.$$

Заданный диапазон регулирования и необходимая при этом точность регулирования отдельных координат являются важными исходными данными при проектировании конкретных электроприводов.

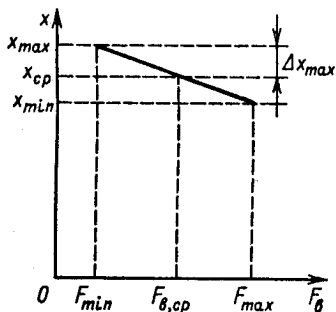


Рис. 5.1. К определению понятия точности регулирования

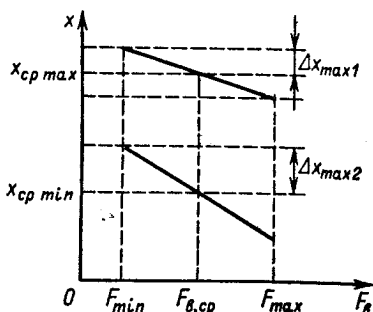


Рис. 5.2. К определению понятия диапазона регулирования

Плавность регулирования характеризует число дискретных значений регулируемого параметра, реализуемых при данном способе регулирования в диапазоне регулирования. Ее можно оценить коэффициентом плавности

$$k_{пл} = x_i / (x_i - x_{i-1}),$$

где x_i и x_{i-1} — значения переменных на соседних ступенях регулирования.

Чем выше число реализуемых ступеней регулирования, тем выше плавность. Оценка плавности — чисто технический показатель, связанный с условиями управления регулируемой переменной. Если управление связано с переключениями в силовой цепи системы электропривода, возможное число ступеней регулирования ограничивается приемлемыми габаритами коммутирующего устройства. Чем меньше мощность цепи, в которой нужно осуществлять изменения параметра, тем выше возможная плавность.

При проектировании необходимая плавность регулирования координаты обычно указывается в качестве одного из технологических требований к электроприводу.

При рассмотрении переходных процессов в разомкнутых системах уже отмечалось, что динамические качества электропривода во многих случаях определяют производительность промышленной установки, износ механического оборудования, качество продукции и т. п. Соответственно важное значение имеют динамические показатели регулируемого электропривода: быстрдействие, перерегулирование и колебательность.

Быстрдействие определяет быстроту реакции электропривода на изменения воздействий. Главным показателем быстрдействия, непосредственно влияющим на производительность ряда механизмов, является время пуска t_n и торможения t_t электропривода.

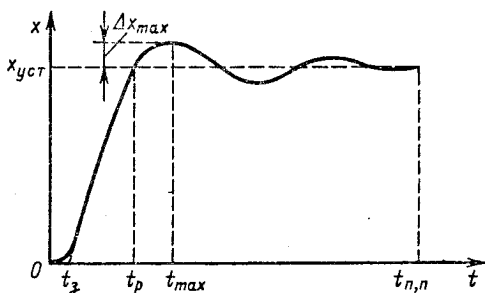


Рис. 5.3. Динамические показатели качества регулирования

При автоматическом регулировании координат быстродействие характеризуют показателями переходного процесса обработки скачка задания. На рис. 5.3 показан примерный вид такого процесса и указаны показатели быстродействия: время регулирования t_p , за которое переменная первый раз достигает установившегося значения $x_{уст}$; время первого максимума t_{max} ; общее время переходного процесса $t_{п.п}$ за которое затухают все его свободные составляющие.

Перерегулирование представляет собой динамическую ошибку и характеризуется максимальным отклонением от $x_{уст}$ при t_{max} . Как правило, перерегулирование выражают в относительных единицах:

$$\Delta x_{1max} = \Delta x_{1max} / x_{уст},$$

или в процентах $x_{уст}$. Очевидно, этот динамический показатель должен учитываться при определении динамической точности обработки электроприводом заданных значений координаты.

Колебательность электропривода является фактором, влияющим на точность, динамические нагрузки и качество технологического процесса. Ее общим показателем могут служить значения логарифмических декрементов, соответствующие комплексно-сопряженным корням характеристического уравнения системы. В гл. 4 наименьшее значение из соответствующих системе значений логарифмического декремента уже использовалось для оценки колебательности электромеханических систем. Там же в качестве оценки колебательности был рассмотрен коэффициент затухания.

Важным показателем регулируемого электропривода является его *экономичность*. Применение регулируемого электропривода связано с определенными дополнительными первоначальными затратами и эксплуатационными расходами, которые должны окупаться повышением производительности и надежности работы установки, а также улучшением качества продукции. Экономическая эффективность регулируемого электропривода в каждом конкретном случае должна определяться технико-экономическим расчетом, учитывающим все указанные факторы. При сравнении различных способов регулирования ориентировочное суждение о капитальных затратах можно составить, оценивая массогабаритные показатели дополнительного оборудования по его установленной мощности, а эксплуатационные затраты на электроэнергию — КПД, характеризующим потери энергии, и $\cos \phi$, характеризующим реактивную мощность при регулировании.

Для регулируемых электроприводов с вентильными преоб-

разователями, которые вносят искажения в форму потребляемого из сети тока, важным энергетическим показателем служит коэффициент мощности:

$$k_M = k_{II} \cos \varphi_1,$$

где φ_1 — сдвиг по фазе между первой гармоникой потребляемого тока и напряжением сети; k_{II} — коэффициент искажений, характеризующий отношение эффективного значения первой гармоники тока к эффективному значению реальной кривой потребляемого тока, содержащей высшие гармонические.

5.3. Система генератор-двигатель

При рассмотрении свойств электромеханического преобразователя постоянного тока с независимым возбуждением было установлено, что наиболее широкие и благоприятные возможности управления процессами электромеханического преобразования энергии обеспечиваются изменением приложенного к якорной цепи двигателя напряжения u_d . Для того чтобы изменять подведенное к якору напряжение, используют различного вида управляемые преобразователи. До сравнительно недавнего времени для этой цели преимущественно применялись электромашинные преобразователи — генераторы постоянного тока, а основной системой регулируемого электропривода была система Г — Д. В настоящее время в связи с развитием вентильных преобразователей ее применение сокращается, однако она продолжает успешно применяться во многих ответственных промышленных установках.

Принципиальная схема системы Г — Д представлена на рис. 5.4, а. Электромашинный преобразовательный агрегат состоит из приводного двигателя ПД, который приводит во вращение со скоростью ω , генератор постоянного тока Г. К выводам якоря генератора подключен якорь двигателя Д, который приводит во вращение со скоростью ω исполнительный механизм ИМ. Обмотка возбуждения генератора ОВГ для управления ЭДС генератора E_g подключена к выходу возбудителя ТВ. При необходимости управления полем двигателя Д его обмотка возбуждения ОВД может быть также снабжена индивидуальным управляемым возбудителем. На рисунке для выявления свойств собственно системы Г — Д обмотка возбуждения двигателя показана включенной на номинальное напряжение возбуждения $U_{в,ном}$ и принимается, что поток двигателя $\Phi = \Phi_{ном} = const$.

Характеристики основных элементов системы Г — Д для наглядности показаны на том же рисунке в непосредственной

близости от соответствующих элементов. Рассмотрим с их помощью особенности системы Г — Д как объекта управления.

В качестве приводных двигателей ПД применяются либо асинхронные, либо синхронные двигатели (на рис. 5.4, а для случая использования синхронного двигателя штриховой линией показана цепь питания его отмотки возбуждения, ток которой $I_{в,с}$, а напряжение питания $U_{в,с}$). Механическая характеристика 1 (рис. 5.4, б) асинхронного двигателя ПД обладает конечной статической жесткостью. Поэтому при изменении нагрузки на валу, создаваемой генератором Г при работе электропривода, скорость преобразовательного агрегата в небольших пределах изменяется ($\omega_r = var$).

При использовании синхронного двигателя его скорость в статических режимах работы при разных нагрузках генератора остается неизменной ($\omega_r = const$, прямая 2 на рис. 5.4, б). Однако и в этом случае в динамических процессах скорость

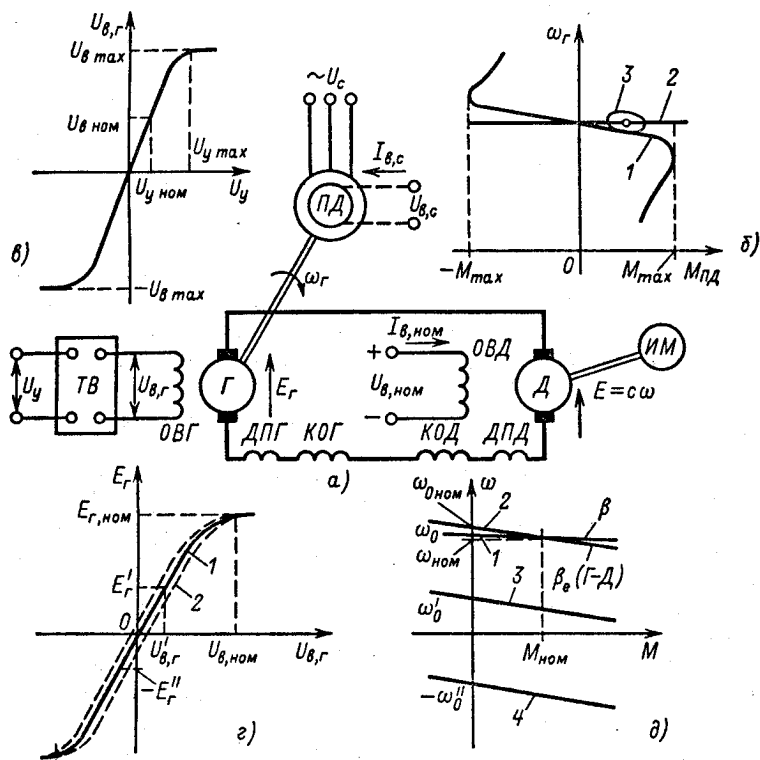


Рис. 5.4. Схема (а) и характеристики (б — д) системы Г — Д

агрегата изменяется из-за ограниченной динамической жесткости механической характеристики синхронного двигателя $\beta_{\text{дин}}$. В качестве примера на рис. 5.4, б показана динамическая механическая характеристика β для случая установившихся колебаний нагрузки. Эта характеристика показывает, что и при синхронном двигателе в динамических процессах скорость агрегата может изменяться в небольших пределах относительно синхронной скорости двигателя ($\omega_r \neq \omega_{r0}$).

Изменения скорости генератора приводят к изменению его ЭДС, следовательно влияют на работу электропривода. В частности, при асинхронном ПД с ростом нагрузки электропривода в двигательном режиме возрастает тормозной момент генератора и в соответствии с кривой 1 на рис. 5.4, в скорость ω_r и ЭДС генератора $E_r = k_1 \Phi_r \omega_r$ постепенно снижаются, что сказывается на скорости двигателя. В мощных электроприводах, для которых и применяется система Г — Д, это снижение составляет 1,5–2% и вызывает примерно такое же снижение скорости электропривода ω в дополнение к другим факторам.

Преимуществами асинхронного приводного двигателя являются его меньшая колебательность, большая простота и надежность. Однако следует учитывать, что благодаря возбуждению постоянным током синхронный двигатель менее критичен к колебаниям напряжения сети, особенно при наличии системы автоматического регулирования тока возбуждения.

Номинальная мощность возбуждения мощных генераторов постоянного тока $P_{\text{в.ном}} = U_{\text{в.ном}} I_{\text{в.ном}}$ достигает 0,5–1% номинальной мощности генератора, т. е. составляет киловатты и десятки киловатт. Для осуществления автоматического регулирования коэффициент усиления системы Г — Д по мощности недостаточен, поэтому в цепь возбуждения генератора вводятся усилители мощности.

До недавнего времени для этой цели использовались электромашинные и позже магнитные усилители. Последние еще находят применение в ряде серийных электроприводов, выпускаемых в настоящее время. Однако основным видом возбудителей в современных системах Г — Д являются тиристорные и транзисторные преобразователи, обладающие весьма высоким быстродействием и коэффициентом усиления по мощности, составляющим сотни тысяч. Примерная характеристика тиристорного возбудителя $U_{\text{в.т}} = f(U_{\text{в}})$ представлена на рис. 5.4, в. При линейной зависимости угла регулирования от $U_{\text{в}}$ ее рабочий участок составляет часть синусоиды, при арккосинусоидальной он линеен. При дальнейшем рассмотрении эта кривая и в первом случае линеаризуется без большой

погрешности. С учетом небольшого запаздывания и малых постоянных времени фильтров ($T_{\Sigma} = T_{r,в}$) динамические процессы тиристорного возбудителя ТВ при этом описываются уравнением

$$k_{т,в} U_y = (1 + T_{т,в} p) U_{в,г}, \quad (5.4)$$

где $k_{т,в} = U_{в,г}/U_y$ — коэффициент усиления тиристорного возбудителя по напряжению.

Следует заметить, что основным видом тиристорного возбудителя в настоящее время является преобразователь с раздельным управлением, в характеристике которого в зоне прерывистых токов проявляется неоднозначность. Однако в связи с большой постоянной времени нагрузки это влияние незначительно и здесь не учтено.

Основной элемент энергетической части системы управления — генератор Г — также обладает нелинейной и неоднозначной характеристикой $E_r = f(U_{в,г})$ при $\omega_r = \text{const}$, которая представлена на рис. 5.4, 2 кривой 1, линейной на основной части при ненасыщенной магнитной цепи. Вследствие гистерезиса в ней проявляется существенная неоднозначность (кривая 2). Учет гистерезиса усложняет анализ динамических процессов, так как каждым изменениям возбуждения соответствуют частные петли гистерезиса, лежащие внутри предельной петли 2, соответствующей циклам перемагничивания от $+E_{r,ном}$ до $-E_{r,ном}$ и обратно. Для выявления основных динамических свойств системы Г — Д гистерезисом можно пренебречь и для линейного участка характеристики 1 записать

$$k_r U_{в,г} = (1 + T_r p) e_r, \quad (5.5)$$

где $k_r = E_r/U_{в,г}$ при $\omega_r = \text{const}$; $T_r = L_{в,г}/R_{в,г}$ — постоянная времени генератора.

Уравнение механической характеристики электропривода, управляемого по системе Г — Д, получим с помощью уравнения электрического равновесия для якорной цепи машин:

$$e_r - e = i_{я} R_{я\Sigma} + L_{я\Sigma} \frac{di_{я}}{dt}, \quad (5.6)$$

где $R_{я\Sigma} = R_{я\Sigma_{дв}} + R_{я\Sigma_{г}}$ — суммарное сопротивление якорной цепи в системе Г — Д (рис. 5.4, а);

$$R_{я\Sigma_{дв}} = R_{я,дв} + R_{дпд} + R_{код}; \quad R_{я\Sigma_{г}} = R_{я,г} + R_{дпг} + R_{ког};$$

$L_{я\Sigma} = L_{я\Sigma_{дв}} + L_{я\Sigma_{г}}$ — суммарная индуктивность якорной цепи в системе Г — Д;

$$L_{я\Sigma_{дв}} = L_{я,дв} + L_{дпд} + L_{код}; \quad L_{я\Sigma_{г}} = L_{я,г} + L_{дпг} + L_{ког}.$$

Уравнение (5.6) можно представить в виде

$$c(\omega_0 - \omega) = R_{я\Sigma}(1 + T_{яp})i_{я}, \quad (5.7)$$

где $c = k\Phi_{ном}$ — коэффициент ЭДС двигателя; $\omega_0 = e_r/c$ — скорость идеального холостого хода в системе Г — Д; $T_{я} = L_{я\Sigma}/R_{я\Sigma}$.

Заменив в (5.7) $i_{я}$ на $M = ci_{я}$, получим уравнение механической характеристики в системе Г — Д:

$$(1 + T_{яp})M = \beta_c(\omega_0 - \omega), \quad (5.8)$$

где $\beta_c = c^2/R_{я\Sigma}$ — модуль статической жесткости механической характеристики в системе Г — Д.

Сравнивая (5.8) с (3.41), можно установить их полную аналогию по форме. При принятых допущениях механические характеристики двигателя при питании от сети и от индивидуального генератора отличаются только значениями $R_{я\Sigma}$ и $L_{я\Sigma}$, если в качестве управляющего воздействия рассматривать не напряжение $u_{я}$, а ЭДС генератора e_r .

На рис. 5.4, д представлена естественная механическая характеристика двигателя при питании от сети (прямая 1) и естественная характеристика в системе Г — Д (прямая 2). Так как генератор имеет примерно ту же мощность, что и двигатель, то $R_{я\Sigma дв} \approx R_{я\Sigma г}$. Соответственно модуль жесткости в системе Г — Д примерно в 2 раза меньше, чем модуль жесткости β при бесконечно мощной сети ($R_{я\Sigma} \approx 2R_{я\Sigma дв}$).

Характеристика 2 соответствует такой ЭДС генератора $E_r = E_{г, ном}$, при которой двигатель работает в номинальном режиме при $M = M_{ном}$, $\omega = \omega_{ном}$.

Это значение E_1 больше, чем номинальное напряжение двигателя:

$$E_{г, ном} = c\omega_{ном} + I_{ном}R_{я\Sigma дв} + I_{ном}R_{я\Sigma г} = U_{ном} + I_{ном}R_{я\Sigma г}. \quad (5.9)$$

Как следствие, в разомкнутой системе Г — Д скорость идеального холостого хода $\omega_{0 ном} = E_{г, ном}/c$ больше, чем $\omega_0 = U_{ном}/c$ при питании от сети.

Изменением ЭДС генератора E_r в системе Г — Д обеспечивается непрерывное плавное управление моментом и скоростью электропривода во всех четырех квадрантах координат механической характеристики при неизменной жесткости $\beta_c = \text{const}$.

В качестве примера на рис. 5.4, д показаны две искусственные характеристики 3 и 4, соответствующие значениям $E_r = E'_r = \text{const}$ и $E_r = -E''_r = \text{const}$ на рис. 5.4, з.

С помощью уравнений (5.4)–(5.6) и уравнения движения электропривода при $c_{12} = \infty$ в виде

$$i_a - \frac{M_c}{c} = \frac{c T_M}{R_{я\Sigma}} p \omega$$

на рис. 5.5,а построена структурная схема системы Г–Д. Сравнивая эту схему со схемой на рис. 4.7, можно установить, что динамические свойства системы Г–Д по отношению к управляющему воздействию e_r аналогичны рассмотренным в гл. 4. Колебательность электропривода определяется соотношением постоянных времени $m = T_M/T_{я}$, а характер изменения скорости в переходных процессах задается законом изменения $e_r = f(t)$ аналогично тому, как это было рассмотрено в § 4.9 при $u_a = f(t)$.

Опираясь на проведенный выше анализ, можно сделать вывод, что если изменять напряжение u_y по закону, обеспечивающему линейное нарастание ЭДС генератора $e_r = bt$, то в системе Г–Д $\omega_0 = (b/c)t = \varepsilon_0 t$ и зависимости момента $M(t)$ и скорости $\omega(t)$ будут иметь при прочих равных условиях тот же характер, что и на рис. 4.30.

Отличием структуры системы Г–Д от рассмотренной выше структуры разомкнутой системы является наличие в цепи формирования управляющего воздействия двух инерционных звеньев с постоянными $T_{т,в}$ и T_r . Постоянная времени $T_{т,в}$ при полупроводниковой системе импульсно-фазового управления тиристорным возбудителем весьма мала: $T_{т,в} = 0,01$ с. Постоянная времени цепи возбуждения генератора T_r , напротив, весьма велика: $T_r = 1 \div 3$ с. Поэтому во многих случаях можно без заметной погрешности принять $T_{т,в} \approx 0$ и, обозначив $k'_r = k_{т,в} k_r / c$, представить структурную схему системы Г–Д, как показано на рис. 5.5,б. Рассматривая эту схему, можно

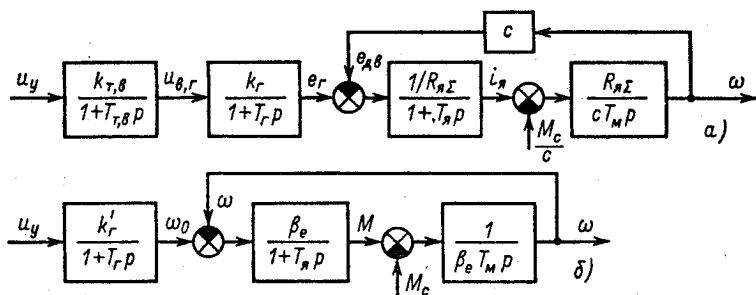


Рис. 5.5. Структурные схемы разомкнутой системы Г–Д

заключить, что при изменении управляющего воздействия u , скачком ЭДС генератора и скорость ω_0 в системе Г – Д изменяются по закону, определяемому переходной функцией инерционного звена с постоянной T_r :

$$\omega_0 = U_y k_r (1 - e^{-t/T_r}). \quad (5.10)$$

Процессы в электромеханической системе с линейной механической характеристикой при изменении ω_0 по закону (5.10) были рассмотрены также в § 4.9 и полностью характеризуют процессы в системе Г – Д при скачке управляющего воздействия. Из (5.10) можно определить начальный темп нарастания управляющего воздействия:

$$\varepsilon_{0 \text{ нач}} = (d\omega_0/dt)_{\text{нач}} = U_y k_r / T_r. \quad (5.11)$$

При данной T_r он определяется приложенным к обмотке возбуждения генератора напряжением $U_{в,г} = k_{т,в} U_y$ и достигает наибольшего значения при $U_{в,г \text{ max}} = k_{т,в} U_{y \text{ max}}$ (см. рис. 5.4, в). Для получения требуемого времени нарастания ЭДС генератора до номинального значения t_b необходимо форсировать процессы возбуждения путем повышения приложенного напряжения. Требуемый коэффициент форсирования $\alpha = U_{в,г \text{ max}} / U_{в,ном}$ определяется из соотношения

$$\alpha_{\text{тр}} = 1 / (1 - e^{-t_b/T_r}). \quad (5.12)$$

Зависимость $\alpha_{\text{тр}} = f(t_b/T_r)$ представлена на рис. 5.6. Так как при малых $T_M \ll T_r$ $t_b \approx t_n$, где t_n – требуемое время пуска, анализируя (5.12) и рис. 5.6, можно заключить, что в системе Г – Д теоретически достижимо любое малое время пуска, однако при весьма больших коэффициентах форсирования $\alpha_{\text{тр}}$. Так как требуемая мощность возбудителя

$$P_{в,тр} = \alpha_{\text{тр}} U_{в,ном} I_{в,ном} = \alpha_{\text{тр}} P_{в,ном} \quad (5.13)$$

пропорциональна коэффициенту форсирования, реальное быстроедействие в системе Г – Д ограничивается разумной степенью увеличения мощности возбудителя. При использовании электромашинных и магнитных возбудителей допустимые по этим соображениям значения $\alpha_{\text{max}} \leq 4$. При тиристорном возбуждении в ряде случаев используют в 1,5 – 2 раза большие значения форсировок, что объясняется более высокими техни-

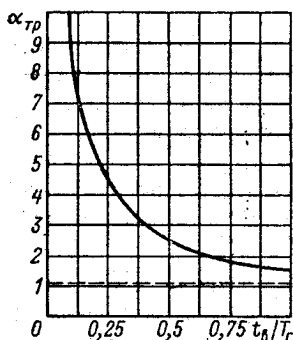


Рис. 5.6. Требуемые значения коэффициента форсировки $\alpha = f(t_b/T_r)$

ческими показателями тиристорных и транзисторных возбуждителей.

В заключение оценим экономичность системы Г — Д. Масштабные и энергетические показатели ее определяются необходимостью присущего этой системе трехкратного электромеханического преобразования энергии в трех входящих в систему электрических машинах: ПД, Г и Д. Как следствие, установленная мощность машин привода возрастает втрое, и благоприятные регулировочные возможности достигаются ценой существенных дополнительных затрат дефицитной меди, высококачественной стали и труда. Установка вращающегося преобразовательного агрегата требует сооружения специального фундамента, центровки агрегата, тщательной настройки коммутации тока коллектором генератора. Хотя регулирование путем изменения напряжения на якоре не вызывает дополнительных потерь в двигателе Д, преобразование энергии двигателем ПД и генератором Г сопровождается ее потерями и общий КПД системы Г — Д снижается:

$$\eta_{Г-Д} = \eta_{дв} \eta_{Г} \eta_{ПД},$$

где $\eta_{дв}$, $\eta_{Г}$, $\eta_{ПД}$ — соответственно КПД электрических машин Д, Г и ПД.

Достоинствами системы Г — Д являются отсутствие искажений потребляемого из сети тока и относительно небольшое потребление реактивной мощности даже при асинхронном ПД. При применении синхронного двигателя в преобразовательном агрегате путем регулирования тока возбуждения можно обеспечить работу электропривода с $\cos \varphi = 1$ или с опережающим $\cos \varphi$ для компенсации реактивной мощности, потребляемой другими установками.

В эксплуатации вращающийся преобразовательный агрегат, особенно его подшипники и коллектор генератора, требуют внимания и ухода. При надлежащем уходе система Г — Д хорошо зарекомендовала себя в условиях эксплуатации.

Пример 5.1. Определить коэффициент форсирования, требуемый для пуска двигателя в системе Г — Д за время $t_n = 0,8$ с, выбрать тиристорный возбудитель и вычислить максимальное значение тока в процессе пуска с $U_B = \alpha_{тр} U_{в,ном} = \text{const}$ при $M_c = 0,5 M_{ном}$.

Двигатель: номинальное напряжение $U_{ном} = 440$ В; номинальная скорость $\omega_{ном} = 68$ 1/с; номинальный ток $I_{ном} = 1100$ А; $R_{я\Sigma дв} = 0,022$ Ом; коэффициент ЭДС $c = 6,1$ В · с; суммарный приведенный момент инерции электропривода $J_{\Sigma} = 86,5$ кг · м².

Генератор: номинальное напряжение $U_{Г,ном} = 460$ В; номинальный ток $I_{Г,ном} = 1200$ А; $R_{я\Sigma Г} = 0,031$ Ом; $R_{в,Г} = 0,69$ Ом; $I_{в,ном} = 72$ А; $T_r = 2,3$ с.

Все сопротивления обмоток машин даны для нагретого состояния. Суммарное сопротивление якорной цепи системы Г — Д

$$R_{я\Sigma} = 1,1(R_{я\Sigma Г} + R_{я\Sigma ДВ}) = 1,1(0,031 + 0,023) = 0,0585 \text{ Ом.}$$

Здесь коэффициент 1,1 учитывает сопротивление соединительных проводов, кабелей и шин.

Номинальная ЭДС генератора, соответствующая номинальному режиму работы двигателя,

$$E_{Г, \text{ном}} = c\omega_{\text{ном}} + I_{\text{ном}} R_{я\Sigma} = 6,1 \cdot 68 + 1100 \cdot 0,0585 = 479 \text{ В.}$$

Номинальное напряжение возбуждения генератора

$$U_{В, \text{ном}} = I_{В, \text{ном}} R_{В, Г} = 72 \cdot 0,69 = 50 \text{ В.}$$

Пренебрегая насыщением магнитной цепи генератора, определим коэффициент $k_{Г}$:

$$k_{Г} \approx E_{Г, \text{ном}} / U_{В, \text{ном}} = 479 / 50 = 9,58.$$

Модуль жесткости естественной механической характеристики в системе Г — Д

$$\beta_e = c^2 / R_{я\Sigma} = 6,1^2 / 0,0585 = 636 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Электромеханическая постоянная времени

$$T_M = J_{\Sigma} / \beta_e = 86,5 / 636 = 0,136 \text{ с.}$$

Требуемое время возбуждения генератора

$$t_{в} \approx t_{п} - 2T_M = 0,8 - 2 \cdot 0,136 = 0,528 \text{ с.}$$

Требуемый коэффициент форсирования по формуле (5.12)

$$\alpha_{\text{ТР}} = \frac{1}{1 - e^{-0,528/2,3}} = 4,75.$$

Требуемое номинальное напряжение тиристорного возбудителя

$$U_{Т, В, \text{ном}} = 50 \cdot 4,75 = 237 \text{ В.}$$

По каталогу должен быть выбран тиристорный преобразователь с номинальным напряжением $U_{Т, В, \text{ном}} \geq 237 \text{ В}$ и номинальным током $I_{Т, В, \text{ном}} \geq 72 \text{ А}$.

Максимум тока якорной цепи при пуске вычисляется по формуле (4.85) с учетом $\alpha = \alpha_{\text{ТР}}$:

$$\begin{aligned} I_{п \text{ max}} &= \frac{k_{Г} U_{В, \text{ном}}}{\omega_0 R_{я\Sigma}} (\alpha_{\text{ТР}} \omega_0 - \Delta \omega_c) \left(\frac{T_M}{T_r} \right)^{\frac{T_r}{T_r - T_M}} + I_c = \\ &= \frac{9,55 \cdot 50}{78,5 \cdot 0,0585} (4,75 \cdot 78,5 - 5,29) \left(\frac{0,136}{2,3} \right)^{\frac{2,3}{2,16}} + 550 = 1820 + \\ &\quad + 550 = 2370 \text{ А,} \end{aligned}$$

где $\omega_0 = E_{Г, \text{ном}} / c = 479 / 6,1 = 78,5 \text{ 1/с}$; $I_c = 0,5 M_{\text{ном}} / c = 0,5 \cdot I_{\text{ном}} = 550 \text{ А}$; $\Delta \omega_c = I_c R_{я\Sigma} / c = 550 \cdot 0,0585 / 6,1 = 5,29 \text{ 1/с}$.

5.4. Система тиристорный преобразователь-двигатель

В силу отмеченных выше недостатков электромашинного преобразовательного агрегата на всех этапах развития электропривода много внимания уделялось поиску возможностей замены электромашинных преобразователей статическими вентильными преобразователями. В свое время получила некоторое распространение система управляемый ртутный выпрямитель — двигатель (УРВ — Д). Однако особенности ртутных вентилях — значительное падение напряжения в дуге, большие габариты, сложность эксплуатации, значительная мощность и несовершенство системы сеточного управления — не позволили этой системе успешно конкурировать с системой Г — Д. Эта задача получила успешное решение только после создания полупроводниковых кремниевых вентилях и совершенных систем импульсно-фазового (СИФУ) управления на базе микроэлектроники, которые позволили разработать тиристорные преобразователи с высокими техническими показателями.

Схема системы ТП — Д представлена на рис. 5.7, а. Двигатель постоянного тока Д получает питание от тиристорного

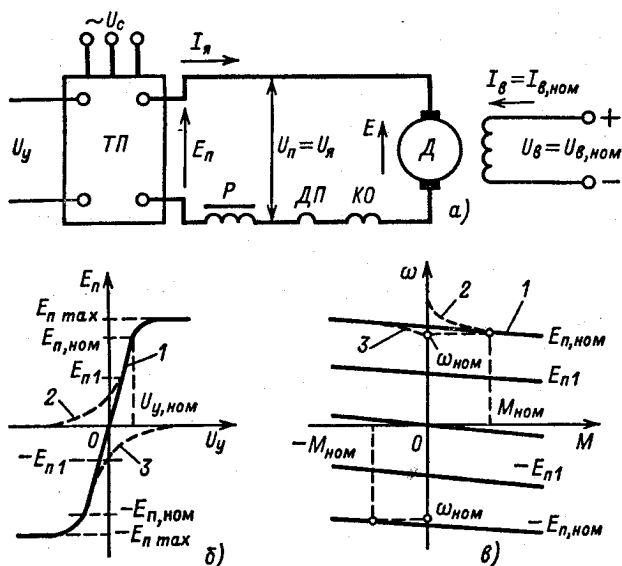


Рис. 5.7. Схема (а) и характеристики (б, в) системы ТП — Д

преобразователя ТП, который преобразует напряжение сети переменного тока U_c в выпрямленное напряжение U_y , приложенное к цепи якоря двигателя. Для сглаживания пульсаций тока в цепь якоря введен сглаживающий реактор P . Выпрямленное напряжение U_y зависит от угла регулирования α , противо-ЭДС нагрузки, тока нагрузки, падений напряжения на элементах силовой цепи преобразователя, и внешние характеристики преобразователя $U_{T,п} = U_y = f(I_y, E)$ при $\alpha = \text{const}$ имеют сложный нелинейный вид.

Внешняя характеристика тиристорного преобразователя близка к линейной только при непрерывном токе нагрузки. При этом процессы в цепи выпрямленного тока определяются средними значениями напряжения и тока, что позволяет без большой погрешности представить преобразователь в качестве источника питания с ЭДС E_n и эквивалентным внутренним сопротивлением $R_{n, экв}$. Значения E_n в этом режиме однозначно определяются углом регулирования α и при линейной характеристике СИФУ зависимость $E_n = f(U_y)$ показана на рис. 5.7, б (кривая 1). При замене реальной характеристики линеаризованной как динамическое звено системы электропривода тиристорный преобразователь в режиме непрерывного тока описывается уравнением

$$k_{ny} = (1 + T_n p) e_n, \quad (5.14)$$

где $k_n = E_n/U_y = \text{const}$; T_n — малая постоянная, учитывающая дискретность, запаздывание и наличие фильтров в системе фазо-импульсного управления.

Уравнение электрического равновесия для якорной цепи, записанное в операторной форме, в этом режиме аналогично (5.7) для системы Г — Д:

$$e_n - e = R_{я\Sigma}(1 + T_я p) i_я, \quad (5.15)$$

где $R_{я\Sigma} = R_{n, экв} + R_{я\Sigma дв}$ — суммарное сопротивление якорной цепи ТП — Д; $R_{n, экв} = R_k + R_T + R_P + R_{в, ср}$ — эквивалентное сопротивление преобразователя; $R_k = m x_T / 2\pi$ — сопротивление, учитывающее снижение выпрямленного напряжения из-за процессов коммутации токов вентилями преобразователя; R_T, x_T — приведенные ко вторичной цепи активное и индуктивное сопротивления рассеяния фазы трансформатора; m — число фаз выпрямления; R_P — сопротивление обмотки сглаживающего реактора P ; $R_{в, ср}$ — усредненное сопротивление n вентилях, по которым протекает ток $I_{ном}$: $R_{в, ср} = n \Delta U_v / I_{ном}$; ΔU_v — падение напряжения на одном вентиле; $T_я = L_{я\Sigma} / R_{я\Sigma}$ — постоянная времени цепи якоря; $L_{я\Sigma} = L_{я\Sigma дв} + L_P$ — суммарная индуктивность якорной цепи.

С помощью (5.15) при $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$ получим уравнение механической характеристики:

$$(1 + T_{\text{я}}p)M = \beta_c(\omega_0 - \omega), \quad (5.16)$$

где $\omega_0 = e_n/c$; $\beta_c = c^2/R_{\text{я}\Sigma}$.

Следовательно, в режиме непрерывного тока механические характеристики электропривода в системе ТП — Д при принятых допущениях аналогичны системе Г — Д. Статические характеристики, соответствующие (5.16) при $p = 0$, показаны на рис. 5.7, в.

Реальные статические механические характеристики могут отличаться от представленных на рис. 5.7, в. Если в системе используется реверсивный тиристорный преобразователь с совместным согласованным управлением комплектами клапанов, характеристики могут несколько отличаться в зоне перехода от двигательного режима к режиму рекуперации вследствие неточности согласования характеристик управления комплектами клапанов (при $U_y = 0$ $\alpha > 90^\circ$).

При раздельном управлении комплектами клапанов в области малых нагрузок ток становится прерывистым, и это существенно меняет характеристики. При $U_y = 0$ и $\alpha = 90^\circ$ среднее значение E_n становится не равным нулю и увеличивается по мере уменьшения интервала проводимости. Для $I_{\text{я}} = 0$ зависимость $E_n = f(U_y)$ при $\omega = 0$ приобретает вид кривых 2 и 3. В зоне прерывистых токов искажаются и механические характеристики, как показано на рис. 5.7, в для естественной характеристики 1 штриховыми линиями 2 и 3.

Наиболее существенные особенности в систему ТП — Д вносит использование неререверсивного тиристорного преобразователя. При этом система является неполноуправляемой, ток якоря может протекать только в одном направлении. Соответственно механические характеристики во втором и третьем квадрантах не существуют.

Учет особенностей, вносимых различными тиристорными преобразователями, при проектировании электропривода имеет важное практическое значение. Ему уделяется главное внимание в курсе «Системы управления электроприводами» при изучении свойств и методов построения и расчета различных систем ТП — Д. В данном курсе для выявления общих закономерностей регулируемого электропривода предполагается работа системы ТП — Д при непрерывном токе и используются уравнения (5.14) — (5.16).

Структурные схемы системы ТП — Д, соответствующие этим уравнениям и уравнению движения электропривода при жестких механических связях, представлены на рис. 5.8, а и б.

При составлении схемы на рис. 5.8,б уравнение (5.14) представлено в виде

$$k'_n u_y = (1 + T_n p) \omega_0,$$

где $k'_n = k_n/c$.

Система ТП – Д отличается весьма высоким быстродействием преобразователя. Постоянная времени T_n при полупроводниковой СИФУ не превосходит 0,01 с. Соответственно возможности создания быстродействующих электроприводов при переходе к системе ТП – Д существенно расширяются.

Оценим экономичность системы ТП – Д в сравнении с системой Г – Д. При использовании неререверсивного преобразователя установленная мощность системы ТП – Д составляет $2P_{дв}$, т. е. меньше, чем для системы Г – Д. Однако при этом система ТП – Д имеет ограниченные технические возможности. В сравнимом варианте использования реверсивного преобразователя установленные мощности систем ТП – Д и Г – Д примерно одинаковы. Однако преимущества статического преобразователя перед вращающимся при этом говорят в пользу системы ТП – Д.

Важным достоинством системы ТП – Д является ее высокий КПД. Потери энергии в тиристорах при протекании номинального тока составляют 1–2% номинальной мощности привода. Поэтому даже с учетом потерь в реакторе и трансформаторе КПД преобразователя при мощности, составляющей десятки киловатт, достаточно высок.

Недостатками тиристорного преобразователя являются изменяющийся в широких пределах $\cos \phi$, равный примерно $\cos \alpha$, и значительные искажения формы потребляемого из сети тока. Для повышения коэффициента мощности применяют регулируемые фильтрокомпенсирующие устройства. Однако введение

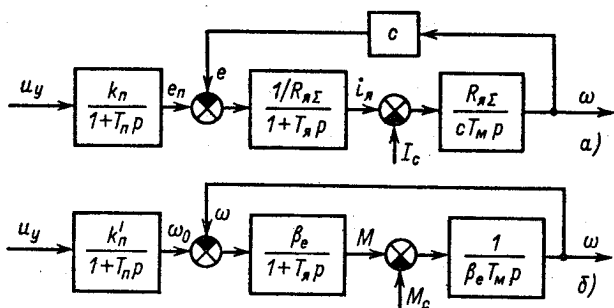


Рис. 5.8. Структурные схемы системы ТП – Д

этих устройств ухудшает в 1,5–2 раза массогабаритные показатели системы ТП–Д и увеличивает ее стоимость.

Пример 5.2. Для режима непрерывного тока определить параметры структурной схемы (рис. 5.8, а и б) электропривода по системе ТП–Д и оценить колебательность разомкнутой электромеханической системы при $c_{12} = \infty$.

Тиристорный преобразователь: $U_{d\text{ном}} = 220$ В; $U_{y,\text{ном}} = 10$ В; номинальное фазное напряжение трансформатора $U_{2\text{ном}} = 220$ В; номинальный ток фазы трансформатора $I_{2\text{ном}} = 27$ А; напряжение короткого замыкания $u_k \% = 5,5$ %; $R_T = 0,02$ Ом; $m = 3$; $n = 1$ (преобразователь выполнен по трехфазной нулевой схеме выпрямления); $\Delta U_B = 2$ В; $T_{\pi} = 0,01$ с.

Двигатель: $U_{\text{ном}} = 220$ В; $I_{\text{ном}} = 35$ А; $c = 2,6$ В·с; $R_{\Sigma\text{дв}} = 0,57$ Ом; $L_{\Sigma\text{дв}} = 0,0114$ Гн; $J_{\Sigma} = 0,41$ кг·м².

Сглаживающий реактор: $L_p = 0,048$ Гн; $R_p = 0,065$ Ом.

Значения всех сопротивлений указаны для нагретого состояния обмоток.

Реактивное сопротивление фазы трансформатора

$$x_T = \frac{U_{2\text{ном}} u_k \%}{100 I_{2\text{ном}}} = \frac{220 \cdot 5,5}{100 \cdot 27} = 0,45 \text{ Ом.}$$

Суммарное сопротивление якорной цепи

$$\begin{aligned} R_{\Sigma} &= 1,1 \left(\frac{m x_T}{2\pi} + R_T + R_p + \frac{n \Delta U_B}{I_{\text{ном}}} + R_{\Sigma\text{дв}} \right) = \\ &= 1,1 \left(\frac{3 \cdot 0,45}{2\pi} + 0,02 + 0,065 + \frac{1 \cdot 2}{35} + 0,57 \right) = 1,02 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Модуль жесткости естественной механической характеристики в системе ТП–Д

$$\beta_c = c^2 / R_{\Sigma} = 2,6^2 / 1,02 = 6,7 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с.}$$

Суммарная индуктивность якорной цепи

$$L_{\Sigma} = L_p + L_{\Sigma\text{дв}} = 0,048 + 0,0114 = 0,0594 \text{ Гн.}$$

Электромеханическая постоянная времени

$$T_M = J_{\Sigma} / \beta_c = 0,41 / 6,7 = 0,061 \text{ с.}$$

Электромагнитная постоянная времени

$$T_{\Sigma} = L_{\Sigma} / R_{\Sigma} = 0,0594 / 1,02 = 0,0583 \text{ с.}$$

Указанные в данных значения $T_{\pi} = 0,01$ с; $c = 2,6$ В·с и полученные расчетные значения R_{Σ} , T_{Σ} , T_M и β_c полностью определяют параметры структурных схем рассматриваемого электропривода.

Соотношение постоянных в разомкнутой системе

$$m = T_M / T_{\Sigma} = 0,061 / 0,0583 = 1,05.$$

$$\lambda = \frac{\pi m}{\sqrt{m - m^2/4}} = \frac{\pi \cdot 1,05}{\sqrt{1,05 - 0,275}} = 3,75.$$

Следовательно, разомкнутая электромеханическая система содержит колебательное звено с $\lambda = 3,75$.

5.5. Система преобразователь частоты — асинхронный двигатель

Наиболее простым, дешевым и надежным электрическим двигателем является асинхронный короткозамкнутый двигатель, поэтому его использование в регулируемом электроприводе представляет особый интерес. Как было установлено, возможности регулирования, аналогичные возможностям изменения напряжения на якоре двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, в асинхронном электроприводе обеспечиваются путем изменения частоты напряжения и тока статорной обмотки. Для реализации этих возможностей необходимо осуществлять питание статорной обмотки двигателя от управляемого преобразователя частоты.

Регулирование частоты представляет собой технически более сложную задачу, чем регулирование выпрямленного напряжения, так как, как правило, требует дополнительных ступеней преобразования энергии.

Наибольшее число ступеней преобразования характерно для электромашинных преобразователей частоты. Для регулирования частоты вырабатываемого синхронным генератором напряжения необходимо регулировать его скорость. Для этой цели привод генератора необходимо осуществлять либо по системе Г — Д, либо по системе ТП — Д. Электромашинный преобразователь частоты содержит соответственно два преобразовательных агрегата: асинхронный двигатель, вращающий генератор постоянного тока, и двигатель постоянного тока, вращающий синхронный генератор с регулируемой скоростью. Электропривод с таким преобразователем частоты имеет пять ступеней преобразования энергии, увеличенные примерно в 5 раз массу, габариты и стоимость (по сравнению с нерегулируемым электроприводом), ухудшенный КПД, и его использование экономически нецелесообразно.

На рис. 5.9 приведена схема вентильно-электромашинного преобразователя частоты, в котором регулирование скорости синхронного генератора производится по системе ТП — Д. Здесь вместо электромашинного агрегата, вырабатывающего

регулируемое напряжение постоянного тока, применен более экономичный тиристорный преобразователь. Однако и в этом случае преобразователь частоты содержит три ступени преобразования энергии, из них две — электромеханического преобразования. Схема непосредственного регулирования скорости по системе ТП — Д проще и дешевле, поэтому применение системы ПЧ — АД, показанной на рис. 5.9, может иметь место только в специальных установках, например в случаях, когда двигатель постоянного тока не может быть применен для привода исполнительного механизма по техническим условиям.

В § 3.11 было отмечено, что при изменении частоты необходимо регулировать напряжение или ток статорной обмотки асинхронного двигателя. В схеме на рис. 5.9 соответственно присутствуют два канала управления: канал управления частотой ($U_{y,ч}$), воздействующий на скорость синхронного генератора СГ, и канал управления напряжением, воздействующий на возбуждение СГ ($U_{y,н}$).

Канал регулирования частоты имеет структуру системы ТП — Д (рис. 5.9) и обладает значительной инерционностью, обусловленной механической инерцией преобразовательного агрегата ПД — СГ. Канал регулирования напряжения также инерционен в связи с наличием электромагнитной инерции цепи возбуждения синхронного генератора. Поэтому как объект управления представленная на рис. 5.9 система обладает неблагоприятными свойствами.

Наименьшим числом ступеней преобразования энергии обладают вентильные преобразователи частоты. Они содержат ступень преобразования переменного тока в постоянный и ступень инвертирования. Эти две ступени в самостоятельном виде присутствуют в преобразователях частоты со звеном постоянного тока. В преобразователе частоты с непосредственной связью функции выпрямления и инвертирования сов-

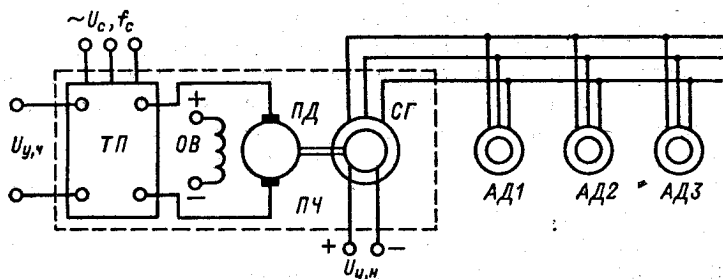


Рис. 5.9. Схема электропривода с электромеханическим преобразователем частоты

мещены в реверсивном преобразователе постоянного тока, выпрямленное напряжение или ток которого изменяются с требуемой частотой с помощью системы управления преобразователем. Как следствие, наиболее близкими к системе ТП — Д массогабаритными показателями обладает система ПЧ — АД с преобразователем с непосредственной связью, а система с преобразователями, содержащими ступень постоянного тока, уступает по этим показателям системе ТП — Д. Однако различия по мере совершенствования тиристорных преобразователей частоты постепенно сокращаются, и существенные преимущества асинхронного двигателя определяют несомненную перспективность системы ПЧ — АД.

Известно, что вентильные преобразователи частоты могут обладать либо свойствами источника напряжения, либо свойствами источника тока. В первом случае наряду со входом управления частотой $u_{y,ч}$ преобразователь имеет вход управления напряжением $u_{y,н}$ (рис. 5.10, а). В случае инвертора тока регулирование магнитного потока машины при регулировании частоты осуществляется по входу управления током $u_{y,т}$ (рис. 5.10, б).

Канал управления частотой может осуществлять либо дискретное, либо непрерывное формирование частоты напряжения и тока. При непрерывном формировании синусоидальных напряжений или токов заданной частоты его можно считать практически безынерционным. Канал управления напряжением или током воздействует на тиристорный выпрямитель, и его быстродействие может оцениваться быстродействием этого управляемого преобразователя.

Как было установлено в § 3.12, при таком управлении напряжением в схеме рис. 5.10, а или током в схеме рис. 5.10, б,

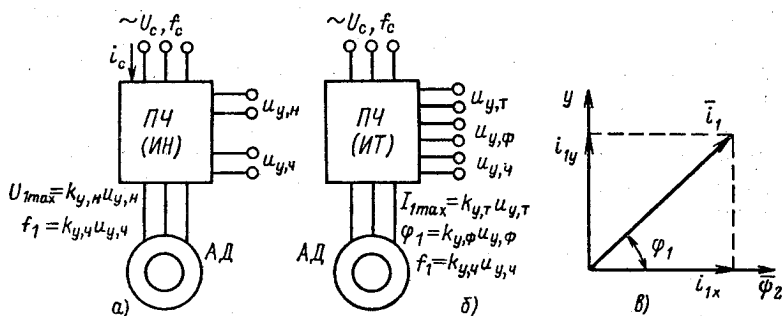


Рис. 5.10. Схемы асинхронного электропривода с преобразователями частоты (а, б) и векторная диаграмма (в)

которое обеспечивает постоянство потокосцепления $\Psi_1 = \text{const}$, или при постоянстве Ψ_μ или Ψ_2 в пределах значений абсолютного скольжения $s_a \leq s_k$ уравнение механической характеристики двигателя имеет вид

$$(1 + T_3 p) M = \beta (\omega_0 - \omega).$$

В системе ПЧ – АД (рис. 5.10)

$$\omega_0 = \frac{2\pi k_{y,ч}}{p_n} u_{y,ч}.$$

Дополнив эти уравнения уравнением движения электропривода, получим систему уравнений, которой соответствует представленная на рис. 5.11 структурная схема системы ПЧ – АД.

Параметры β и T_3 в этой структуре должны соответствовать требуемому режиму работы электромеханического преобразователя: $\Psi_1 = \text{const}$, $\Psi_\mu = \text{const}$ или $\Psi_2 = \text{const}$.

Динамические свойства системы ПЧ – АД как объекта управления менее благоприятны, чем динамические свойства регулируемых электроприводов постоянного тока, в связи с отсутствием независимого канала регулирования потока, аналогичного обмотке возбуждения двигателя с независимым возбуждением. Так, при питании от источника напряжения потокосцепления Ψ_1 , Ψ_μ и Ψ_2 сложно зависят от напряжения U_1 , частоты f_1 и абсолютного скольжения s_a .

Для поддержания потока на заданном уровне при этих условиях необходимо регулирование его либо по отклонению, либо по принципу компенсации. В последнем случае управление напряжением $u_{y,н}$ (рис. 5.10, а) или $u_{y,т}$ (рис. 5.10, б) реализуется на основе известной взаимосвязи между Ψ_1 , Ψ_μ или Ψ_2 , управляющими воздействиями U_1 или I_1 и возмущающими факторами f_1 и s_a .

Взаимосвязь U_1 и Ψ_1 можно определить с помощью уравнений электрического равновесия, записанных в векторной форме для статического режима в осях x , y , и представить в виде

$$U_1 = \Psi_1 \sqrt{\frac{\omega_{0\text{эл}}^2 s_a^2 [R_1^2 L_2^2 + \omega_{0\text{эл}}^2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)^2] + + 2R_1 R_2' L_{12}^2 \omega_{0\text{эл}}^2 s_a + R_2'^2 (R_1^2 + \omega_{0\text{эл}}^2 L_1^2)}{\omega_{0\text{эл}}^2 s_a^2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)^2 + L_1^2 R_2'^2}}. \quad (5.17 \text{ а})$$

Зависимость (5.17а) позволяет для текущих значений частоты и абсолютного скольжения определять значения напряжения U_1 , которые в статическом режиме работы соответствуют условию $\bar{\Psi}_1 = \text{const}$. Она используется для формирования структуры функционального преобразователя, управляющего напряжением преобразователя частоты в процессе работы электропривода.

В динамических режимах изменениям момента двигателя соответствуют изменения угла между вектором напряжения \bar{u}_1 или тока статора \bar{i}_1 и вектором намагничивающего тока машины \bar{i}_m (см. рис. 3.27, в и 3.40, б). При неизменной фазе вектора \bar{u}_1 (или \bar{i}_1 при питании от источника тока) изменения указанного угла реализуются за счет соответствующих перемещений ротора, и вследствие механической инерции возникают несоответствия, нарушающие выполнение условия $|\bar{\Psi}_1| = \text{const}$. Изменения основного потока машины вызывают проявления электромагнитной инерции, и динамические свойства электропривода как объекта управления существенно ухудшаются. Сравнивая векторные диаграммы на рис. 3.27, в и 3.40, б, можно установить, что при частотно-токовом управлении, когда преобразователь частоты обладает свойствами источника тока $|\bar{i}_1| = \text{const}$, изменения угла между управляющим вектором и вектором намагничивающего тока наиболее значительны. При этом для поддержания постоянства потока в динамике необходимо не только изменять амплитуду, но и корректировать фазу вектора тока статора.

Для определения необходимых для такого управления количественных связей запишем уравнения механической характеристики в осях x, y ($\omega_k = \omega_{0x1}$):

$$0 = i'_{2x} R'_2 + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - (\omega_{0x1} - \omega_{x1}) \Psi_{2y};$$

$$0 = i'_{2y} R'_2 + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + (\omega_{0x1} - \omega_{x1}) \Psi_{2x};$$

$$M = p_n \frac{L_{12}}{L_2} (\Psi_{2x} i_{1y} - \Psi_{2y} i_{1x}).$$

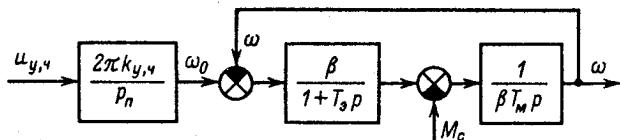


Рис. 5.11. Структурная схема линеаризованной системы ПЧ – АД

Уравнения потокосцепления ротора

$$\Psi_{2x} = L_{12}i_{1x} + L_2i'_{2x}; \quad \Psi_{2y} = L_{12}i_{1y} + L_2i'_{2y}$$

Поставив цель поддерживать постоянным вектор потоко-
сцепления ротора $\bar{\Psi}_2$, совместим его с осью x , при этом
 $\Psi_{2x} = \Psi_{2max}$, $\Psi_{2y} = 0$, и из уравнений потокосцепления получим

$$i'_{2x} = \frac{\Psi_{2max} - L_{12}i_{1x}}{L_2}; \quad i'_{2y} = -\frac{L_{12}}{L_2}i_{1y}$$

Подставляя эти соотношения и значения $d\Psi_{2x}/dt = d\Psi_{2y}/dt = 0$ в уравнения механической характеристики, получаем

$$0 = (\Psi_{2max} - L_{12}i_{1x})R'_2/L_2;$$

$$0 = -R'_2L_{12}i_{1y}/L_2 + (\omega_{0эл} - \omega_{эл})\Psi_{2max};$$

$$M = p_{\Pi}(L_{12}/L_2)\Psi_{2max}i_{1y}$$

Отсюда

$$i_{1x} = \Psi_{2max}/L_{12}; \quad i_{1y} = \frac{L_2(\omega_{0эл} - \omega_{эл})}{R'_2L_{12}}\Psi_{2max}$$

Векторная диаграмма, соответствующая полученным соотношениям, приведена на рис. 5.10, в. Она показывает, что составляющая i_{1x} вектора тока статора является намагничивающим током и при $\bar{\Psi}_2 = \text{const}$, $i_{1x} = \text{const}$. Составляющая i_{1y} представляет собой активный ток, которому при $\bar{\Psi}_2 = \text{const}$ пропорционален момент двигателя. С помощью векторной диаграммы определим искомые соотношения, позволяющие обеспечить условие $\bar{\Psi}_2 = \text{const}$ в динамических процессах:

$$I_{1max} = \frac{\Psi_{2max}}{L_{12}} \sqrt{1 + \frac{L_2^2}{R_2'^2} \omega_{0эл, ном}^2 s_a^2}; \quad (5.17а)$$

$$\varphi_1 = \text{arctg } i_{1y}/i_{1x} = \text{arctg } \frac{L_2 \omega_{0эл, ном} s_a}{R_2'} \quad (5.17 в)$$

Следовательно, при частотно-токовом управлении электроприводом система управления преобразователем должна обеспечивать возможность формирования первой гармоники тока статора для поддержания $\bar{\Psi}_2 = \text{const}$ в соответствии с (5.17а) и (5.17в):

$$\bar{i}_1 = I_{1max} e^{j(\omega_{0эл} t + \varphi_1)}$$

Поэтому показанный на рис. 5.10, б инвертор тока ПЧ(ИТ) снабжен кроме входов управления амплитудой $u_{y, r}$ и частотой

той тока $u_{y,ч}$ также входом управления фазой тока $u_{y,ф}$.
Уравнение механической характеристики при $\bar{\Psi}_2 = \text{const}$

$$M = \beta(\omega_0 - \omega), \quad (5.17г)$$

где $\beta = p_n^2 \Psi_{2\text{max}}^2 / R_2'$.

При идеальном поддержании $\bar{\Psi}_2 = \text{const}$ электромагнитная постоянная T_2 в структуре на рис. 5.11 равна нулю. Однако практически в связи с неточностями компенсации возможные проявления электромагнитной инерции следует учитывать малой некомпенсированной постоянной T_2 .

Значение T_2 при $\bar{\Psi}_1 = \text{const}$ определяется по (3.89). Этим же соотношением можно пользоваться при $\bar{\Psi}_\mu = \text{const}$, подставляя вместо x_k значение x_2' .

Однако следует отметить, что внимания заслуживают и такие законы управления, которые обеспечивают снижение потерь энергии, выделяющихся в двигателе. В частности, управление, близкое к оптимальному по критерию минимума потерь, осуществляется при поддержании абсолютного скольжения, равного критическому при всех нагрузках: $s_a = s_k = \text{const}$. Этому условию при каждом моменте M соответствуют наименьшие значения тока статора $I_1 = I_{1\text{min}}$ при $M = \text{const}$.

При использовании такого управления следует учитывать, что при уменьшении нагрузки от $M_{\text{ном}}$ до 0 снижение потерь достигается из-за уменьшения тока намагничивания I_μ , т. е. потока машины Φ_μ . А это означает, что при управлении при $s_a = s_k = \text{const}$ основной поток изменяется в широких пределах, что приводит к сильному влиянию электромагнитной инерции, существенно снижающему быстродействие при регулировании координат.

Коэффициент полезного действия системы ПЧ – АД с вентильным преобразователем несколько ниже, чем в системе ТП – Д, если имеется звено постоянного тока, так как при этом преобразование напряжения и тока осуществляется дважды.

Однако и в этом случае в связи с малыми потерями энергии в тиристорах он остается достаточно высоким.

Коэффициент мощности в этой системе близок к значению коэффициента мощности в системе ТП – Д, если в качестве звена постоянного тока используется тиристорный преобразователь. Он достаточно высок только в системах с управляемым выпрямителем, однако при этом отсутствует возможность рекуперации энергии в сеть в тормозных режимах электропривода. Использование режимов рекуперации энергии

может существенно снижать потребление энергии установкой за цикл работы, поэтому при сравнении вариантов системы этот фактор необходимо учитывать.

5.6. Обобщенная система управляемый преобразователь-двигатель

В курсе «Теория электропривода» изучаются наиболее общие закономерности, свойственные разомкнутым и замкнутым системам электропривода, поэтому в предшествующем изложении при изучении особенностей отдельных видов электро-механических преобразователей значительное внимание было уделено установлению общности процессов электромеханического преобразования энергии в различных двигателях и в § 4.3 введено понятие обобщенной разомкнутой электромеханической системы с линейной механической характеристикой. Это позволило выполнить в гл. 4 анализ динамики разомкнутых систем в обобщенном виде, проиллюстрировав частные проявления общих свойств в конкретных электроприводах примерами расчета.

Проведенный в данной главе анализ особенностей основных разновидностей регулируемого электропривода — систем Г — Д, ТП — Д и ПЧ — АД — также дает основания для обобщений. Сравнивая структурные схемы этих систем, которые ранее были приведены на рис. 5.5, б, 5.8, б и 5.11, можно установить их принципиальную аналогию в пределах принятых допущений.

Опираясь на эту аналогию, можно с учетом упругих механических связей в системе электропривода записать следующую систему дифференциальных уравнений для обоб-

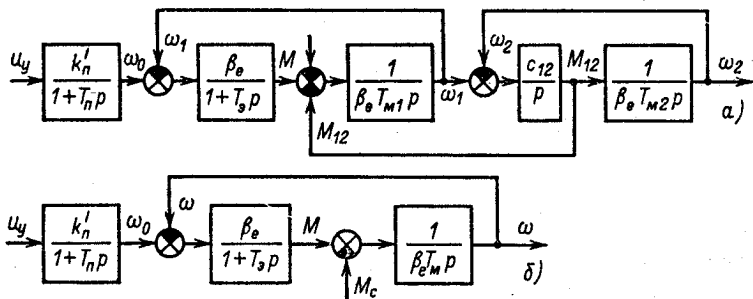


Рис. 5.12. Структурные схемы обобщенной системы УП — Д

щенной системы управляемый преобразователь — двигатель (УП — Д):

$$\left. \begin{aligned} k'_{ny} &= (1 + T_n p) \omega_0; \\ (1 + T_s p) M &= \beta_c (\omega_0 - \omega_1); \\ M - M_{12} - M_{c1} &= \beta_c T_{M1} p \omega_1; \\ M_{12} - M_{c2} &= \beta_c T_{M2} p \omega_2; \\ p M_{12} &= c_{12} (\omega_1 - \omega_2), \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

где $T_{M1} = J_1 / \beta_c$; $T_{M2} = J_2 / \beta_c = (\gamma - 1) T_{M1}$.

Для системы Г — Д

$$T_n = T_r; \quad T_s = T_a; \quad \beta_c = c^2 / R_{a\Sigma}.$$

Для системы ТП — Д

$$T_n = T_{r,п}; \quad T_s = T_a; \quad \beta_c = c^2 / R_{a\Sigma}.$$

Для системы ПЧ — АД

$$T_n \approx 0; \quad T_s = 1 / \omega_{0,эл. ном} s_k; \quad \beta_c = 2M_k / \omega_{0, ном} s_k.$$

Структурная схема обобщенной системы УП — Д, соответствующая (5.18), представлена на рис. 5.12, а. В пределах принятых допущений эта структура в дальнейшем используется для анализа наиболее общих закономерностей, характерных для регулирования основных координат электропривода. Из приведенных пояснений к формуле (5.18) вытекает, что специфика конкретных систем при рассмотрении свойств системы УП — Д отражается в значениях обобщенных параметров и их связи с конкретными параметрами машин.

Структурная схема системы УП — Д, приведенная на рис. 5.12, а, может использоваться при анализе влияния обратных связей на динамику упругих электромеханических систем. Для анализа общих возможностей и свойств электропривода при регулировании тока, момента, скорости и положения в дальнейшем используется обобщенная структура электропривода по системе УП — Д при жестких механических связях ($c_{12} = \infty$), представленная на рис. 5.12, б.

5.7. Связь показателей регулирования с ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования

Математические методы теории автоматического управления являются основой для синтеза замкнутых систем регулируемого электропривода с заданными статическими и динамическими пока-

зателями. Наиболее общие и широко используемые на практике представления о возможностях реализации заданных показателей регулирования дает известная из курса теории управления связь основных показателей с ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования.

Структурная схема контура регулирования, преобразованная к единичной обратной связи для удобства определения ошибки регулирования, представлена на рис. 5.13. Передаточная функция разомкнутого контура по управляющему воздействию [при $F_B(p) = 0$] имеет вид

$$W_{\text{раз.х}} = W_{p,x} W_{o,p,x} = W_{p,x} W'_{o,p,x} W''_{o,p,x},$$

где $W_{p,x}$ и $W_{o,p,x}$ — передаточные функции соответственно регулятора величины x и объекта регулирования; $W''_{o,p,x}$ — передаточная функция объекта регулирования по возмущающему воздействию F_B .

Если для рассматриваемого контура регулирования определить передаточные функции ошибки по управлению x_3 и по возмущению F_B , то с их помощью можно получить известное из теории управления изображение суммарной ошибки замкнутого контура регулирования:

$$\Delta x_{\Sigma}(p) = \frac{x_3(p) + F_B(p) W''_{o,p,x}(p)}{1 + W_{\text{раз.х}}(p)} \quad (5.19)$$

Пусть в общем случае передаточная функция разомкнутого контура регулирования имеет вид

$$W_{\text{раз.х}} = \frac{k \prod_{j=1}^n (1 + T_j p)}{p^v \prod_{i=1}^m (1 + T_i p)},$$

где v — порядок астатизма контура; m , n — число последовательно включенных соответственно инерционных и форсирующих звеньев; k — коэффициент усиления разомкнутого контура.

Для того чтобы после замыкания контура отрицательной обратной связью по регулируемой координате обеспечивались требуемая точность и динамические показатели качества регулирования, необходимо, чтобы ЛАЧХ разомкнутого контура имела вполне определенный вид и параметры. Общая форма желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура представлена на рис. 5.14.

Чтобы удовлетворить требованиям, предъявляемым к электроприводу в отношении точности регулирования координаты, необходимо сформировать низкочастотную область характеристики определенного вида. Эта область определяется коэффициентом k и порядком аста-

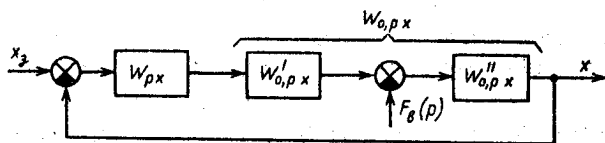


Рис. 5.13. Структурная схема замкнутого контура регулирования

тизма системы v . Если $v = 0$, т. е. в разомкнутом контуре регулирования отсутствуют интегрирующие звенья, система является статической системой регулирования, при этом статическая ошибка регулирования определяется в соответствии с (5.19) коэффициентом усиления контура k . Для получения требуемой точности необходимо предусмотреть коэффициент усиления, отвечающий условию

$$k \geq x_{3\max} / \Delta x_{\text{доп}},$$

где $x_{3\max}$ — заданное значение переменной; $\Delta x_{\text{доп}}$ — допустимая ошибка регулирования.

Если требуется исключить статическую ошибку по заданию, необходимо, чтобы в контуре был интегрирующий элемент ($v = 1$), при этом будет иметься динамическая ошибка, возникающая при изменениях задания. Увеличение порядка астатизма ($v = 2$) повышает при надлежащем коэффициенте усиления k динамическую точность регулирования.

Низкочастотная часть желаемой ЛАЧХ, соответствующая $v = 0, 1, 2$ представлена на рис. 5.14 в виде отрезков прямых 1–3. Нетрудно видеть, что повышение порядка астатизма увеличивает значения комплексного коэффициента усиления в низкочастотной части и динамическая точность регулирования возрастает тем в большей степени, чем в более широком диапазоне частот обеспечивается повышение амплитуд.

Динамические показатели качества регулирования определяются главным образом среднечастотной асимптотой ЛАЧХ $L_{\text{раз.х}}$. Для получения достаточного запаса устойчивости необходимо, чтобы в районе частоты среза Ω_c был достаточно протяженный участок с наклоном -20 дБ/дек. Чем шире этот участок, тем выше на частоте среза запас по фазе $\Delta\psi(\Omega_c) = -\pi - \psi(\Omega_c)$, где $\psi(\Omega)$ — ФЧХ контура. Зависимость $\Delta\psi(\Omega)$ показана на рис. 5.14 (кривая 4).

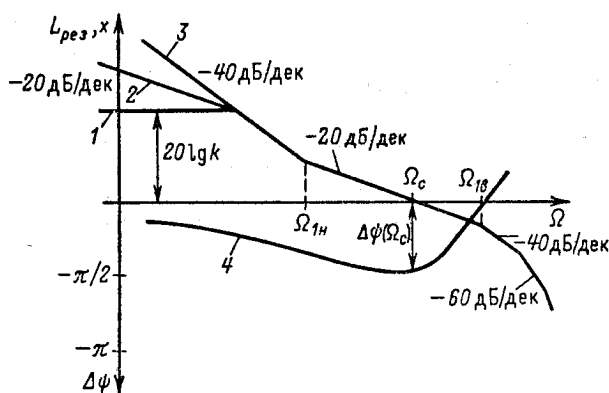


Рис. 5.14. Желаемые частотные характеристики разомкнутого контура регулирования

От запаса по фазе на частоте среза зависят колебательность и перерегулирование (см. рис. 5.3):

$$\Delta x_{1max} \approx x_{уст} [1 - \sin \Delta\psi(\Omega_c)]. \quad (5.20)$$

Частота среза определяет быстродействие контура регулирования. С ней связано время регулирования

$$t_p \approx (1,5 \div 2,0)/\Omega_c, \quad (5.21)$$

а также время максимума перерегулирования

$$t_{max} \approx \pi/\Omega_c. \quad (5.22)$$

Ближайшая нижняя частота сопряжения $\Omega_{1н}$ влияет на перерегулирование: по мере приближения $\Omega_{1н}$ к частоте среза запас по фазе $\Delta\psi(\Omega_c)$ уменьшается и перерегулирование возрастает. Ближайшая к частоте среза верхняя частота сопряжения $\Omega_{1в}$ и вся высокочастотная часть ЛАЧХ $L_{разх}$ сказывается на начальном участке переходного процесса.

Чем ближе частоты сопряжения этой области к частоте среза и чем выше наклон удаленной асимптоты, тем больше показанный на рис. 5.3 участок запаздывания движения t_3 .

Таким образом, требования к точности и динамическим показателям электропривода при регулировании определенной переменной позволяют конкретизировать количественные характеристики желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура. При известной ЛАЧХ объекта регулирования переменной x $L_{о,рх}$ желаемая ЛАЧХ разомкнутого контура $L_{разх}$ позволяет определить требуемую ЛАЧХ регулятора, вводимого в контур регулирования:

$$L_{рх}(\Omega) = L_{разх}(\Omega) - L_{о,рх}(\Omega). \quad (5.23)$$

Далее решается техническая задача подбора удобной схемы регулятора и определения его параметров, исходя из (5.23). Этот путь синтеза универсален и позволяет наиболее полно учесть весь комплекс предъявляемых к электроприводу требований в отношении как точности регулирования, так и его динамических показателей в наиболее сложных случаях.

Однако при проектировании электроприводов массового применения, при создании унифицированных систем электропривода широкого назначения этот путь сложен и не обеспечивает достаточной конкретности получаемых динамических свойств регулируемого электропривода.

Для случаев, когда в основу синтеза могут быть положены динамические показатели, в теории электропривода разработан инженерный метод последовательной коррекции с использованием подчиненных контуров регулирования.

Этот метод позволяет получить вполне определенные динамические свойства регулируемого электропривода, соответствующие конкретным так называемым стандартным настройкам контуров регулирования.

5.8. Стандартные настройки регулируемого электропривода

При последовательной коррекции структурная схема контура регулирования переменной x может быть представлена, как показано на рис. 5.13, состоящей из регулятора с передаточной функцией $W_{p,x}$ и объекта регулирования с передаточной функцией $W_{o,p,x}$. Передаточная функция разомкнутого контура

$$W_{раз,x} = W_{p,x} W_{o,p,x} \quad (5.24)$$

Примем, что передаточная функция объекта регулирования имеет вид

$$W_{o,p,x} = \frac{k_1 k_2 \dots k_n e^{-\tau_n p}}{\prod_{i=1}^m (1 + T_i p)}, \quad (5.25)$$

где τ_n — постоянное запаздывание; T_i — постоянные времена элементов объекта регулирования, расположенные в порядке убывания по значению.

Предположим, что передаточная функция регулятора реализована в виде

$$W_{p,x} = \frac{\prod_{j=1}^l (1 + T_j p)}{k'_1 k'_2 \dots k'_n T_0 p}, \quad (5.26)$$

где l — число больших и средних постоянных времени.

Тогда передаточная функция разомкнутого контура

$$W_{раз,x} = \frac{k_1 k_2 \dots k_n e^{-\tau_n p} \prod_{j=1}^l (1 + T_j p)}{k'_1 k'_2 \dots k'_n T_0 p \prod_{i=1}^m (1 + T_i p)}. \quad (5.27)$$

Полученное выражение свидетельствует о том, что формированием передаточной функции регулятора можно направленно видоизменять передаточную функцию разомкнутого контура. Действительно, при $k_1 = k'_1$, $k_2 = k'_2$, ..., $k_n = k'_n$ и $T_j = T_i$ исходная передаточная функция существенно видоизменяется:

$$W_{раз,x} = \frac{e^{-\tau_n p}}{T_0 p \prod_{j=l+1}^m (1 + T_j p)}. \quad (5.28)$$

В ней введением регулятора с передаточной функцией (5.26) и подбором его параметров исключено l инерционных звеньев, обладающих большими и средними T_i , сокращено n частных коэффициентов и введено интегрирующее звено.

Исключение из передаточной функции разомкнутого контура звеньев с большими и средними постоянными времени открывает возможности повышения быстродействия контура регулирования. Эта операция реальные физические инерционные звенья из контура, разумеется, не исключает. Однако их действие, замедляющее протекание переходных процессов, компенсируется действием соответствующих форсирующих звеньев, содержащихся в регуляторе, ускоряющих в требуемой степени реакцию системы.

Введение интегрирующего звена, которое в $W_{o,px}$ отсутствовало, обеспечивает повышение точности регулирования, так как контур приобретает астатизм первого порядка ($\nu = 1$). Положительным изменением является и исключение частных коэффициентов k_1, k_2, \dots, k_n контура регулирования, благодаря которому все показатели регулирования определяются обобщенным фактором — соотношением постоянных времени инерционных элементов контура.

Пытаться компенсировать весьма малые постоянные времени звеньев контура нецелесообразно, так как технические трудности компенсации быстро возрастают при уменьшении значений постоянных времени, а влияние на быстродействие привода соответственно убывает. Особые трудности представляет компенсация дискретности и малого запаздывания τ_n ряда быстродействующих преобразователей. Как следствие, в (5.28) остались некомпенсированными несколько $(m - l)$ малых постоянных T_i и постоянная τ_n .

Достоинством (5.28) является возможность выбора требуемого значения постоянной T_0 . Этот выбор и определяет настройку контура регулирования.

Если выбрать T_0 из условия $T_0 < T_{l+1}$, где T_{l+1} , как было принято, является наибольшей из оставшихся некомпенсированными постоянных T_i , то можно представить частотные характеристики (5.28), как показано на рис. 5.15. Низко-

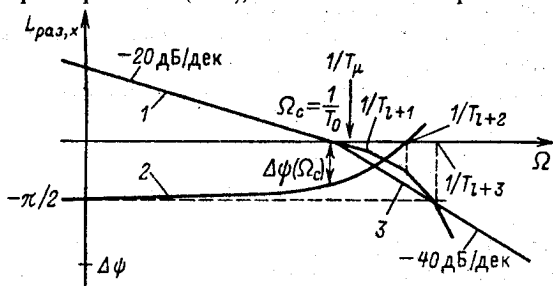


Рис. 5.15. Частотные характеристики контура регулирования при последовательной коррекции

и средне-частотная асимптота ЛАЧХ имеет наклон -20 дБ/дек (прямая 1), а запас по фазе на частоте среза $\Delta\psi(\Omega_c)$, определяемый по кривой 2, зависит от степени удаленности частоты среза $1/T_0$ от ближайшей частоты сопряжения $1/T_{i+1}$. С учетом постоянной запаздывания τ_n , влияние которой в кривой 2 проявляется, запас по фазе на частоте среза составит:

$$\Delta\psi(\Omega_c) = -\pi + \frac{\pi}{2} + \tau_n\Omega_c + \sum_{i+1}^m \operatorname{arctg} T_i\Omega_c. \quad (5.29)$$

Углы $\Delta\psi_i(\Omega_c)$ в (5.29) невелики, так как на соответствующих частотах сопряжения $\operatorname{arctg} T_i\Omega_c = \operatorname{arctg} 1 = \pi/4$. Так как $T_0 > T_{i+1}$, $\operatorname{arctg} T_i\Omega_c < \pi/4$ и приближенно можно принять $\operatorname{arctg} T_i\Omega_c \approx T_i\Omega_c$.

Следовательно,

$$\Delta\psi(\Omega_c) \approx -\pi/2 + \tau_n\Omega_c + \sum_{i+1}^m T_i\Omega_c = -\pi/2 + T_\mu\Omega_c, \quad (5.30)$$

где $T_\mu = \tau_n + \sum_{i+1}^m T_i$ — суммарная некомпенсированная постоянная контура регулирования, эквивалентная по потере запаса по фазе на частоте среза всем его реальным некомпенсированным инерционностям.

С учетом (5.30) передаточную функцию (5.28) можно с достаточной точностью представить в виде

$$W_{\text{раз.х}} = \frac{1}{T_0 p (T_\mu p + 1)}. \quad (5.31)$$

Соответствующая (5.31) ЛАЧХ контура регулирования в области низких и средних частот совпадает с прямой 1 (рис. 5.15), а в области высоких частот представляется асимптотой 3, имеющей наклон -40 дБ/дек. Частота сопряжения для этой асимптоты $1/T_\mu$ расположена ближе к частоте среза, чем и учитывается определяемое (5.29) влияние всех малых постоянных на динамические свойства контура регулирования.

Таким образом, доказано, что при выполнении определенных условий свойства контура регулирования с приемлемой для инженерной практики точностью при последовательной коррекции определяются передаточной функцией (5.31), имеющей второй порядок.

При этом передаточная функция замкнутого контура регулирования будет иметь вид

$$W_{\text{зам.х}} = \frac{1}{T_0 p (T_\mu p + 1) + 1},$$

а корни характеристического уравнения равны:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_\mu} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_\mu^2} - \frac{1}{T_0 T_\mu}} = \frac{1}{T_0} \left(-\frac{a}{2} \pm \sqrt{\frac{a^2}{4} - a} \right),$$

где $a = T_0/T_\mu$ — соотношение постоянных контура регулирования.

При $a < 4$ движение электропривода в переходном процессе при скачке задания и нулевых начальных условиях определяется следующим уравнением:

$$x(t) = x_3 \left[1 - e^{-t/2T_\mu} \left(\cos \frac{\sqrt{4a - a^2}}{2aT_\mu} t + \frac{a}{\sqrt{4a - a^2}} \sin \frac{\sqrt{4a - a^2}}{2aT_\mu} t \right) \right]. \quad (5.32)$$

Суммарная некомпенсируемая постоянная T_μ полностью определяет быстродействие электропривода по показателю общего времени переходного процесса $t_{п.п.}$. В соответствии с (5.32) свободные составляющие переходного процесса затухают в течение времени

$$t_{п.п.} = (3 \div 4) 2T_\mu = (6 \div 8) T_\mu. \quad (5.33)$$

Колебательность электропривода аналогично разомкнутой линеаризованной системе определяется соотношением постоянных контура a ; этот же показатель определяет перерегулирование. Следовательно, подбором соотношения постоянных a можно обеспечить требуемые динамические показатели при быстродействии, ограниченном уровнем суммарной некомпенсированной постоянной времени T_μ .

Изложенное составляет основу широко используемого в практике электропривода инженерного метода синтеза контуров регулирования координат электропривода. Задавшись требуемым соотношением постоянных a и определив по (5.30) T_μ , можно записать желаемую передаточную функцию разомкнутого контура:

$$W_{раз.х} = \frac{1}{aT_\mu p (T_\mu p + 1)}, \quad (5.34)$$

передаточная функция объекта регулирования имеет вид:

$$W_{о.р.х} = \frac{k_1 k_2 \dots k_n}{(T_\mu p + 1) \prod_{i=1}^l (T_i p + 1)}. \quad (5.35)$$

Передающая функция регулятора в соответствии с (5.24) определяется так:

$$W_{px} = \frac{W_{разx}}{W_{o,px}} = \frac{\prod_{i=1}^l (T_i p + 1)}{k_1 k_2 \dots k_n a T_n p}. \quad (5.36)$$

Рассматривая (5.36), можно убедиться, что передающая функция регулятора по мере увеличения числа компенсируемых постоянных l усложняется. При $l = 0$ (все T_i малы) она принимает вид

$$W_{px} = 1/T_n p, \quad (5.37)$$

где $T_n = (k_1 k_2 \dots k_n) a T_n$.

В этом случае регулятор представляет собой интегратор с постоянной интегрирования T_n (И-регулятор). При $l = 1$

$$W_{px} = \frac{T_1 p + 1}{T_n p} = \frac{T_1}{T_n} + \frac{1}{T_n p}, \quad (5.38)$$

т. е. требуется пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор). При $l = 2$ необходим пропорциональный интегро-дифференциальный регулятор (ПИД-регулятор) и с дальнейшим увеличением l в его передающей функции требуется двухкратное и большей кратности дифференцирование входного сигнала.

Исходя из требования необходимой помехозащищенности контура, допускают лишь однократное дифференцирование сигнала, т. е. компенсируют не больше двух больших и средних постоянных времени. Если в контуре регулирования координаты x имеется больше двух подлежащих компенсации больших и средних постоянных T_i , прибегают к введению подчиненных контуров регулирования.

Допустим, необходимо регулировать выходную переменную x_3 электропривода, структурная схема которого показана на рис. 5.16, причем по условиям помехозащищенности желательно применять регуляторы не сложнее ПИ-регулятора. Эту задачу можно решить, если ввести вспомогательные контуры регулирования таким образом, чтобы в каждом контуре оказалась только одна из подлежащих компенсации постоянных $T_1 \div T_l$.

В структуре на рис. 5.16, а в контуре регулирования x_3 требуется, чтобы имелась компенсация трех больших и средних постоянных T_1, T_2, T_3 и регулятор $W_{px3(1)}$ при одноконтурной системе в передающей функции содержал бы дифференцирующую составляющую второго порядка. В соот-

ветствии с (5.36) при этом

$$W_{p \times 3(1)} = \frac{T_1 T_2 T_3}{T_{\mu}} p^2 + \frac{T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3}{T_{\mu}} p + \frac{T_1 + T_2 + T_3}{T_{\mu}} + \frac{1}{T_{\mu} p}$$

Рассмотрим, как повлияет на регулирование координаты x_3 введение двух вспомогательных контуров регулирования переменных x_1 и x_2 (рис. 5.16, б). Для этого вначале определим передаточную функцию регулятора внутреннего контура регулирования переменной x_1 , пользуясь изложенным методом.

Для первого контура желаемая передаточная функция

$$W_{\text{раз } x_1} = \frac{1}{a_1 T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)} \quad (5.39)$$

Передаточная функция объекта регулирования переменной x_1

$$W_{o, p \times 1} = \frac{k_1}{(T_{\mu} p + 1)(T_1 p + 1)} \quad (5.40)$$

Определяем передаточную функцию регулятора:

$$W_{p \times 1} = \frac{T_1 p + 1}{k_1 a_1 T_{\mu} p} = \frac{T_1}{T_{\mu 1}} + \frac{1}{T_{\mu 1} p}, \quad (5.41)$$

где $T_{\mu 1} = k_1 a_1 T_{\mu}$.

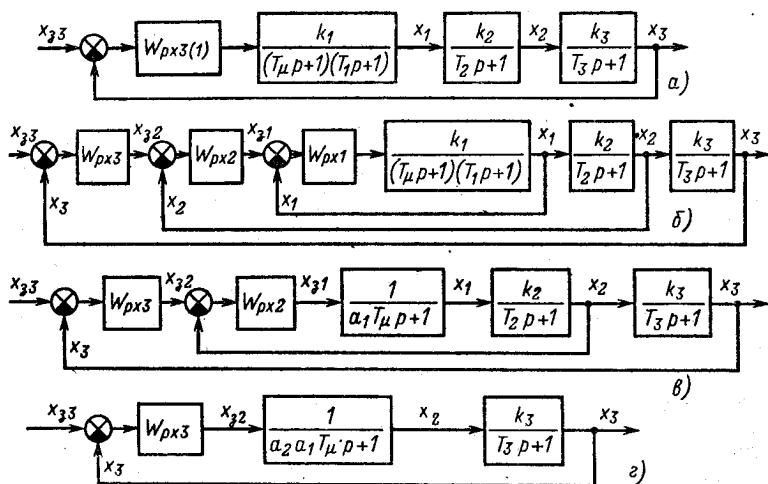


Рис. 5.16. Введение подчиненных контуров регулирования

Как и требовалось, получен ПИ-регулятор. Передаточная функция замкнутого первого контура

$$W_{\text{зам.}x_1} = \frac{1}{a_1 T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1}. \quad (5.42)$$

С учетом (5.42) передаточная функция объекта регулирования переменной x_2 принимает вид

$$\begin{aligned} W_{\text{о.р.}x_2} &= W_{\text{зам.}x_1} \frac{k_2}{T_2 p + 1} = \\ &= \frac{1}{a_1 T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1} \frac{k_2}{T_2 p + 1}. \end{aligned} \quad (5.43)$$

Если выбрать a_1 таким образом, чтобы внутренний контур представлял собой высокодемпфированное звено, (5.43) можно существенно упростить. Выполненные расчеты и практика настройки регулируемых электроприводов показывают, что без большой погрешности для оценки качества регулирования в знаменателе (5.42) при переходе к (5.43) можно отбросить член второго порядка, при этом

$$W_{\text{о.р.}x_2} \approx \frac{1}{a_1 T_{\mu} p + 1} \frac{k_2}{T_2 p + 1}. \quad (5.44)$$

Объект регулирования переменной x_2 наглядно представлен на рис. 5.16, в. Здесь показано, что в результате введения первого контура из второго контура регулирования исключена большая постоянная T_1 , а оценка некомпенсированных инерционностей второго контура принимает значение $T_{\mu 2} = a_1 T_{\mu}$. Соответственно желаемая передаточная функция для второго контура запишется в виде

$$W_{\text{раз.}x_2} = \frac{1}{a_2 T_{\mu 2} p (T_{\mu 2} p + 1)} = \frac{1}{a_2 a_1 T_{\mu} p (a_1 T_{\mu} p + 1)}. \quad (5.45)$$

Передаточная функция регулятора x_2 получается путем деления (5.45) на (5.44):

$$W_{\text{р.}x_2} = \frac{T_2 p + 1}{k_2 a_2 a_1 T_{\mu} p} = \frac{T_2}{T_{\text{и}2}} + \frac{1}{T_{\text{и}2} p}, \quad (5.46)$$

где $T_{\text{и}2} = k_2 a_2 a_1 T_{\mu}$.

Вновь получена передаточная функция ПИ-регулятора. Передаточная функция замкнутого второго контура

$$W_{\text{зам.}x_2} = \frac{1}{a_2 a_1 T_{\mu} p (a_1 T_{\mu} p + 1) + 1}. \quad (5.47)$$

Выбором a_2 и здесь обеспечиваются свойства высокодемпфированного колебательного звена, что при переходе к регулированию основной координаты x_3 позволяет представить передаточную функцию объекта регулирования в упрощенном виде:

$$W_{o, p x 3} = W_{зам x 2} \frac{k_3}{T_3 p + 1} \approx \frac{1}{a_2 a_1 T_{\mu} p + 1} \frac{k_3}{T_3 p + 1}. \quad (5.48)$$

Структурная схема внешнего контура регулирования переменной x_3 при введении двух вспомогательных контуров регулирования, как показано на рис. 5.16, *з*, претерпевает существенные изменения. Сравнивая рис. 5.16, *з* с рис. 5.16, *а*, можно установить, что в результате введения контуров регулирования x_1 и x_2 на динамику внешнего контура в пределах линейности системы исключено влияние больших постоянных времени T_1 и T_2 . Однако при этом изменилась суммарная некомпенсированная инерционность контура, оценка которой составляет $T_{\mu 3} = a_2 a_1 T_{\mu}$. Желаемая передаточная функция при этом запишется в виде

$$W_{раз x 3} = \frac{1}{a_3 a_2 a_1 T_{\mu} p (a_2 a_1 T_{\mu} p + 1)}. \quad (5.49)$$

Передаточная функция регулятора x_3

$$W_{p x 3} = \frac{T_3 p + 1}{k_3 a_3 a_2 a_1 T_{\mu} p} = \frac{T_3}{T_{\mu 3}} + \frac{1}{T_{\mu 3} p}, \quad (5.50)$$

где $T_{\mu 3} = k_3 a_3 a_2 a_1 T_{\mu}$ — постоянная времени ПИ-регулятора переменной x_3 .

При принимавшихся по мере решения задачи допущениях передаточная функция замкнутого внешнего контура регулирования приближенно соответствует колебательному звену второго порядка:

$$W_{зам x 3} = \frac{1}{a_3 a_2 a_1 T_{\mu} p (a_2 a_1 T_{\mu} p + 1) + 1} \quad (5.51)$$

Из изложенного следует, что введение вспомогательных контуров регулирования имеет целью формирование благоприятной для последо-

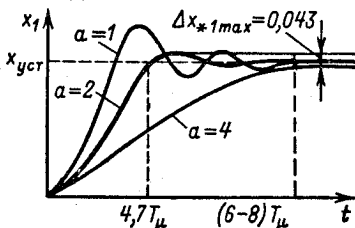


Рис. 5.17. Графики переходных процессов при различных a_1

вательной коррекции передаточной функции объекта регулирования (рис. 5.16, з). Вспомогательные контуры называют *подчиненными контурами регулирования*, а структура на рис. 5.16, б представляет собой *структуру подчиненного регулирования координат электропривода*.

Динамические показатели качества регулирования каждой переменной определяются соотношением постоянных a_i . На рис. 5.17 представлен ряд зависимостей $x_1 = f(t)$ при различных значениях a_1 . Если $a_1 = 4$, переходный процесс имеет аperiодический характер, а время регулирования $t_p \approx t_{п,п} = (6 \div 8) T_{\mu}$. Уменьшение a_1 до $a_1 = 2$ явно увеличивает колебательность, появляется перерегулирование, при этом время регулирования уменьшается. Дальнейшее уменьшение a_1 влечет за собой быстрое возрастание колебательности и перерегулирования, а эффект уменьшения t_p постепенно снижается.

Кривая, соответствующая $a_1 = 2$, на рис. 5.17 выделена утолщенной линией. Это значение соотношения постоянных контура регулирования обеспечивает минимальное время регулирования $t_p = 4,7 T_{\mu}$ при практически пренебрежимом перерегулировании $\Delta x_{1 \max} = 0,043$. Такая настройка оптимальна для множества электроприводов, поэтому используется в качестве основной стандартной настройки и называется настройкой на *технический оптимум* или *оптимум по модулю*.

При настройке всех контуров регулирования на технический оптимум ($a_i = 2$) передаточную функцию i -го разомкнутого контура с помощью (5.45) и (5.49) можно записать так:

$$W_{\text{раз}i} = \frac{1}{2^i T_{\mu p} (2^{i-1} T_{\mu p} + 1)} \quad (5.52)$$

То же для замкнутого контура:

$$W_{\text{зам}i} = \frac{1}{2^i T_{\mu p} (2^{i-1} T_{\mu p} + 1) + 1} \quad (5.53)$$

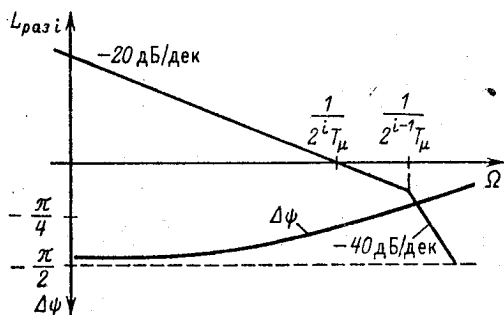


Рис. 5.18. Частотные характеристики при настройке на технический оптимум

Следовательно, при принятых допущениях переходные процессы в i -м контуре при настройке на технический оптимум по характеру совпадают с представленным для $a = 2$ на рис. 5.17. Расчетами установлено, что в результате влияния отброшенных в (5.52) и (5.53) членов более высокого порядка при увеличении номера контура i несколько увеличивается перерегулирование и возрастает колебательность. Однако в большинстве случаев это влияние можно полагать пренебрежимо малым.

Логарифмические частотные характеристики i -го контура, настроенного на технический оптимум, представлены на рис. 5.18. Рассматривая ЛАЧХ, можно убедиться, что с увеличением номера контура i быстродействие уменьшается, так как возрастает некомпенсированная постоянная T_{μ} и уменьшается частота среза $\Omega_{ci} = 1/2^i T_{\mu}$. Таковы общие характеристики стандартной настройки регулируемого электропривода на технический (модульный) оптимум.

В случаях, когда требуется более высокая точность регулирования, при том же подходе применяют стандартную настройку на симметричный оптимум. При такой настройке желаемую передаточную функцию разомкнутого контура регулирования записывают в виде

$$W_{\text{раз х}} = \frac{4T_{\mu p} + 1}{4T_{\mu p}} \frac{1}{2T_{\mu p}(T_{\mu p} + 1)}. \quad (5.54)$$

Формула (5.54) записана для первого контура и может быть применена для следующих контуров, если в нее подставлять соответствующие значения $T_{\mu} = 2^{i-1} T_{\mu}$. Здесь, как и ранее, предполагается, что все некомпенсируемые инерционности исходного объекта T_{μ} заключены в первом, внутреннем контуре.

Частотные характеристики, соответствующие (5.54), представлены на рис. 5.19. Разомкнутый контур при этом обла-

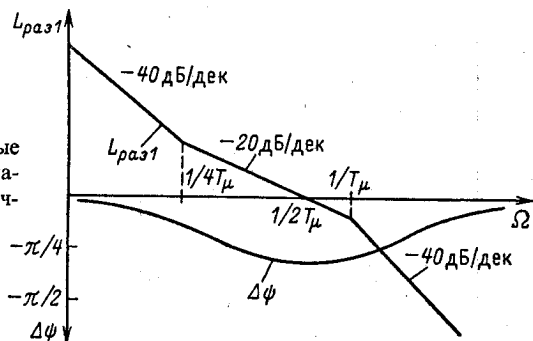


Рис. 5.19. Частотные характеристики при настройке на симметричный оптимум

дает астатизмом второго порядка, что увеличивает точность регулирования, особенно в процессах, близких к статическим. Вместе с тем наличие протяженного участка в низкочастотной части с наклоном -40 дБ/дек уменьшает запас по фазе на частоте среза и увеличивает перерегулирование, которое может достигать 56 %, что во многих случаях неприемлемо.

Сравнивая рис. 5.19 с рис. 5.18, можно установить, что при средних и высоких частотах ЛАЧХ при настройках на технический и симметричный оптимум совпадают. Следовательно, быстродействие и затухание колебаний в системе при этих двух стандартных настройках примерно одинаковы.

Глава шестая

РЕГУЛИРОВАНИЕ МОМЕНТА (ТОКА) ЭЛЕКТРОПРИВОДА

6.1. Общие сведения

Регулирование момента двигателей является одной из наиболее общих функций автоматизированного электропривода. Необходимость регулирования момента диктуется предъявляемыми к электроприводе техническими и технологическими требованиями.

Для нормального функционирования электропривода необходимо при его работе ограничивать момент и ток двигателя допустимыми значениями в переходных процессах пуска, торможения и приложения нагрузки. Для механизмов, испытывающих при работе значительные перегрузки вплоть до стопорений рабочего органа, возникает необходимость непрерывного регулирования момента электропривода в целях ограничения динамических ударных нагрузок механического оборудования. Во многих практических случаях требуется точное дозирование усилий на рабочем органе. Наиболее характерны в этом отношении промышленные манипуляторы и роботы, в частности манипуляторы, обслуживающие реакторы на атомных электростанциях, манипуляторы с отражением усилий, создаваемых на рабочем органе, и т. п. Указанные требования обеспечиваются точным регулированием момента электропривода.

В результате изучения материалов данной главы необходимо знать способы и возможности регулирования момента в разомкнутых и замкнутых электромеханических системах, научиться оценивать основные показатели регулируемого по моменту электропривода, учитывать влияние основных нелинейностей и рассчитывать параметры, обеспечивающие выполнение предъявляемых к электроприводе требований. Необходимо изучить влияние способов регулирования момента на динамические свойства упругих электромеханических систем и уметь оценивать направления, в которых изменения пара-

метров обеспечивают повышение демпфирующей способности электропривода и минимизацию колебательности механической части системы.

Методы расчета параметров и показателей регулируемого по моменту электропривода иллюстрируются приведенными в главе практическими примерами.

6.2. Реостатное регулирование момента

Значения момента M и скорости ω при данной нагрузке M_c на каждом этапе работы электропривода определяются его механической характеристикой. Изменяя параметры и воздействия, от которых зависит механическая характеристика, можно изменять в требуемом направлении момент, развиваемый двигателем при данной скорости, и таким образом регулировать момент электропривода, а также связанные с ним ток силовой цепи и ускорение движущихся масс системы.

Анализируя уравнение статической механической характеристики обобщенного двигателя с линейной механической характеристикой

$$M = \beta (\omega_0 - \omega), \quad (6.1)$$

можно заключить, что при данных параметрах отклонения момента от требуемого значения тем больше, чем выше модуль жесткости β . Иными словами, при регулировании момента электромеханическая связь является сильным возмущением, и с точки зрения регулирования момента наиболее эффективны изменения параметров, позволяющих неограниченно уменьшать модуль статической жесткости β . Таким параметром является сопротивление якорной (роторной) цепи двигателя.

Схемы реостатного регулирования момента и тока представлены на рис. 6.1, *а* и *б*. На рис. 6.1, *в* построены естественная характеристика $M = f(\omega)$ (прямая 1) и реостатная характеристика 2, соответствующая определенному добавочному резистору в силовой цепи. Точность регулирования момента при характеристике 2 определяется при заданных пределах изменения скорости электропривода $\Delta\omega_{max} = \omega_{max} - \omega_{min}$ соотношением

$$\frac{\Delta M}{M_{cp}} = \frac{M_{max} - M_{min}}{M_{max} + M_{min}} = \frac{\beta \Delta\omega_{max}}{2M_{cp}} = \frac{\Delta\omega_{max}}{2(\omega_0 - \omega_{cp})}. \quad (6.2)$$

Следовательно, при этих условиях относительная точность регулирования момента остается при увеличении $R_{доб}$ неизменной, а абсолютные ошибки уменьшаются.

Практически требуется при широких пределах изменения скорости (пуск, реверс) поддерживать изменения момента и

тока в заданных пределах от $M_{max} = M_1$ до $M_{min} = M_2$ ($I_{max} = I_1, I_{min} = I_2$). Для выполнения этого условия требуется ступенчатое или плавное изменение $R_{доб}$ по мере изменения скорости.

Необходимый закон изменения сопротивления $R_{\Sigma} = R_{дв} + R_{доб}$, обеспечивающий постоянство момента и тока при широких пределах изменения скорости, определяем с помощью (6.1), учитывая, что

$$\beta_n = \beta_c \frac{R_{\Sigma c}}{R_{\Sigma n}},$$

где $R_{\Sigma c}$ — суммарное сопротивление силовой цепи на естественной характеристике; $R_{\Sigma n}$ — то же при введении $R_{доб}$, при этом

$$M = \beta_c \frac{R_{\Sigma c}}{R_{\Sigma n}} (\omega_0 - \omega),$$

откуда при $M = M_1 = \text{const}$

$$R_{\Sigma n} = \beta_c \frac{R_{\Sigma c}}{M_1} (\omega_0 - \omega). \quad (6.3)$$

Следовательно, для поддержания момента постоянным необходимо увеличивать сопротивление силовой цепи в линейной зависимости от скорости по мере ее снижения. Характеристика $R_{\Sigma n} = f(\omega)$ при $M = M_1 = \text{const}$ (прямая 1), естественная механическая характеристика (прямая 2) и характеристика $M_1 = \text{const}$ (прямая 3) построены для двигателя с линейной механической характеристикой на рис. 6.2, а. Там же показаны аналогичные характеристики при $M = M_2 = \text{const}$ (соответственно 4 и 5).

Аналогичные характеристики справедливы и для двигателя с последовательным возбуждением для токов якоря $I_1 = \text{const}$ и $I_2 = \text{const}$ (рис. 6.2, б).

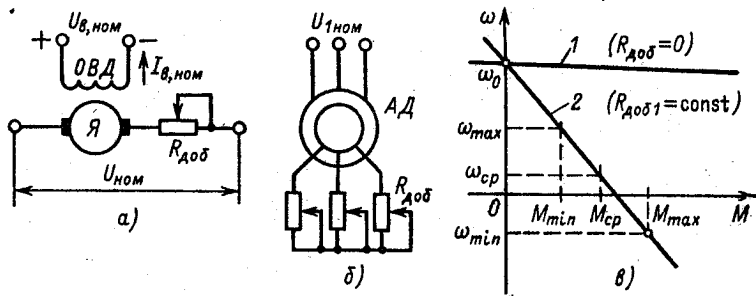


Рис. 6.1. Схемы реостатного регулирования момента (а, б) и соответствующие механические характеристики (в)

Графики на рис. 6.2 позволяют наглядно оценивать число ступеней регулировочного резистора $R_{\text{доб}}$, необходимое для поддержания момента и тока в заданных пределах во время пуска электропривода. Неизменное сопротивление $R_{\Sigma\text{н}} = R_1 = \text{const}$ обеспечивает поддержание момента в пределах $M_2 < M < M_1$ при изменениях скорости от 0 до ω_1 (прямые 7 и 8). При дальнейшем увеличении скорости $\omega > \omega_1$ выводится первая ступень резистора R_1 и суммарное сопротивление уменьшается до $R_{\Sigma\text{н}} = R_2$ (прямые 9 и 6) и т. д.

Зависимости $R_{\Sigma\text{н}} = f(\omega)$ при $M = \text{const}$ ($I = \text{const}$) используются для расчета пусковых сопротивлений, особенно для двигателей с последовательным возбуждением. Значения ступеней сопротивления определяются, как показано на рис. 6.2. Однородность бросков тока при переключениях $I_{\text{я}} = I_1$ при этом обеспечивается подбором значения $I_2(M_2)$, как это сделано в примере 4.4.

Диапазон реостатного регулирования момента и тока ограничен сверху перегрузочной способностью двигателя, а пределы изменения скорости, в которых можно получить заданную точность регулирования, уменьшаются с ростом β , т. е. по мере уменьшения $R_{\text{доб}}$.

Плавность реостатного регулирования момента и тока в разомкнутой системе невелика. В связи с необходимостью переключений в силовой цепи двигателя получение большего числа ступеней реостата связано с увеличением габаритов коммутирующего устройства. Однако имеются примеры, когда при высокой требуемой точности регулирования момента в переходных процессах пуска и торможения предусматрива-

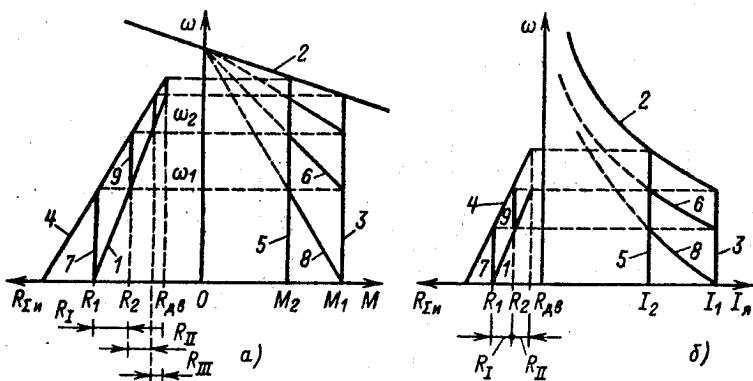


Рис. 6.2. Зависимости $R_{\Sigma\text{н}} = f(\omega)$ при реостатном регулировании момента

ют значительное число ступеней реостата и соответствующее увеличение размеров и стоимости станций управления. При этом увеличение габаритов и стоимости станций управления окупается простотой и надежностью данного способа регулирования момента.

Высокую плавность реостатного регулирования момента обеспечивают способы автоматического регулирования сопротивления $R_{доб}$ в целях поддержания момента. В качестве примера на рис. 6.3 представлена функциональная схема релейного автоматического регулирования тока ротора и момента асинхронного двигателя.

В этой схеме в цепь ротора введен выпрямитель B , добавочный резистор $R_{доб}$ включен в цепь выпрямленного тока с последовательно включенным сглаживающим реактором P . Коммутация добавочного резистора производится с помощью вентильного ключа TK , закрытое и открытое состояния которого определяются выходным напряжением релейного элемента $PЭ$.

На вход релейного элемента подается сигнал, пропорциональный разности задающего напряжения $u_{з,т}$ и напряжения обратной связи по току $u_{о,т}$.

Характеристика релейного элемента приведена на рис. 6.3, б: переход от открытого состояния ключа к закрытому осуществляется при сигнале на входе $u_{вх} = u_{з}$, обратное переключение — при $u_{вх} = u_{о}$. Как показано на рисунке, эти переключе-

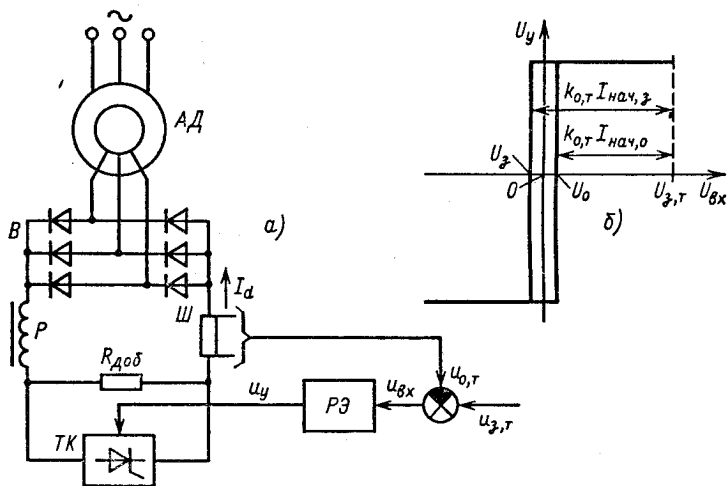


Рис. 6.3. Релейная схема реостатного регулирования момента (а) и характеристика релейного элемента (б)

чения соответствуют значениям тока

$$I_{\text{нач,з}} = (u_{3,\Gamma} - u_3)/k_{0,\Gamma}; \quad I_{\text{нач,о}} = (u_{3,\Gamma} - u'_0)/k_{0,\Gamma}. \quad (6.4)$$

Для анализа электромагнитных переходных процессов, протекающих в схеме, можно воспользоваться схемой замещения, приведенной к цепи выпрямленного тока ротора (рис. 6.4). Здесь в цепь выпрямленного тока введено сопротивление R'_x , учитывающее снижение среднего выпрямленного напряжения, обусловленное коммутацией токов фаз:

$$R'_x = m(x'_1 + x_2) s/2\pi, \quad (6.5)$$

а также приведенные к цепи выпрямленного тока активные сопротивления двух фаз статора $2R'_1s$, ротора $2R_2$, сглаживающего реактора $R_{c,p}$, а также его индуктивность $L_{c,p}$. Сопротивление $R_{\text{доб}}$ в соответствии со схемой на рис. 6.3 шунтировано тиристорным ключом ТК.

Если пренебречь временем переключения ключа, процессы изменения выпрямленного тока при переключениях сопротивления $R_{\text{доб}}$ описываются для открытого состояния ключа уравнением

$$\frac{di_{do}}{dt} + \frac{1}{T_0} i_{do} = \frac{E_{do} s}{L_{c,p}}, \quad (6.6)$$

а при закрытом ключе

$$\frac{di_{d3}}{dt} + \frac{1}{T_3} i_{d3} = \frac{E_{do} s}{L_{c,p}}, \quad (6.7)$$

где $L_{c,p}$ — индуктивность реактора; $T_0 = L_{c,p}/[R_3(s) + R_{c,p}]$; $T_3 = L_{c,p}/[R_3(s) + R_{c,p} + R_{\text{доб}}]$; $R_3 = R'_x + 2R'_1s + 2R_2$ — эквивалентное сопротивление.

При принятом допущении начальный ток при закрытом состоянии ключа равен $I_{\text{нач,з}}$, а при открытом $I_{\text{нач,о}}$. Изменения тока определяются решениями (6.6) и (6.7):

$$i_{do}(t) = (I_{\text{нач,о}} - I_{do}) e^{-t/T_0} + I_{do}; \quad (6.8)$$

$$i_{d3}(t) = (I_{\text{нач,з}} - I_{d3}) e^{-(t-t_1)/T_3} + I_{d3}, \quad (6.9)$$

где t_1 — время, когда $i_{do} = I_{\text{нач,з}}$;

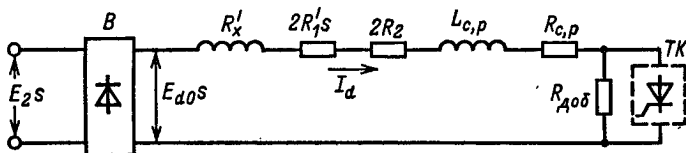


Рис. 6.4. Схема замещения цепи выпрямленного тока

$$I_{d0} = E_{d0}s / [R_3(s) + R_{c,p}]; \quad (6.10)$$

$$I_{d3} = E_{d0}s / [R_3(s) + R_{c,p} + R_{доб}]. \quad (6.11)$$

Зависимость выпрямленного тока от времени, определяемая (6.8–6.11), для конкретного значения s и ω представлена на рис. 6.5, а. На участке $0 < t < t_1$ ключ ТК открыт, и ток изменяется от начального значения, стремясь к установившемуся I_{d0} , но через время t_1 достигается значение $i_d = I_{нач,з}$, и ключ ТК закрывается. Период коммутации T_k можно определить, подставив в (6.8) значения $i_d = I_{кон,о} = I_{нач,з}$ и $t = t_1$, а в (6.9) — $i_d = I_{кон,з} = I_{нач,о}$ и $t = T_k - t_1$.

Решив полученные уравнения, определим t_1 , $T_k - t_1$ и с их помощью получим

$$T_k = T_0 \ln \frac{I_{d0} - I_{нач,о}}{I_{d0} - I_{нач,з}} + T_3 \ln \frac{I_{нач,з} - I_{d3}}{I_{нач,о} - I_{d3}} \quad (6.12)$$

Из (6.12) следует, что частота коммутации тока $f_k = 1/T_k$ является величиной переменной. При увеличении скорости и уменьшении скольжения s ток I_{d0} уменьшается до значения $I_{нач,з}$, частота коммутации становится равной нулю, ключ ТК остается в открытом состоянии, и двигатель работает на естественной характеристике 1 (рис. 6.5, б). При уменьшении скорости и возрастании s ток I_{d3} увеличивается до значения $I_{нач,о}$, возрастает до бесконечности время закрытого состояния ключа $T_k - t_1$ и двигатель работает на реостатной характеристике 2.

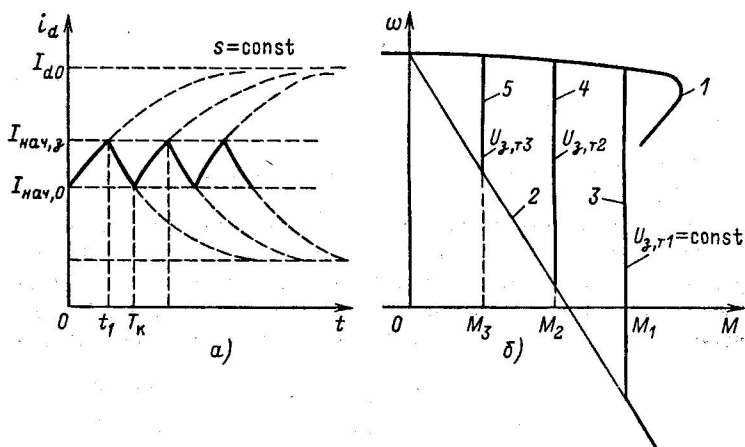


Рис. 6.5. Зависимость $i_d = f(t)$ (а) и механические характеристики (б)

При промежуточных значениях скорости и скольжения частота коммутаций велика, колебания тока при высоком коэффициенте возврата релейного элемента незначительны. Пренебрегая пульсациями тока, можно принять $I_d \approx I_{dcp}$ и определить выпрямленное напряжение:

$$U_d = E_{d0}s - \frac{m(x'_1 + x_2)s}{2\pi} I_{dcp} \quad (6.13)$$

потери в роторной цепи двигателя

$$\Delta P_2 = U_d I_{dcp} - 2R'_1 s I_{dcp}^2 \quad (6.14)$$

а затем из условия

$$\Delta P_2 = M \omega_0 s$$

получить приближенную формулу для электромагнитного момента

$$M = \frac{1}{\omega_0} \left\{ E_{d0} I_{dcp} - \left[\frac{m(x'_1 + x_2)}{2\pi} + 2R'_1 \right] I_{dcp}^2 \right\} \quad (6.15)$$

При $U_{3,T} = U_{3,T1} = \text{const}$ $I_{dcp} = I_{dcp1} = \text{const}$ и $M = M_1 = \text{const}$ (прямая 3 на рис. 6.5, б). Задавая другие значения $U_{3,T} = \text{const}$, можно получить ряд неизменных значений момента в пределах изменения скорости от характеристики 1 до характеристики 2 ($U_{3,T2}$, $U_{3,T3}$ соответствуют моменты M_2 , M_3 и характеристики 4, 5).

Чем выше чувствительность релейного элемента, тем выше точность регулирования тока. Однако при этом возрастает максимальная частота $f_k = 1/T_k$. Известно, что возможная частота коммутации тиристорного (транзисторного) ключа ограничена, чем ограничивается и реальная точность релейного регулирования момента и тока двигателя.

6.3. Система источник тока — двигатель

Благоприятные условия для регулирования момента двигателя постоянного тока с независимым возбуждением обеспечиваются при питании якорной цепи от источника тока. Схема электропривода по системе источник тока — двигатель (ИТ — Д) представлена на рис. 6.6. Здесь якорь двигателя обтекается

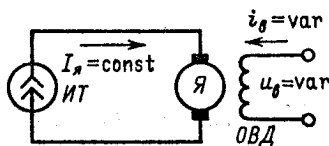


Рис. 6.6. Система ИТ — Д

неизменным током $I_{\text{я}} = \text{const}$, а управление электроприводом осуществляется воздействием на цепь возбуждения путем изменения подводимого напряжения $u_{\text{в}} = \text{var}$ и соответственно тока возбуждения $I_{\text{в}} = \text{var}$.

При неизменном токе якоря момент двигателя пропорционален потоку:

$$M = kI_{\text{ном}}\Phi = k_M\Phi, \quad (6.16)$$

поэтому, изменяя поток двигателя, можно регулировать момент как по значению, так и по знаку. Питание двигателя от источника тока полностью исключает электромеханическую связь, так как любые изменения скорости и соответственно ЭДС двигателя компенсируются без запаздывания изменением ЭДС источника питания. При этом ток нагрузки поддерживается неизменным. При $\Phi = \text{const}$ двигатель развивает постоянный момент при любых возмущениях, в том числе и при реальных пределах изменения скорости.

Механические характеристики для различных значений потока двигателя в пределах от $-\Phi_{\text{ном}}$ до $+\Phi_{\text{ном}}$ показаны на рис. 6.7. Рассматривая их, можно установить, что электропривод по системе ИТ–Д обладает свойствами полностью управляемого источника момента, обеспечивающего при $\Phi = \text{var}$ точное и плавное регулирование момента в пределах от $-M_{\text{ном}}$ до $+M_{\text{ном}}$ как в двигательном, так и в тормозном режимах при любом направлении скорости.

Заметим, что для получения знакопеременного момента в данном случае не требуется изменения направления тока якоря, поэтому источник тока может обладать односторонней проводимостью. Эти условия определяют минимальные габариты управляемого вентильного преобразователя, на базе которого может быть реализован источник тока, например неинверсивного тиристорного преобразователя, замкнутого быстродействующей обратной связью по току. Использование управляемого преобразователя позволяет расширить диапазон регулирования момента путем увеличения тока якоря на отдельных этапах работы электропривода до значений, допустимых по условиям коммутации.

Однако наиболее простые схемные решения с высокими показателями качества регулирования момента получаются при использовании параметрических источников тока, принцип действия которых основан на явлении резонанса в цепи переменного тока, содержащей индуктивные и емкостные элементы.

Известен ряд схем подобных преобразователей; наиболее распространенный вариант трехфазной схемы источника тока для питания двигателя постоянного тока показан на рис. 6.8.

Данная схема при определенном выборе параметров обеспечивает стабилизацию тока нагрузки в широких пределах изменения противо-ЭДС двигателя, ограничиваемых только линейностью и допустимыми током и напряжением ее элементов, при этом благодаря симметрии схемы в установившихся режимах работы можно ограничиться рассмотрением работы одной фазы. Ток нагрузки одной фазы при принятых на схеме направлениях выразится так:

$$\bar{I}_2 = \bar{I}_C - \bar{I}_L. \quad (6.17)$$

Токи реактивных элементов схемы определяются известными соотношениями:

$$\bar{I}_C = \bar{U}_C / (-jx_C); \quad \bar{I}_L = \bar{U}_L / (jx_L). \quad (6.18)$$

Следовательно,

$$\bar{I}_2 = -\bar{U}_C / jx_C - \bar{U}_L / jx_L. \quad (6.19)$$

При $x_C = x_L = x$ соотношение (6.19) принимает вид

$$\bar{I}_2 = -(\bar{U}_C + \bar{U}_L) / jx = j\bar{U}_n / x, \quad (6.20)$$

где $\bar{U}_n = \bar{U}_C + \bar{U}_L$ — линейное напряжение питающей сети.

Так как выпрямленный ток I_d пропорционален эффективному значению тока I_2 , из (6.20) со всей очевидностью

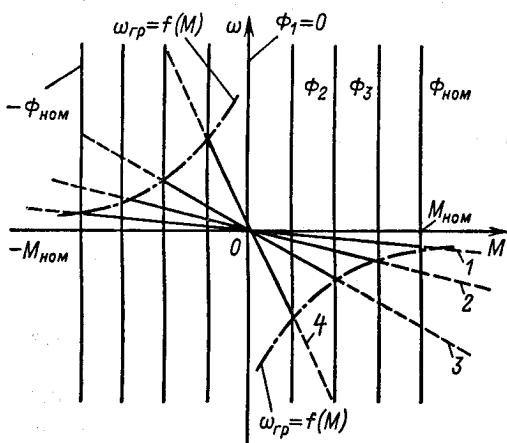


Рис. 6.7. Механические характеристики в системе ИТ — Д

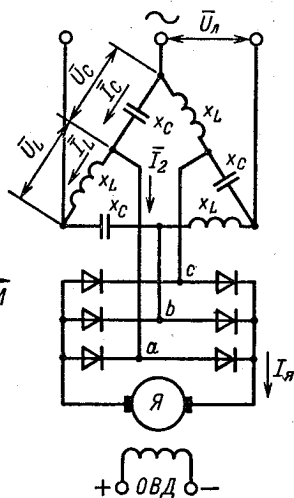


Рис. 6.8. Схема с параметрическим источником тока

вытекает, что при идеальных линейных реактивных элементах ток якоря двигателя не зависит от противо-ЭДС двигателя и сопротивления цепи нагрузки и при $U_d = \text{const}$ является постоянным: $I_a = I_d = k_{cx} I_2 = \text{const}$.

Индуктивно-емкостный преобразователь обладает высоким КПД и коэффициентом мощности, близким к единице. Однако наличие неуправляемого выпрямителя исключает возможность рекуперации энергии в сеть при тормозных режимах работы двигателя, что снижает управляемость привода. Зона поддержания момента постоянным при этом ограничивается областью двигательного режима и областью тормозного режима противовключения, заключенной между осью абсцисс и характеристикой динамического торможения двигателя, соответствующей данному значению потока Φ и расширяющейся по мере ослабления поля.

Граничное значение скорости, при котором реверсивный источник тока переходит в режим рекуперации энергии, определяется соотношением

$$\omega_{гр} = -I_{ном} R_{я\Sigma} / k\Phi = -I_{ном}^2 R_{я\Sigma} / M. \quad (6.21)$$

Гиперболические зависимости $\omega_{гр} = f(M)$, соответствующие (6.21), показаны на рис. 6.7.

При $|\omega| \geq |\omega_{гр}|$ во втором и четвертом квадратах напряжение на выходе нереверсивного источника тока (рис. 6.8) равно нулю и при дальнейшем увеличении ЭДС ток возрастает в соответствии с характеристикой динамического торможения. Как следствие, при $|\omega| > |\omega_{гр}|$ механические характеристики при тех же значениях потока имеют вид, показанный на рис. 6.7 штриховыми прямыми 1–4.

Из (6.21) следует, что ограничение пределов, в которых момент поддерживается постоянным, в рассмотренной схеме можно практически устранить введением в цепь якоря постоянно включенного или вводимого на время торможения дополнительного резистора $R_{я,доб}$.

6.4. Автоматическое регулирование момента в системе УП—Д

Общий анализ свойств регулируемого электропривода, замкнутого отрицательной обратной связью по электромагнитному моменту, целесообразно провести с помощью обобщенной структурной схемы на рис. 5.12, б, дополнив ее цепью указанной обратной связи. При этих условиях структурная схема имеет вид, показанный на рис. 6.9, и позволяет записать

следующую систему уравнений механической характеристики электропривода:

$$\left. \begin{aligned} (u_{3,м} - k_{о,м}M) k'_п &= (T_п p + 1) \omega_0; \\ \beta_e (\omega_0 - \omega) &= (T_3 p + 1) M. \end{aligned} \right\} \quad (6.22)$$

Путем преобразования системы (6.22) получим уравнение механической характеристики электропривода в виде зависимости момента от скорости:

$$M = \frac{u_{3,м} k'_п \beta_e - \beta_e (T_п p + 1) \omega}{(T_п p + 1) (T_3 p + 1) + \beta_e k_{о,м} k'_п} \quad (6.23)$$

Уравнение статической механической характеристики получим из (6.23) при $p = 0$:

$$M = M_{к,з} - \beta_{3,м} \omega = \beta_{3,м} (\omega_{03,м} - \omega), \quad (6.24)$$

где $M_{к,з} = u_{3,м} k'_п \beta_e / (1 + \beta_e k_{о,м} k'_п)$ — момент короткого замыкания; $\beta_{3,м} = \beta_e / (1 + \beta_e k_{о,м} k'_п)$ — модуль статической жесткости; $\omega_{03,м} = u_{3,м} k'_п / c$ — скорость идеального холостого хода в замкнутой системе регулирования.

Примем, что необходимо получить при $\omega = 0$ заданное значение момента стопорения электропривода $M_{к,з} = M_{стоп}$. Это значение может быть получено при различных коэффициентах обратной связи по моменту путем выбора соответствующих значений $U_{3,м}$ с помощью соотношения

$$U_{3,м} = M_{стоп} (1 - \beta_e k_{о,м} k'_п) / \beta_e k'_п.$$

Семейство механических характеристик электропривода, соответствующее $M_{к,з} = M_{стоп} = \text{const}$ при $k_{о,м} = \text{var}$, приведено на рис. 6.10, а. Рассматривая его, можно установить, что статическая точность регулирования момента в данной схеме при прочих равных условиях ограничена сильным возмущающим воздействием, оказываемым электромеханической связью.

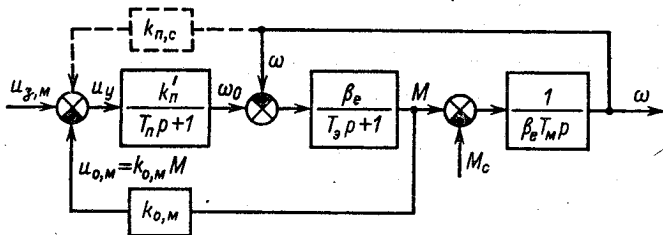


Рис. 6.9. Структурная схема электропривода с обратной связью по моменту

Вследствие действия этой связи изменения скорости двигателя в замкнутой системе регулирования оказывают на момент тем более значительное влияние, чем меньше коэффициент обратной связи по моменту. При возрастании $k_{o,m}$ жесткость статической характеристики уменьшается и при неограниченном возрастании $k_{o,m}$ или k'_n стремится к нулю. Однако при реальных значениях этих величин исключить существенное влияние изменений скорости на точность регулирования момента без принятия специальных мер практически невозможно.

При отсутствии обратной связи по моменту ($k_{o,m} = 0$) для получения момента $M_{\text{стоп}}$ необходимо небольшое значение задающего сигнала $U_{3,m}$. Увеличение $k_{o,m}$ приводит к соответствующему возрастанию $U_{3,m}$ и задаваемой преобразователем скорости идеального холостого хода $\omega_{03,m}$. Поэтому при больших коэффициентах обратной связи на форме характеристик двигателя сказывается ограничение выходной переменной преобразователя, обусловленное в системе Г—Д насыщением магнитной цепи генератора и ограниченностью максимального напряжения возбуждения, в системе ТП—Д — необходимым ограничением предельных углов регулирования реверсивного преобразователя в выпрямительном и инверторном режимах и напряжением сети, а в системе ПЧ—АД — ограничением максимальной частоты. Если представить характеристику преобразователя линейной зависимостью $\omega_0 = f(U_{y,y})$ с идеальным ограничением максимального значения ω_0 величиной ω_{0max} , то легко установить, что пределы изменения скорости, в которых с помощью отрицательной связи по моменту обеспечивается с той или иной точностью регулирование момента, ограни-

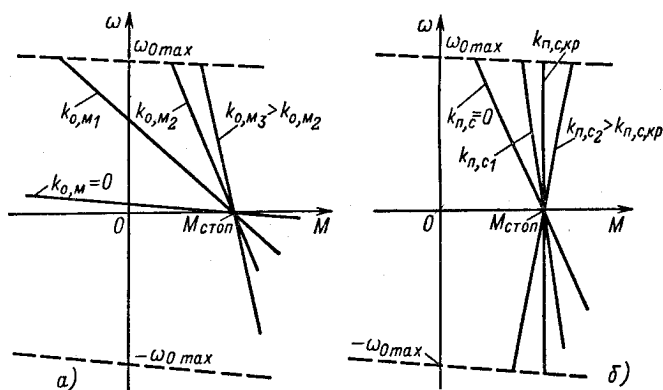


Рис. 6.10. Механические характеристики при автоматическом регулировании момента

чены сверху и снизу характеристиками разомкнутой системы, соответствующими $\omega_0 = \pm \omega_{0max} = \text{const}$ (рис. 6.10, а).

В электроприводах постоянного тока вместо обратной связи по моменту обычно используется обратная связь по току якоря, действие которой при $\Phi = \Phi_{ном} = \text{const}$ вполне аналогично рассмотренному. При этом в полученных соотношениях коэффициент $k_{o,m}$ может быть выражен через коэффициент отрицательной связи по току якоря:

$$k_{o,m} = k_{o,t}/k\Phi_{ном} = k_{o,t}/c.$$

При конечных значениях коэффициентов усиления k'_n и обратной связи $k_{o,m}$ эффективным средством уменьшения зависимости момента от скорости является использование формирующей положительной обратной связи по скорости двигателя, т. е. компенсационного принципа, в дополнение к основной системе регулирования по отклонению. Цепь формирующей положительной связи по скорости показана на рис. 6.9 штриховой линией. Уравнение статической характеристики электропривода при введении этой связи можно получить из соотношений

$$\begin{aligned} (U_{з,м} - k_{o,m}M + k_{п,с}\omega) k'_n &= \omega_0; \\ \beta_e (\omega_0 - \omega) &= M, \end{aligned} \quad (6.25)$$

где $k_{п,с}$ — коэффициент положительной связи по скорости.

Откуда

$$M = \frac{U_{з,м}\beta_e k'_n}{1 + \beta_e k_{o,m} k'_n} - \frac{\beta_e (k_{п,с} k'_n - 1)}{1 + \beta_e k_{o,m} k'_n} \omega. \quad (6.26)$$

Модуль статической жесткости механической характеристики в замкнутой системе зависит от коэффициента формирующей обратной связи по скорости:

$$\beta'_{з,м} = \frac{\beta_e (k_{п,с} k'_n - 1)}{1 + \beta_e k_{o,m} k'_n}. \quad (6.27)$$

При увеличении $k_{п,с}$ модуль статической жесткости быстро убывает и при критической положительной связи по скорости $k_{п,с,кр} = 1/k'_n$ становится равным нулю. Дальнейшее увеличение $k_{п,с}$ приводит к изменению знака жесткости, как это показано на рис. 6.10, б. При критической положительной связи статическая ошибка, обусловленная изменениями скорости, исключается, и система обеспечивает астатическое регулирование момента без введения в цепь регулирования регуляторов с интегральной характеристикой.

Сочетание компенсационного принципа с регулированием по отклонению дает комбинированную систему управления, обеспечивающую высокую статическую точность регулирования наиболее простым путем. С помощью уравнения (6.23) при $u_{3,м} = 0$ получим уравнение динамической жесткости механической характеристики в замкнутой системе:

$$\beta_{\text{дин,3,м}} = - \frac{\beta_c (T_{\text{п}} p + 1)}{(T_{3,з} p + 1) (T_{\text{п}} p + 1) + \beta_c k_{0,м} k'_{\text{п}}}. \quad (6.28)$$

При безынерционном преобразователе $T_{\text{п}} = 0$ выражение (6.28) принимает вид

$$\beta_{\text{дин,3,м}} = - \frac{\beta_{3,м}}{T_{3,з,м} p + 1}, \quad (6.29)$$

где $\beta_{3,м} = \beta_c / (1 + \beta_c k_{0,м} k'_{\text{п}})$; $T_{3,з,м} = T_3 / (1 + \beta_c k_{0,м} k'_{\text{п}})$.

Уравнение (6.29) по форме совпадает с выражением динамической жесткости в разомкнутой системе УП-Д, а анализ его параметров показывает, что при $T_{\text{п}} = 0$ отрицательная обратная связь по моменту влияет на характеристики электропривода так же, как введение резистора в цепь якоря двигателя постоянного тока. Модуль жесткости $\beta_{3,м}$ при этом уменьшается и одновременно уменьшается эквивалентная постоянная времени $T_{3,з,м}$.

На рис. 6.11, а приведены ЛАЧХ и ЛФЧХ динамической жесткости, построенные по (6.29), которые подтверждают сказанное. Динамическая жесткость в замкнутой системе при $T_{\text{п}} = 0$ (кривые 1 и 1') снижается во всем диапазоне частот относительно жесткости в разомкнутой системе (кривые 2 и 2'), при этом точность регулирования момента в широком диапазоне частот остается высокой и ошибки регулирования с ростом частоты снижаются.

В случае когда $T_{\text{п}} \gg T_3$, выражение (6.28) можно представить:

$$\beta_{\text{дин,3,м}} \approx - \frac{\beta_{3,м} (T_{\text{п}} p + 1)}{(T_{\text{п,з}} p + 1) (T_3 p + 1)}, \quad (6.30)$$

где $T_{\text{п,з}}$ — эквивалентная постоянная времени преобразователя в замкнутой системе, $T_{\text{п,з}} = T_{\text{п}} / (1 + \beta_c k_{0,м} k'_{\text{п}})$, если приближенно принять $(T_{\text{п}} + T_3) / (1 + \beta_c k_{0,м} k'_{\text{п}}) \approx T_{\text{п,з}} + T_3$ при $T_{\text{п,з}} > T_3$. Соответствующие (6.30) ЛАЧХ и ЛФЧХ динамической жесткости замкнутой системы представлены на рис. 6.11, б. Они свидетельствуют о том, что при большой $T_{\text{п}}$ высокая точность регулирования момента имеет место лишь при низких частотах, а в области средних и высоких частот динамические свойства замкнутой системы электропривода аналогичны дина-

мическим свойствам разомкнутой системы. Таким же путем можно убедиться, что введение формирующей положительной связи по скорости влияет на вид ЛАЧХ и ЛФЧХ только в области низких частот, т. е. сказывается в основном на статической точности регулирования момента.

Для анализа влияния обратной связи по моменту (току) на колебательность электропривода при жестких механических связях структурную схему рис. 6.9 с помощью (6.28) полезно представить в виде, показанном на рис. 6.12. Колебательность электропривода при $T_n \approx 0$ оценим с помощью характеристического уравнения замкнутой системы, которое можно получить из передаточной функции замкнутого контура на рис. 6.12 при $M_c = 0$ в виде

$$T_M T_3 p^2 + (1 + \beta_c k_{o,m} k'_n) T_M p + 1 = 0. \quad (6.31)$$

Нетрудно видеть, что при $T_n = 0$ регулируемый по моменту электропривод представляет собой колебательное звено

$$T_{M,3,M} T_{3,3,M} p^2 + T_{M,3,M} p + 1 = 0, \quad (6.32)$$

где $T_{M,3,M} = (1 + \beta_c k_{o,m} k'_n) T_M$.

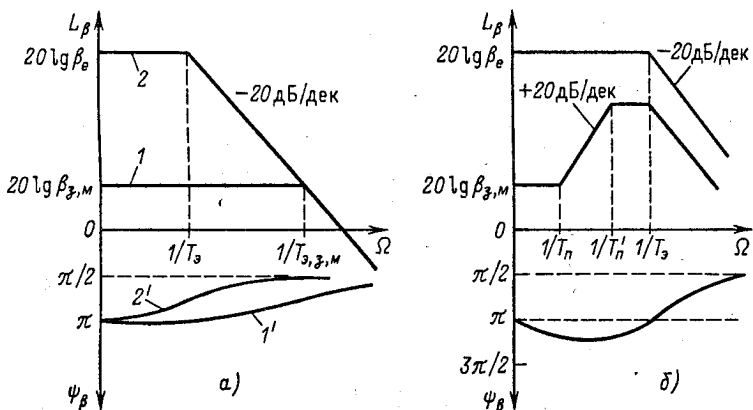


Рис. 6.11. Частотные характеристики электропривода с обратной связью по моменту

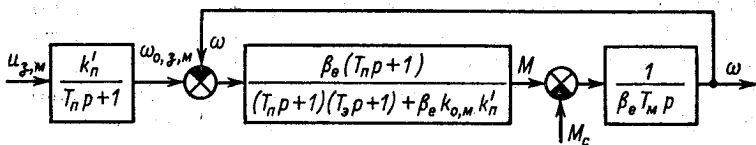


Рис. 6.12. Преобразование структурной схемы электропривода с обратной связью по моменту

Введение отрицательной связи по моменту увеличивает $T_{м,з,м}$ и уменьшает $T_{з,з,м}$, при этом соотношение постоянных t изменяется в сторону меньшей колебательности, а быстроедействие по моменту в связи с уменьшением $T_{з,з,м}$ увеличивается. Как следствие, необходимости коррекции контура регулирования момента при $T_{п} = 0$ не возникает.

Учет инерционности преобразователя ($T_{п} \neq 0$) увеличивает порядок характеристического уравнения системы, что затрудняет оценку колебательности по его корням. Динамические свойства электропривода, замкнутого обратной связью по моменту, удобнее проанализировать по соответствующей ЛАЧХ разомкнутого контура:

$$W_{раз,м}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_{0з,м}(p)} = \frac{T_{п}p + 1}{T_{мз}p [(T_{пз}p + 1)(T_{з}p + 1) + \beta_c k_{о,м} k_{п}]} \quad (6.33)$$

При $T_{п} \gg T_{з}$ в структуре на рис. 6.12 звено динамической жесткости можно приближенно представить в виде (6.30) вместо (6.28), при этом

$$W_{раз,м}(p) \approx \frac{T_{п}p + 1}{T_{м,з,мп} (T_{п,з}p + 1)(T_{з}p + 1)} \quad (6.34)$$

Соответствующая (6.34) ЛАЧХ показана на рис. 6.13. Анализируя (6.34) и рис. 6.13, можно установить, что при небольших $T_{м}$ и $T_{п}$, а также при больших $T_{п}$ и сильной отрицательной связи по моменту ($T_{п,з} \approx T_{з}$) частота среза может находиться в области асимптоты с наклоном -40 дБ/дек и качество регулирования момента может быть неудовлетворительным.

Поэтому обычно при автоматическом регулировании момента электропривода требуется коррекция динамических свойств тем или иным способом. Без коррекции удастся

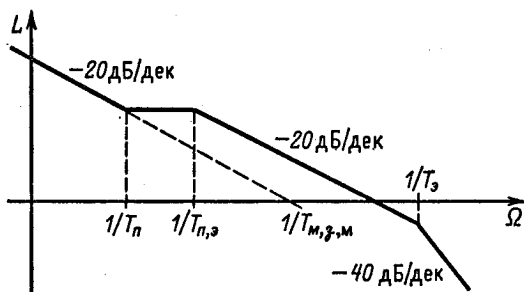


Рис. 6.13. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики разомкнутого контура регулирования момента при $T_{п} \gg T_{з}$

обойтись только в тех случаях, когда требования к быстродействию и точности регулирования момента и тока в динамике невысоки. При этом необходимая точность регулирования в статике обеспечивается введением критической положительной связи по скорости (или по напряжению генератора в системе Г – Д), а отрицательная связь по моменту (току) ослабляется до уровня, обеспечивающего требуемое демпфирование переходных процессов.

6.5. Последовательная коррекция контура регулирования момента в системе УГ – Д

Для последовательной коррекции на вход разомкнутого контура регулирования момента в схеме на рис. 6.9 введем регулятор момента с передаточной функцией $W_{p,m}$, как показано на рис. 6.14, а.

Условия последовательной коррекции существенно зависят от инерционности преобразователя. Имея в виду вентильные преобразователи напряжения и частоты для электроприводов постоянного и переменного тока, примем, что постоянная времени T_n является оценкой постоянного запаздывания τ_n и инерционности фильтров T_ϕ , причем благодаря малости τ_n и T_ϕ их можно отнести к некомпенсируемым инерционностям контура:

$$T_\mu = \tau_n + T_\phi = T_n.$$

Как было показано, при регулировании момента электро-механическая связь, обусловленная внутренней связью по ЭДС, является возмущающим воздействием, снижающим точность

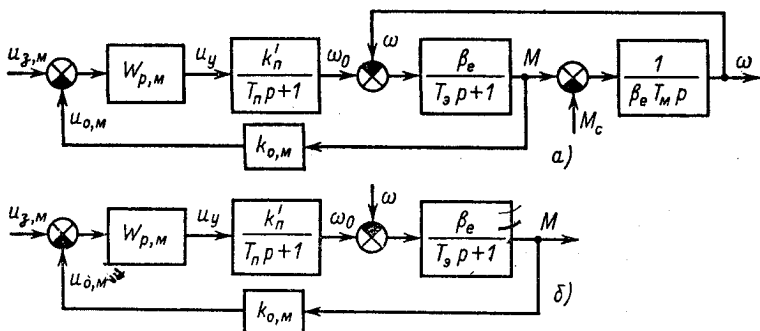


Рис. 6.14. Структурные схемы контура регулирования момента в системе УГ – Д

регулирования. При последовательной коррекции выбором желаемой передаточной функции разомкнутого контура регулирования в виде (5.34) статическая ошибка регулирования момента исключается. Поэтому при синтезе контура регулирования момента внутреннюю обратную связь по скорости размыкают, пренебрегая ее влиянием на динамику привода в процессах по управлению. Влияние этой связи на динамическую точность регулирования можно оценить, положив изменения скорости независимым возмущающим воздействием $\omega = f(t)$.

Изложенному соответствует упрощенная структурная схема контура регулирования момента, представленная на рис. 6.14, б. Запишем желаемую передаточную функцию разомкнутого контура (5.34) с учетом нелинейной обратной связи в виде

$$W_{\text{раз,м}} = \frac{1/k_{\text{о,м}}}{a_{\text{м}}T_{\mu p}(T_{\mu p} + 1)}. \quad (6.35)$$

В соответствии с рис. 6.14, б передаточная функция объекта регулирования

$$W_{\text{о,р,м}} = \frac{k_{\text{п}}\beta_{\text{с}}}{(T_{\text{з}}p + 1)(T_{\mu p} + 1)}. \quad (6.36)$$

Поделив (6.35) на (6.36), получим

$$W_{\text{р,м}} = \frac{W_{\text{раз,м}}}{W_{\text{о,р,м}}} = \frac{T_{\text{з}}p + 1}{k_{\text{о,м}}k_{\text{п}}\beta_{\text{с}}a_{\text{м}}T_{\mu p}} = \frac{T_{\text{з}}}{T_{\text{и}}} + \frac{1}{T_{\mu p}}. \quad (6.37)$$

Таким образом, регулятор момента должен быть пропорционально-интегральным (ПИ-регулятор) с постоянной интегрирования

$$T_{\text{и}} = k_{\text{о,м}}k_{\text{п}}\beta_{\text{с}}a_{\text{м}}T_{\mu p} \quad (6.38)$$

и коэффициентом пропорциональной части

$$k_{\text{у,м}} = T_{\text{з}}/T_{\text{и}}. \quad (6.39)$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования момента

$$W_{\text{зам,м}} = \frac{1/k_{\text{о,м}}}{a_{\text{м}}T_{\mu p}(T_{\mu p} + 1) + 1}. \quad (6.40)$$

Исследуем свойства полученной системы электропривода. Уравнение механической характеристики получим на основании физических представлений. Благодаря наличию в передаточной функции регулятора момента (6.37) интегральной составляю-

щей в статических режимах ($U_{3,м} = \text{const}$, $p = 0$) на входе регулятора напряжение должно быть равно нулю:

$$U_{3,м} - k_{о,м}M = 0.$$

Отсюда уравнение механической характеристики

$$M = U_{3,м}/k_{о,м} = M_3 = \text{const}. \quad (6.41)$$

Механические характеристики, соответствующие различным значениям $U_{3,м}$, представлены на рис. 6.15, причем при их построении учтено ограничение ЭДС или частоты преобразователя ($\omega_0 \leq \omega_{0\text{max}}$, штриховые предельные характеристики разомкнутой системы). Таким образом, в результате последовательной коррекции в статических режимах электропривод приобретает свойства регулируемого источника момента.

Динамические свойства контура определяются в соответствии с (6.40) его настройкой, т.е. выбором соотношения постоянных времени контура $a_m = T_{о,м}/T_\mu$. Контур момента чаще всего настраивается на технический оптимум ($a_m = 2$), при котором минимальное время регулирования $t_p = 4,7T_\mu$ достигается при пренебрежимо малом перерегулировании, не превышающем 5% M_3 . Если по тем или иным причинам желательно полностью исключить перерегулирование или, напротив, допустимо увеличение колебательности для достижения высокого быстродействия, значения a_m выбираются в пределах $a_m = 1 \div 4$.

При данном соотношении постоянных a_m быстродействие контура регулирования момента определяется уровнем некомпенсированной постоянной T_μ . Для вентильных преобразователей $T_\mu \leq 0,01$ с и момент при скачке задания достигает заданного значения за время $t_p \leq 0,05$ с. Это высокое быстродействие, которое достаточно для большинства регулируемых электроприводов. Во многих случаях такой темп нарастания момента оказывается нежелательным или недопустимым по условиям работы механизма, тогда приходится принимать меры для его ограничения.

Одним из возможных пу-

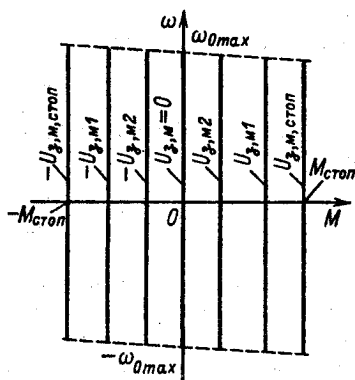


Рис. 6.15. Механические характеристики электропривода с унифицированным контуром регулирования момента

тей ограничения производной момента является увеличение некомпенсируемой постоянной времени контура путем отказа от компенсации, например T_3 . Однако при этом следует учитывать, что увеличение T_μ приводит к увеличению ошибок регулирования в динамических процессах.

Для анализа точности регулирования момента воспользуемся общей формулой ошибки регулирования (5.19). С учетом схемы на рис. 6.14, б при единичной обратной связи получим

$$\begin{aligned} \Delta M_\Sigma(p) &= \frac{M_3(p) + \omega(p) W''_{\text{о,р,м}}(p)}{1 + W_{\text{раз,м}}(p)} = \\ &= \frac{[M_3(p) + \beta_e \omega(p)/(T_3 p + 1)] a_m T_\mu p (T_\mu p + 1)}{a_m T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1}. \end{aligned} \quad (6.42)$$

Рассматривая (6.42), можно заключить, что статическая ошибка регулирования момента как по управлению, так и по возмущению равна нулю. Установившаяся динамическая ошибка при линейном нарастании задания $M_3(t) = (dM_3/dt)_{\text{max}} t = (dM_3/dt)_{\text{max}}/p$ определяется по (6.42) при $p = 0$:

$$\Delta M_{3(1)}(0) = (dM_3/dt)_{\text{max}} a_m T_\mu. \quad (6.43)$$

Проанализируем влияние внутренней связи по скорости на точность регулирования момента в переходных процессах электропривода. Примем, что скорость двигателя изменяется по линейному закону $\omega(t) = \varepsilon_{\text{max}} t = \varepsilon_{\text{max}}/p$. Подставив изображение скорости в (6.42), при $p = 0$ определим установившуюся динамическую ошибку по возмущению:

$$\Delta M_{\omega(1)}(0) = \beta_e a_m T_\mu \varepsilon_{\text{max}}. \quad (6.44)$$

Таким образом, в переходных процессах вследствие влияния внутренней связи по скорости (электромеханической связи в разомкнутой системе электропривода) фактические значения момента в соответствии с (6.44) могут существенно отличаться от M_3 , т. е. между динамическими и статическими характеристиками $M = f(t)$ имеют место значительные расхождения. При данном ускорении ε_{max} эти расхождения тем больше, чем больше модуль жесткости статической характеристики электропривода в разомкнутой системе β_e и чем выше уровень некомпенсируемых инерционностей контура регулирования, оцениваемый T_μ . Выбор повышенных значений a_m в целях снижения колебательности контура регулирования момента влечет за собой соответствующее увеличение ошибки регулирования момента в переходных процессах.

Наличие ошибки (6.44) объясняется следующими причинами. Для поддержания момента постоянным $M = \text{const}$ по мере

возрастания скорости ω должна линейно увеличиваться ω_0 , т. е. напряжение или частота на выходе преобразователя. Соответственно должно линейно возрастать выходное напряжение регулятора момента, а для этого на входе ПИ-регулятора должен быть постоянный сигнал ошибки $\Delta U_{вх} = U_{3,м} - k_{о,м}M$.

Формулу, удобную для оценки динамической ошибки в переходных процессах пуска и торможения, можно получить, определив из уравнения движения ускорение ε_{max} :

$$\varepsilon_{max} = (M_{стоп} - \Delta M_{\omega(1)} - M_c) / J_{\Sigma}. \quad (6.45)$$

Подставив (6.45) в (6.44), после преобразований получим

$$\Delta M_{\omega(1)} / M_{стоп} = (1 - M_c / M_{стоп}) / (1 + T_m / a_m T_{\mu}), \quad (6.46)$$

где $T_m = J_{\Sigma} / \beta_e$.

Полученные соотношения и известные динамические показатели настройки на технический оптимум $a_m = 2$ позволяют инженеру в практической деятельности производить оперативные качественные и количественные оценки переходных процессов в электроприводах с унифицированным контуром регулирования момента.

При задании скачком момента $M_3 = M_{стоп}$ переходный процесс изменения момента при стандартной настройке определяется формулой (5.32) при $a = 2$. Соответствующая зависимость $M = f(t)$ представлена на рис. 6.16, а (кривая 1). Она точно описывает переходный процесс при $\omega = 0$, т. е. при заторможенном роторе двигателя. Изменения скорости, обусловленные приложенным моментом в соответствии с уравнением движения

$$M - M_c = J_{\Sigma} (d\omega/dt),$$

вызывают отличия реальной кривой 2 от теоретической 1 тем большие, чем больше динамические ошибки регулирования

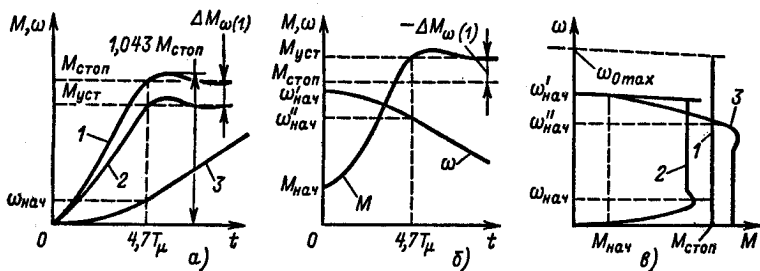


Рис. 6.16. Графики переходных процессов (а, б) и соответствующие механические характеристики при регулировании момента (в)

момента. Кривая 3 на рис. 6.16, а характеризует нарастание скорости $\omega(t)$ в процессе пуска с $M_c = 0$, соответствующее изменениям момента по кривой 2. Нетрудно видеть, что после начального переходного процесса скорость при пуске с $M_c = \text{const}$ изменяется по линейному закону $\omega = \omega_{\text{нач}} + \varepsilon_{\text{max}} t$, при этом устанавливается постоянная ошибка $\Delta M_{\omega(1)}$, которая вычисляется по (6.46).

Характер изменения момента на начальном участке кривой 2 может несколько отличаться от кривой 1, соответствующей $\omega = 0$. Однако эти отличия незначительны и существенного влияния на общий характер и время переходного процесса не оказывают. Поэтому кривая 2 приближенно может быть построена по установившемуся значению $M_{\text{п}} = M_{\text{стоп}} - \Delta M_{\omega(1)}$ при $t_1 \approx 4,7T_{\mu}$ аналогично построению кривой 1.

На рис. 6.16, б приведены такие же кривые для процесса стопорения электропривода, вызванного приложением момента нагрузки $M > M_{\text{стоп}}$. За время нарастания момента от $M_{\text{нач}}$ до $M_{\text{уст}} = M_{\text{стоп}} + \Delta M_{\omega(1)}$ $t_1 \approx 4,7T_{\mu}$ скорость успевает снизиться от $\omega'_{\text{нач}}$ до $\omega''_{\text{нач}}$ и далее уменьшается по линейному закону $\omega = \omega''_{\text{нач}} - \varepsilon_{\text{max}} t$. В соответствии с (6.46) при стопорении под действием $M_c > M_{\text{стоп}}$ ошибка $\Delta M_{\omega(1)}$ отрицательна и значение $M_{\text{уст}} > M_{\text{стоп}}$.

На рис. 6.16, в представлены статическая характеристика 1 и соответствующие пуску (рис. 6.16, а) и стопорению (рис. 6.16, б) динамические механические характеристики 2 и 3. Они наглядно показывают расхождения между статикой и динамикой регулирования момента. Во многих случаях эти расхождения при стандартных настройках оказываются недопустимо большими и возникает необходимость введения в контур регулирования момента дополнительных узлов, повышающих точность регулирования.

Пример 6.1. Рассчитать параметры унифицированного контура регулирования момента в системе ТП – Д и оценить точность регулирования.

Данные двигателя: $U_{\text{ном}} = 220$ В; $P_{\text{ном}} = 30$ кВт; $I_{\text{ном}} = 147$ А; $\omega_{\text{ном}} = 157$ 1/с; допустимая кратность пускового тока $\lambda_I = 2$; суммарное сопротивление $R_{\Sigma\text{дв}} = 0,045$ Ом (в нагретом состоянии).

Для питания двигателя используется реверсивный тиристорный преобразователь, $U_{\text{ном}} = 230$ В; $U_{\text{у,ном}} = 10$ В; $I_{\text{пр,ном}} = 300$ А; кратность допустимой кратковременной перегрузки по току $k_I = 1,2$, суммарное эквивалентное сопротивление силовой цепи преобразователя $R_{\Sigma\text{пр}} = 0,06$ Ом.

Суммарный приведенный момент инерции электропривода $J_{\Sigma} = 1,3$ кг · м². Постоянная времени якорной цепи $T_{\text{я}} = 0,06$ с. В якорную цепь включен шунт 200 А, 75 мВ. Коэффициент датчика тока $k_{\text{д,т}} = 50$.

При $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$ для двигателя с независимым возбуждением $M = cI_{\text{я}}$, поэтому практически для регулирования момента используется жесткая отрицательная связь по току якоря. Функциональная схема рассматриваемого электропривода для этого случая представлена на рис. 6.17, а, структурная — на рис. 6.17, б. В соответствии с изложенным для синтеза регулятора тока структурную схему необходимо представить в упрощенном виде, как показано на рис. 6.17, в (аналогично рис. 6.14, б).

Определим параметры схемы на рис. 6.17, в. Коэффициент усиления преобразователя

$$k_{\text{п}} = U_{\text{п,ном}}/U_{\text{у,ном}} = 230/10 = 23.$$

Суммарное сопротивление якорной цепи

$$R_{\Sigma} = 1,1 (R_{\Sigma\text{дв}} + R_{\Sigma\text{пр}}) = 1,1 (0,045 + 0,06) = 0,116 \text{ Ом.}$$

Здесь коэффициент 1,1 учитывает сопротивление соединительных проводов. Так как значения T_{ϕ} не заданы, предположив СИФУ преобразователя полупроводниковой, примем $T_{\mu} = \tau_{\text{п}} + T_{\phi} = 0,01 \text{ с}$; в соответствии с заданием $T_{\text{я}} = 0,06 \text{ с}$.

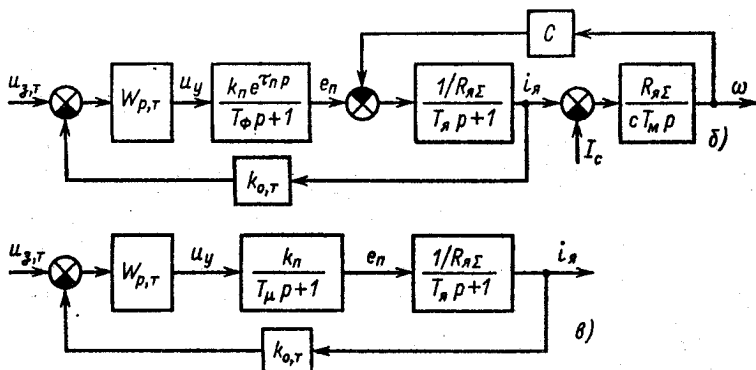
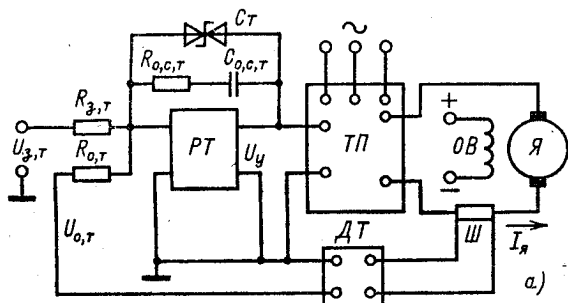


Рис. 6.17. Схемы электропривода постоянного тока с унифицированным контуром регулирования тока якоря

Желаемая для настройки на технический оптимум передаточная функция разомкнутого контура регулирования тока

$$W_{\text{раз,т}} = \frac{1/k_{0,т}}{2T_{\mu P} (T_{\mu P} + 1)}$$

Передаточная функция объекта регулирования

$$W_{0,р,т} = \frac{k_{п}/R_{я\Sigma}}{(T_{\mu P} + 1)(T_{яP} + 1)}$$

Передаточная функция регулятора тока

$$W_{р,т} = W_{\text{раз,т}}/W_{0,р,т} = (T_{яP} + 1)/T_{\mu P}$$

где $T_{и} = \frac{k_{0,т}k_{п}}{R_{я\Sigma}} 2T_{\mu}$ — постоянная интегрирования ПИ-регулятора.

Схема регулятора тока показана на рис. 6.17, а.

Постоянная цепи обратной связи регулятора

$$T_{к} = R_{0,с,т}C_{0,с,т} = T_{я}$$

Задаваясь $R_{0,с,т} = 10$ кОм, определяем значение емкости конденсатора:

$$C_{0,с,т} = T_{я}/R_{0,с,т} = 0,06/10 \cdot 10^3 = 6 \text{ мкФ.}$$

Значение $k_{0,т}$, приведенное к задающей цепи,

$$k_{0,т} = k_{ш}k_{д,т}R_{3,т}/R_{0,т} = 0,000375 \cdot 50R_{3,т}/R_{0,т} = 0,0375R_{3,т}/R_{0,т}$$

где $k_{ш} = U_{ш}/I_{ш} = 0,075/200 = 0,000375$ В/А.

Примем $R_{3,т} = R_{0,т}$, тогда $k_{0,т} = 0,0375$ В/А. Коэффициент усиления регулятора

$$k_{у} = R_{0,с,т}/R_{3,т} = T_{я}/T_{и} = 0,06/0,148 = 0,405,$$

где $T_{и} = \frac{0,0375 \cdot 23}{0,116} 2 \cdot 0,01 = 0,148$ с.

Отсюда $R_{3,т} = 0,405R_{0,с,т} = 0,405 \cdot 10 = 4,05$ кОм.

Стопорный ток электропривода

$$I_{\text{стоп}} = \lambda I_{\text{ном}} = 2 \cdot 147 = 294 \text{ А.}$$

Максимальное напряжение задания тока

$$U_{3,т\text{max}} = k_{0,т}I_{\text{стоп}} = 0,0375 \cdot 294 = 11 \text{ В.}$$

Напряжение пробоя стабилитронов C_T в цепи обратной связи регулятора тока $U_{CT} = 11 \text{ В} > U_{у,ном}$.

Коэффициент ЭДС двигателя

$$c = \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}}R_{я,дв}}{\omega_{\text{ном}}} = \frac{220 - 147 \cdot 0,045}{157} = 1,36 \text{ В} \cdot \text{с.}$$

Стопорный момент

$$M_{\text{стоп}} = cI_{\text{стоп}} = 1,36 \cdot 294 = 400 \text{ Нм.}$$

Электромеханическая постоянная времени

$$T_M = J_{\Sigma} / \beta_c = 1,3 \cdot 0,045 / 1,36^2 = 0,0316 \text{ с.}$$

Относительная ошибка регулирования момента и тока в процессе пуска с $M_c = 0$ по формуле (6.46)

$$\frac{\Delta M_{\omega(1)}}{M_{\text{стоп}}} = \frac{\Delta I_{\omega(1)}}{I_{\text{стоп}}} = \frac{1}{1 + 0,0316/2 \cdot 0,01} = 0,388.$$

Абсолютная ошибка по току (расхождение между статической и динамической механическими характеристиками)

$$\Delta I_{\omega(1)} = 0,388 \cdot 294 = 114 \text{ А.}$$

Абсолютная ошибка при пуске с $M_c = 200 \text{ Н} \cdot \text{м}$

$$\Delta I_{\omega(1)} = \frac{294(1 - 0,5)}{1 + 0,0316/2 \cdot 0,01} = 57 \text{ А.}$$

Ошибка регулирования уменьшилась в 2 раза, так как в 2 раза уменьшилось ускорение при пуске.

6.6. Особенности регулирования момента и тока в системе Г — Д

Для реализации стандартной настройки на технический оптимум контура регулирования момента в системе Г — Д при последовательной коррекции имеются две возможности: непосредственная коррекция и введение подчиненного контура регулирования ЭДС генератора или его тока возбуждения.

Так же как и в системе ТП — Д, регулирование момента в системе Г — Д осуществляется с помощью отрицательной обратной связи по току якорной цепи. Структурная схема контура регулирования тока, учитывающая влияние внутренней связи по ЭДС двигателя в виде независимого возмущения по скорости, представлена на рис. 6.18, а.

Если принять, что компенсации подлежат большая постоянная T_{Γ} и средняя $T_{\text{я}}$, то $T_{\mu} = T_{\Gamma, \text{в}} \leq 0,01 \text{ с}$, при этом передаточная функция регулятора тока получается в виде

$$W_{p, \Gamma} = \frac{R_{\Sigma} (T_{\Gamma} p + 1) (T_{\text{я}} p + 1)}{k_{\Gamma, \text{в}} k_{\Gamma} k_{\text{о, т}} a_{\Gamma} T_{\mu} p} = \frac{T_{\Gamma} T_{\text{я}}}{T_{\text{и}}} p + \frac{T_{\Gamma} + T_{\text{я}}}{T_{\text{и}}} + \frac{1}{T_{\text{и}} p}, \quad (6.47)$$

где $T_{\text{и}} = k_{\Gamma, \text{в}} k_{\Gamma} k_{\text{о, т}} a_{\Gamma} T_{\mu} / R_{\Sigma}$.

Получена передаточная функция ПИД-регулятора. Свойства электропривода при этом в пределах линейности системы совпадают с рассмотренными выше для системы УП — Д с быстродействующим преобразователем. Если использование ПИД-регулятора нежелательно, можно отказаться от компенсации постоянной $T_{\text{я}}$, положив $T_{\mu} = T_{\Gamma, \text{в}} + T_{\text{я}} > 0,01 \text{ с}$. Передаточная функция регулятора тока при этом получается в виде

$$W_{p, \Gamma} = (T_{\Gamma} p + 1) / T_{\text{и}} p = T_{\Gamma} / T_{\text{и}} + 1 / T_{\text{и}} p. \quad (6.48)$$

Полученный ПИ-регулятор удобен в реализации, но увеличение суммарной некомпенсируемой постоянной $T_{\mu} = T_{т,в} + T_{я}$ определяет соответствующее снижение быстродействия контура и уменьшение точности регулирования. Это ухудшение свойств контура регулирования тем более значительно, чем больше $T_{я}$. Поэтому при повышенных значениях $T_{я}$ более благоприятные условия регулирования тока и момента обеспечиваются введением подчиненного контура регулирования ЭДС генератора (рис. 6.18, б).

Применив уже неоднократно использованный выше метод определения передаточной функции регулятора для контура регулирования ЭДС, получим

$$W_{р,э} = \frac{T_{гp} + 1}{k_{т,в}k_{г}k_{о,э}a_3T_{\mu p}} = \frac{T_{г}}{T_{и,э}} + \frac{1}{T_{и,эp}}, \quad (6.49)$$

где $T_{\mu} = T_{т,в}$; $T_{и,э} = k_{т,в}k_{г}k_{о,э}a_3T_{\mu}$.

Замкнутый контур регулирования ЭДС имеет передаточную функцию

$$W_{зам,э} = \frac{1/k_{о,э}}{a_3T_{\mu p}(T_{\mu p} + 1) + 1} \approx \frac{1/k_{о,э}}{a_3T_{\mu p} + 1}. \quad (6.50)$$

Следовательно, благодаря введению подчиненного контура регулирования ЭДС передаточная функция объекта регулирования тока принимает вид

$$W_{о,р,т} = \frac{1/k_{о,э}}{a_3T_{\mu p} + 1} \frac{1/R_{я\Sigma}}{T_{яp} + 1}. \quad (6.51)$$

В контуре регулирования тока якоря осталась одна подлежащая компенсации постоянная $T_{я}$, но некомпенсируемая инерционность контура возросла: $T_{\mu т} = a_3T_{\mu}$. Отсюда регулятор тока должен иметь следующую передаточную функцию:

$$W_{р,т} = \frac{k_{о,э}R_{я\Sigma}(T_{яp} + 1)}{k_{о,т}a_1a_3T_{\mu p}} = \frac{T_{я}}{T_{и}} + \frac{1}{T_{и,тp}}, \quad (6.52)$$

где $T_{и,т} = (k_{о,т}/k_{о,э}R_{я\Sigma}) a_1a_3T_{\mu}$.

Таким образом, введение подчиненного контура регулирования ЭДС позволяет ограничиться применением ПИ-регуляторов. Полученная в результате коррекции передаточная функция замкнутого контура тока якоря имеет вид

$$W_{зам,т} = \frac{1/k_{о,т}}{a_1a_3T_{\mu p}(a_3T_{\mu p} + 1) + 1}. \quad (6.53)$$

При настройке на технический оптимум ($a_3 = a_t = 2$) динамические свойства контура регулирования тока качественно получаются такими же, как и в системе с быстродействующим преобразователем, однако количественно быстродействие контура и точность регулирования тока и момента ухудшаются в 2 раза. Сравнивая вариант одноконтурной системы с ПИ-регулятором тока (6.48) с двухконтурной, можно заключить, что при $T_{т,в} + T_{я} < 2T_{т,в}$ быстродействие и точность регулирования в одноконтурной системе выше, чем в двух-

контурной. При $T_{г,в} + T_{я} > 2T_{г,в}$ предпочтителен вариант двухконтурной системы, особенно в тех случаях, когда возможность ограничения максимальной ЭДС генератора представляет практический интерес.

Для ограничения ЭДС генератора значением $E_{г} \leq E_{г, \max}$ в структуре на рис. 6.18, б достаточно ограничить выходное напряжение регулятора тока, которое является сигналом задания ЭДС генератора, значением $U_{з, \max}$.

Весьма большая постоянная времени генератора $T_{г}$ является важной особенностью системы Г—Д. Необходимо иметь в виду, что компенсация постоянной $T_{г}$ исключает эту инерционность из контура только математически. Физически она в контуре регулирования присутствует, и ее влияние компенсируется соответствующим форсированием напряжения возбуждения только в пределах, ограниченных предусмотренным запасом по напряжению $U_{в, \max} = \alpha U_{в, \text{ном}}$.

Высокое быстродействие контура регулирования при стандартной настройке требует соответственно быстрых изменений ЭДС генератора. Для изменения ЭДС генератора по закону $e_{г} = (de_{г}/dt)_{\max} t = (de_{г}/dt)_{\max}/p$ к его обмотке возбуждения в соответствии с передаточной функцией необходимо приложить напряжение

$$U_{в, \max} = \frac{(T_{г}p + 1)}{k_{г}p} \left(\frac{de_{г}}{dt} \right)_{\max} \quad (6.54)$$

Если при этом $E_{г} \ll E_{г, \text{ном}}$, (6.54) можно упростить:

$$U_{в, \max} \approx \frac{T_{г}}{k_{г}} \left(\frac{de_{г}}{dt} \right)_{\max} \quad (6.55)$$

Этим же соотношением можно воспользоваться для определения требуемых форсировок возбуждения генератора для изменения ЭДС генератора по синусоидальному закону $e_{г} = \Delta E_{г, \max} \sin \Omega t$, при этом

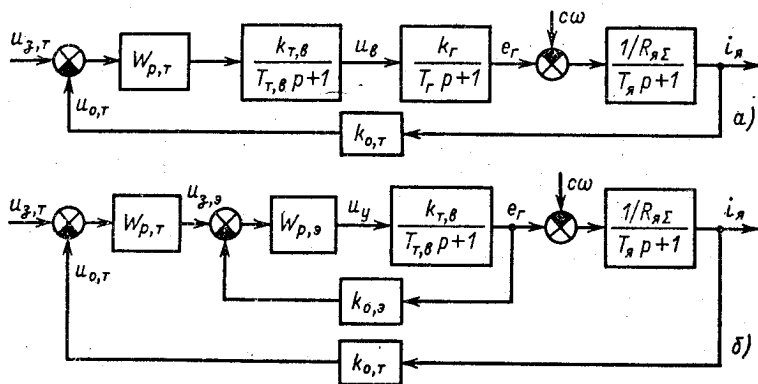


Рис. 6.18. Структурные схемы при последовательной коррекции контура регулирования тока в системе Г—Д

подстановка в (6.55) амплитуды производной от e_r дает

$$U_{в max} = (T_r/k_r) \Omega \Delta E_{г max}. \quad (6.56)$$

Уравнение (6.56) свидетельствует о том, что в связи с большим значением T_r напряжение $U_{в max}$ должно быстро возрасти с увеличением частоты и амплитуды колебаний ЭДС. Пренебрегая насыщением магнитной цепи генератора, с помощью (6.56) оценим требуемый запас по напряжению возбуждения на частоте среза контура регулирования тока, настроенного на технический оптимум:

$$U_{в max} = \frac{T_r}{k_r} \frac{1}{2T_\mu} \Delta E_{г max} = \frac{T_r}{2T_\mu} \frac{\Delta E_{г max}}{E_{г, ном}} U_{в, ном}, \quad (6.57)$$

где $U_{в, ном} = E_{г, ном}/k_r$.

Следовательно, в данном режиме требуется коэффициент форсирования

$$\alpha_c = \frac{U_{в max}}{U_{в, ном}} = \frac{T_r}{2T_\mu} \frac{\Delta E_{г max}}{E_{г, ном}}. \quad (6.58)$$

При ограниченном запасе по напряжению возбудителя α пределы частот и амплитуд колебаний, в которых система Г-Д остается линейной системой, ограничены:

$$\Omega \Delta E_{г max}/E_{г, ном} \leq \alpha/T_r. \quad (6.59)$$

Если условие (6.59) не выполняется, система регулирования является нелинейной, главным образом, из-за нелинейности характеристики возбудителя. При этом все полученные выше оценки быстродействия и точности регулирования могут быть недостаточно достоверными. Поэтому при проектировании электроприводов по системе Г-Д с последовательной коррекцией контуров регулирования ЭДС, тока якоря и других координат системы необходимо проверять достаточность принятого запаса по напряжению возбудителя для реализации стандартных показателей регулирования.

С помощью уравнения электрического равновесия якорной цепи Г-Д

$$e_r = c\omega + i_a R_{я\Sigma} + L_{я\Sigma} di_a/dt$$

можно определить производную ЭДС генератора как функцию регулируемой координаты:

$$\begin{aligned} de_r/dt &= c\varepsilon + R_{я\Sigma} \frac{di_{я*}}{dt} + L_{я\Sigma} \frac{d^2 i_{я*}}{dt^2} = \\ &= \Delta E_{г, стоп} \left(\frac{i_{я*}}{T_M} + \frac{di_{я*}}{dt} + T_J \frac{d^2 i_{я*}}{dt^2} \right), \end{aligned} \quad (6.60)$$

где $\Delta E_{г, стоп} = I_{стоп} R_{я\Sigma}$; $T_M = J_\Sigma R_{я\Sigma}/c^2$; $T_J = L_{я\Sigma}/R_{я\Sigma}$; $\varepsilon = ci_a/J_\Sigma$, ($M_c = 0$); $i_{я*} = i_a/I_{стоп}$.

Зависимость $i_{я*} = f(t)$ при настройке на технический оптимум определяется соотношением (5.32):

$$i_{я*} = 1 - e^{-t/2T_{\mu}} \left(\cos \frac{t}{2T_{\mu}} + \sin \frac{t}{2T_{\mu}} \right). \quad (6.61)$$

Соответствующие зависимости $di_{я*}/dt = f(t)$ и $d^2i_{я*}/dt^2 = f(t)$ могут быть получены с помощью (6.61). Подстановка этих зависимостей в (6.60) позволяет рассчитать кривую $de_{\Gamma}/dt = f(t)$, определить по ней $(de_{\Gamma}/dt)_{max}$ и далее с помощью (6.55) вычислить требуемое максимальное напряжение возбудителя $U_{вmax} = \alpha_{\Gamma} U_{в,ном}$.

Если полной реализации возможного при настройке на технический оптимум быстрогодействия не требуется, можно ограничиться выбором α_{Γ} по заданному времени пуска (см. § 5.3). При этом для определения динамических показателей качества и точности регулирования необходим расчет переходных процессов в системе с учетом основных нелинейностей, который целесообразно выполнять с помощью ЭВМ.

Пример 6.2. Определить требуемый запас по напряжению возбудителя для реализации показателей стандартной настройки контура регулирования тока в системе Г-Д на технический оптимум.

Данные для расчета: $T_{\Gamma} = 3$ с; $k_{\Gamma} = 12$; $T_{я} = 0,04$ с; $T_{\mu} = 0,1$ с; $\Delta E_{\Gamma,стоп} = 56$ В; $U_{в,ном} = 50$ В. Система регулирования тока — одно-контурная с ПИД-регулятором тока ($T_{\mu} = 0,01$ с).

Найдем зависимость тока якоря от времени, подставив в (6.61) соответствующие значения параметров:

$$i_{я*} = 1 - e^{-50t} (\cos 50t + \sin 50t). \quad (6.62)$$

Дифференцированием полученного выражения определяем первую и вторую производные тока как функции времени:

$$di_{я*}/dt = 100e^{-50t} \sin 50t;$$

$$d^2i_{я*}/dt^2 = 5000e^{-50t} (\cos 50t - \sin 50t).$$

Подставив параметры и эти зависимости в (6.60) и (6.55), получим

$$u_{в}(t) = \frac{3 \cdot 56}{12} \left\{ \frac{1}{0,1} [1 - e^{-50t} (\cos 50t + \sin 50t)] + 100e^{-50t} \sin 50t + \right. \\ \left. + 5000 \cdot 0,04e^{-50t} (\cos 50t - \sin 50t) \right\}.$$

Результаты расчета кривой $u_{в} = f(t)$ приведены в табл. 6.1.

По данным табл. 6.1 на рис. 6.19 построены составляющие искомой зависимости $u_{в}(t)$, пропорциональные $i_{я*}$ (кривая 1), $di_{я*}/dt$ (кривая 2) и $d^2i_{я*}/dt^2$ (кривая 3). Результирующая зависимость $u_{в} = f(t)$ (кривая 4).

Анализ рис. 6.19 свидетельствует о том, что в период нарастания тока якоря требуемое напряжение $u_{в}(t)$ определяется главным образом первой и второй производными тока якоря. Полученному значению

Таблица 6.1

t, c	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08
$140i_{я*}$	0	25,8	68,7	108	131	142	146	145	144
$14(di_{я*}/dt)$	0	403	434	308	168	67	9,8	-14	-21
$0,56(d^2i_{я*}/dt^2)$	2800	672	-254	-560	-476	-314	-159	-47,6	-5,6
$u_B(t)$	2800	1101	249	-144	-176	-104	-3	83	139

U_{Bmax} соответствует следующее значение требуемого коэффициента форсирования:

$$\alpha_{тр} = U_{Bmax}/U_{B, ном} = 2800/50 = 56.$$

Если принять, что при тиристорном возбуждении реализуем $\alpha_{max} = 10$, можно определить $U_{B, доп} = 10 \cdot 50 = 500$ В, которое в 5,6 раза меньше требуемого по условиям обеспечения быстродействия контура регулирования тока, соответствующего настройке на технический оптимум.

Рассматривая полученную кривую $u_B = f(t)$, которая в соответствии с (6.55) справедлива только для начального участка пуска, можно убедиться, что для обеспечения изменения тока по (6.61) в системе Г—Д требуются весьма большие форсировки, но действующие весьма кратковременно. Поэтому во всех случаях, когда допустимо увеличение времени нарастания тока, требуемый коэффициент форсирования $\alpha_{тр}$ определяют по заданному времени пуска, как это выполнено в примере 5.1.

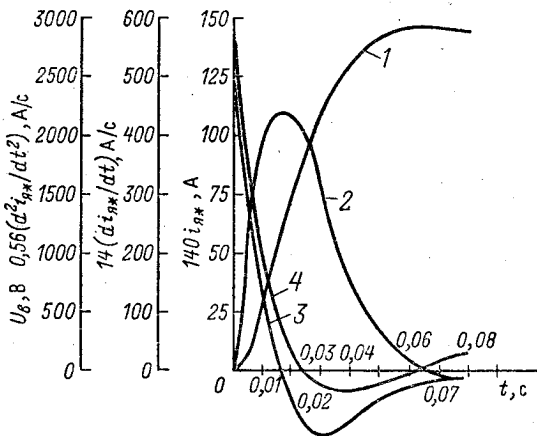


Рис. 6.19. Зависимость $u_B = f(t)$ и ее составляющие

6.7. Частотное регулирование момента асинхронного электропривода

Управляемость асинхронного электропривода, аналогичная управляемости электропривода постоянного тока при $U_a = \text{const}$ и $\Phi = \text{const}$, обеспечивается путем одновременного регулирования частоты f_1 и напряжения U_1 или тока I_1 статорной обмотки.

Этот способ регулирования момента реализуется в системе ПЧ – АД, основные особенности которой были подробно рассмотрены в § 5.5.

При выполнении условий, для которых справедливо линеаризованное уравнение механической характеристики асинхронного двигателя при питании от источника напряжения (см. § 3.11) и от источника тока (см. § 3.12), при регулировании момента можно использовать структурную схему асинхронного электропривода, представленную на рис. 5.11.

Если, например, при поддержании постоянным потока $\Psi_1 = \text{const}$ замкнуть систему отрицательной обратной связью по моменту M с коэффициентом обратной связи по моменту $k_{o,m}$, асинхронный электропривод приобретет свойства, подробно рассмотренные для обобщенной системы УП – Д в § 6.4.

Однако реализация рассмотренного там способа регулирования момента по отклонению в применении к асинхронному электроприводу вызывает практические трудности. Важной особенностью асинхронного электропривода является отсутствие простых способов измерения электромагнитного момента двигателя. Без принятия специальных мер, рассматриваемых в § 7.9, момент асинхронного двигателя нелинейно зависит от доступного для измерения тока статора, и реализовать обратную связь по моменту с помощью связи по току, как в электроприводе постоянного тока, здесь не удается.

Как следствие, во многих практических случаях от автоматического регулирования момента по отклонению отказываются и прибегают к использованию компенсационного способа управления с помощью положительной обратной связи по скорости.

Как показано на рис. 6.20, *a* и *б*, для измерения скорости на валу двигателя устанавливается тахогенератор T , ЭДС которого $e_{тг}$ при постоянном потоке $\Phi_{тг}$ пропорциональна скорости:

$$u_{п,с} = k e_{тг} = k_{п,с} \omega,$$

при этом уравнение для канала регулирования частоты имеет вид

$$\omega_{0эл} = k_f u_{y,ч} = k_f k_{p,м} (u_{3,м} + k_{п,с} \omega), \quad (6.63)$$

где $k_{p,м}$ – коэффициент усиления регулятора момента РМ.

В соответствии со структурной схемой на рис. 6.11 при учете (6.63) можно записать

$$\begin{aligned} (T_{э.р} + 1)M &= \beta \left[\frac{k_f k_{p,м}}{p_{п}} (u_{3,м} + k_{п,с} \omega) - \omega \right] = \\ &= \frac{\beta k_f k_{p,м}}{p_{п}} u_{3,м} + \frac{\beta k_f k_{p,м} k_{п,с}}{p_{п}} \omega - \beta \omega. \end{aligned} \quad (6.64)$$

Подбором значений $k_{p,м}$ и $k_{п,с}$ обеспечивается критическая положительная связь по скорости

$$(k_{p,м} k_{п,с})_{кр} = p_{п} / k_f, \quad (6.65)$$

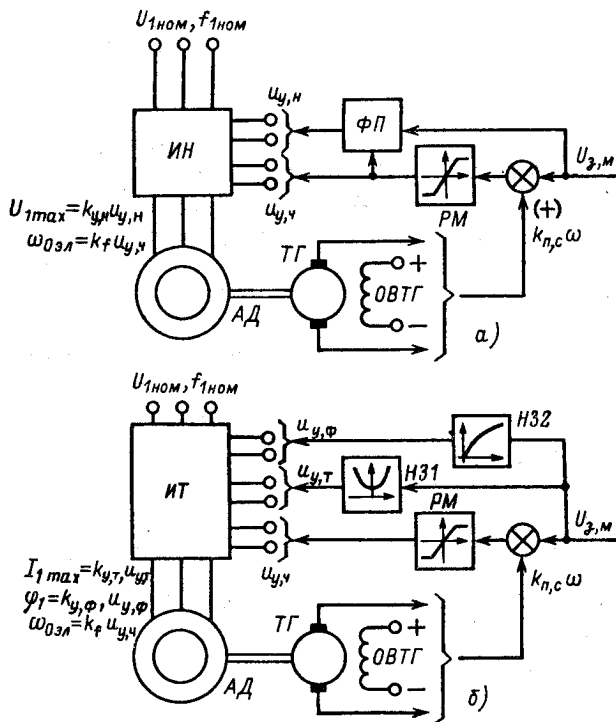


Рис. 6.20. Схемы частотного регулирования момента с инвертором напряжения (а) и инвертором тока (б)

при этом уравнение механической характеристики запишется в виде

$$(T_3 p + 1) M = k_M u_{3, M}, \quad (6.66)$$

где $k_M = \beta k_f k_{p, M} / p_{\Pi}$.

Разрешим (6.63) относительно $u_{3, M}$:

$$u_{3, M} = \frac{1}{k_f k_{p, M}} \omega_{0 \text{ эл}} - k_{\Pi, c} \omega.$$

С учетом (6.65) получим

$$u_{3, M} = \frac{1}{k_f k_{p, M}} \omega_{0 \text{ эл}} - \frac{p_{\Pi}}{k_f k_{p, M}} \omega = k_s s_a, \quad (6.67)$$

где $k_s = p_{\Pi} \omega_{0 \text{ ном}} / k_f k_{p, M}$.

Соотношение (6.67) свидетельствует о том, что в схемах на рис. 6.20 сигнал задания момента пропорционален абсолютному скольжению двигателя s_a , поэтому рассматриваемый компенсационный способ иногда называют *управлением по абсолютному скольжению*.

Механические характеристики $\omega = f(M)$, соответствующие (6.66) при $p = 0$, представлены на рис. 6.21, а. Они построены в предположении, что преобразователь частоты обладает способностью рекуперации энергии в сеть. Если преобразователь не обеспечивает такой возможности, во втором и четвертом квадрантах механические характеристики существуют в узкой области, ограниченной осью абсцисс и характеристикой динамического торможения 2.

При преобразователе частоты, способном передавать энергию как в прямом, так и в обратном направлениях, при кри-

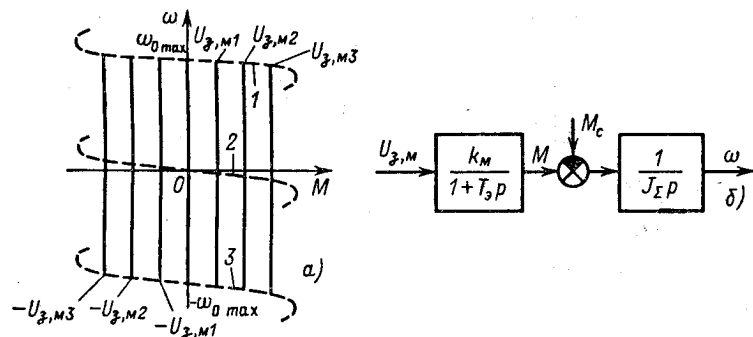


Рис. 6.21. Механические характеристики (а) и структурная схема (б) при частотном регулировании момента

тической положительной связи по скорости обеспечивается астатическое регулирование момента в пределах, ограниченных перегрузочной способностью двигателя ($M < M_K$) и при изменении скорости от характеристики 1, соответствующей $\omega_0 = \omega_{0max} = \text{const}$, до характеристики 3, соответствующей противоположному направлению вращения поля и максимальной частоте преобразователя частоты $\omega_0 = -\omega_{0max}$.

Перегрузочная способность M_K в данной схеме зависит от способа управления полем двигателя. Наименьшая перегрузочная способность соответствует регулированию при $\Psi_1 = \text{const}$, наибольшая — при $\Psi_2 = \text{const}$, причем она ограничивается насыщением магнитной цепи машины и запасом по напряжению преобразователя частоты как при питании от источника напряжения (см. рис. 6.20, а), так и при питании от источника тока (см. рис. 6.20, б).

В схеме с инвертором напряжения для регулирования потока в канале управления напряжением $u_{y,n}$ предусматривается функциональный преобразователь ФП, на вход которого подаются сигнал $u_{y,q}$, пропорциональный $\omega_{0эп}$, и сигнал $u_{3,m}$, пропорциональный абсолютному скольжению s_a . В функции этих величин функциональный преобразователь определяет сигнал задания напряжения $u_{y,n}$ в соответствии с (5.17, а или б) при $\Psi_1 = \Psi_{1ном} = \text{const}$ или $\Psi_2 = \Psi_{2ном} = \text{const}$. В частности, при $\Psi_1 = \text{const}$ сигнал $u_{y,n}$ вычисляется по соотношению

$$u_{y,n} = \frac{\Psi_{1ном}}{k_{y,n}} \sqrt{\frac{k_f^2 u_{3,m}^2 [R_1^2 L_1^2 + k_f^2 u_{y,q}^2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)^2] + 2R_1 R_2' L_{12}^2 k_f^2 u_{3,m} u_{y,q} + R_2'^2 (R_1^2 + L_1^2 k_f^2 u_{y,q}^2)}{(L_1 L_2 - L_{12}^2)^2 k_f^2 u_{3,m}^2 + L_1^2 R_2'^2}}$$

В схеме с инвертором тока (см. рис. 6.20, б) в канал регулирования тока $u_{y,t}$ введено нелинейное звено НЗ, которое формирует сигнал задания $u_{y,t}$ в нелинейной зависимости от s_a , определяемой соотношением (5.17, б) при $\Psi_2 = \Psi_{2max} = \text{const}$:

$$u_{y,t} = \frac{\Psi_{2max}}{k_{y,t} L_{12}} \sqrt{1 + \frac{L_2^2}{R_2'^2} k_f^2 k_{p,m}^2 u_{3,m}^2}$$

Для поддержания постоянным вектора потокосцепления Ψ_2 в динамике на рис. 6.20, б у инвертора тока предусмотрен вход управления фазой тока ϕ_1 . В канал регулирования фазы тока введено нелинейное звено НЗ2, реализующее зави-

симось от абсолютного скольжения, определяемую по (5.17, в):

$$u_{y,\phi} = \frac{1}{k_{y,\phi}} \operatorname{arctg} \frac{L_2 k_f k_{p,m} u_{z,m}}{R'_2}$$

Динамические свойства электропривода с рассматриваемым способом регулирования момента определяются (6.66), которое вместе с уравнением движения позволяет построить структурную схему, представленную на рис. 6.21, б.

Рассматривая эту структурную схему, можно заключить, что при задании момента скачком он нарастает до заданного значения $M_3 = k_M U_{z,m}$ по экспоненте и через (3–4) T_3 устанавливается на заданном уровне $M = M_3 = \text{const}$. Под действием постоянного момента электропривод при $M_c = \text{const}$ движется равномерно ускоренно до тех пор, пока нарастающая частота $f_1(\omega_{0,эл})$ не достигнет максимального значения $f_{1,max}(\omega_{0,эл,max})$. Далее при $f_1 = f_{1,max} = \text{const}$ движение электропривода при данном моменте нагрузки M_c определяется механической характеристикой 1 (рис. 6.21, а).

6.8. Влияние отрицательной связи по моменту (току) на динамику упругой электромеханической системы

Структурная схема упругой электромеханической системы, замкнутой отрицательной обратной связью по моменту (или току) двигателя, приведена на рис. 6.22, а. В результате структурных преобразований эту схему можно привести к виду, представленному на рис. 6.22, б. Сравнивая преобразованную схему со структурной схемой обобщенной разомкнутой упругой электромеханической системы на рис. 5.12, а, можно установить, что введение обратной связи по моменту видоизменяет передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики. При данной механической части динамика упругой электромеханической системы полностью определяется частотными характеристиками динамической жесткости, а изменения, вносимые обратной связью по моменту, выявляются путем анализа изменений в указанных характеристиках.

В гл. 4 было установлено, что электропривод с линейной механической характеристикой при определенных сочетаниях параметров оказывает на возникающие в механической части упругие колебания сильное демпфирующее дей-

стве. Был выполнен анализ этого влияния для системы, имеющей передаточную функцию динамической жесткости

$$\beta_{\text{дин}} = -\beta_e / (T_3 p + 1),$$

и установлены оптимальные сочетания параметров, обеспечивающие минимум колебательности электромеханической системы.

Передаточная функция динамической жесткости в системе, замкнутой отрицательной связью по моменту, определяется выражением (6.28):

$$\beta_{\text{дин,з,м}} = - \frac{\beta_e (T_n p + 1)}{(T_3 p + 1)(T_n p + 1) + \beta_e k_{0,м} k_n}$$

Изменения, вносимые обратной связью по моменту, при $T_n \approx 0$ наглядно показаны на рис. 6.11, а, а при $T_n \gg T_3$ — на рис. 6.11, б.

При безынерционном преобразователе ($T_n \approx 0$) отрицательная обратная связь по моменту эквивалентна введению дополнительных сопротивлений в силовую цепь двигателя. Если в разомкнутой системе жесткость естественной механической характеристики β_e была выше оптимальной по критерию минимума колебательности, путем введения отрицательной связи по моменту или току можно увеличить демпфирование колебаний. Если, напротив, жесткость β_e ниже оптимальной, отрицательная связь по моменту может только ухудшать демпфирование.

На практике обратная связь по моменту (току) вводится для регулирования момента или тока с определенной точностью, поэтому при $T_n \approx 0$ она всегда оказывается настолько сильной, что исключает демпфирование колебаний

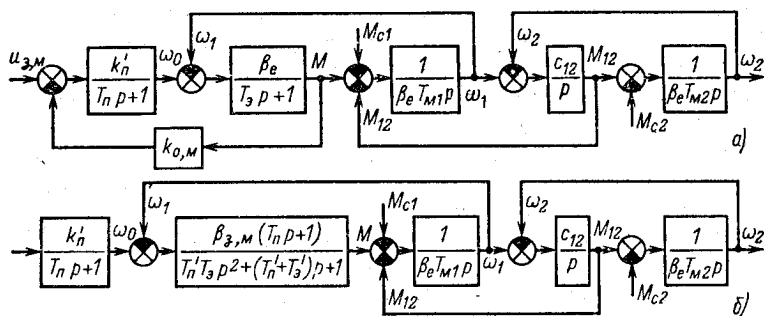


Рис. 6.22. Структурные схемы упругой электромеханической системы с обратной связью по моменту

электроприводом. Во всех подобных случаях она отрицательно сказывается на колебательности процессов в механической части электропривода.

При преобразователе, обладающем большой электромагнитной инерцией ($T_n \gg T_3$), при определенных сочетаниях параметров высокое демпфирование сохраняется даже при абсолютно мягкой статической механической характеристике. В этом можно убедиться, рассматривая рис. 6.11, б: малая жесткость $\beta_{3,м}$ сохраняется только при весьма низких частотах: $\Omega < 1/T_n$. В области средних частот инерционность преобразователя является фильтром и обратная связь по моменту проявляется слабо ($\beta_{3,м} \rightarrow \beta_e$). Если $1/T_n' \leq \Omega_{12} \leq 1/T_3$ и в разомкнутой системе имела место минимальная колебательность, то она может не измениться существенно и в системе, замкнутой по моменту или току.

Значение T_n' зависит от коэффициента отрицательной связи по моменту (току), поэтому наиболее благоприятные условия для сохранения демпфирующей способности при регулировании момента обеспечиваются в комбинированной системе регулирования с формирующей положительной связью по скорости. Введение критической положительной связи по скорости позволяет обеспечить высокую статическую точность регулирования, а коэффициент отрицательной связи по моменту или току может быть выбран таким, чтобы на частоте резонанса Ω_{12} динамическая жесткость была близка к естественной β_e .

Рассмотренные условия характерны для мощных электроприводов, выполненных по схеме Г—Д. Использование отрицательной связи по току якоря в сочетании с критической положительной связью по напряжению генератора в системе Г—Д обеспечивает благоприятные характеристики и динамические свойства многих электроприводов действующих установок в различных отраслях промышленности.

При настройке контура регулирования момента (тока) на технический оптимум в системе ТП—Д путем последовательной коррекции роль фильтра может выполнять постоянная интегрирования T_n ПИ-регулятора, но только в области высоких частот механических колебаний. При суммарной некомпенсируемой постоянной $T_n \leq 0,01$ с быстроедействие контура при $a_m = 2$ высоко и электромеханическая связь на частотах $\Omega_{12} = 10 \div 30$ 1/с ослабляется существенно. Уменьшить быстроедействие и сохранить демпфирование можно путем выбора $a_m > 2$. Однако при этом необходимо проверить, не снижается ли при больших a_m динамическая точность регулирования момента до недопустимого уровня.

В заключение отметим, что электропривод по системе ИТ-Д без обратных связей обладает свойствами практически идеального источника момента. В таком электроприводе демпфирование упругих колебаний со стороны электрической части системы невозможно, так как связь электрических и механических процессов в системе отсутствует, и механические колебания не оказывают влияния на развиваемый двигателем электромагнитный момент.

Глава седьмая

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

7.1. Общие сведения

Технологические режимы многих производственных механизмов на разных этапах работы требуют движения исполнительного органа с различной скоростью, что обеспечивается либо механическим путем, либо путем электрического регулирования скорости электропривода. Механические способы регулирования реализуются с помощью ступенчатого или плавного изменения передаточного числа i_0 системы. Они требуют введения в кинематическую цепь привода коробок передач, механических вариаторов и других устройств, усложняющих механическую часть электропривода, снижающих его надежность и затрудняющих автоматизацию технологического процесса.

Этих недостатков лишен второй путь – электрическое регулирование скорости электропривода, поэтому разработке различных способов его реализации за время развития электропривода уделяется много внимания. В настоящее время механическое регулирование находит ограниченное применение и обычно сочетается с электрическим. В большинстве случаев регулирование скорости механизма обеспечивается заданием различной скорости двигателя, поддержанием ее на заданном уровне, изменением во времени по требуемым законам с определенной точностью. Изучению общих вопросов, связанных с выполнением электроприводом этих функций, и посвящена данная глава. Главная задача – изучение основных способов регулирования скорости и физических свойств регулируемого по скорости электропривода.

В связи с простотой технической реализации на практике находит достаточно широкое применение регулирование скорости в разомкнутой системе, осуществляемое изменением параметров и управляющих воздействий, определяющих искусственные механические характеристики электропривода. Однако в связи с повышением тре-

бований к точности область применения этих простейших способов постепенно сужается. Все большее значение приобретает автоматическое регулирование скорости по отклонению и по возмущающим воздействиям.

В данной главе рассматривается регулирование скорости как в разомкнутых, так и в замкнутых системах электропривода. В связи с тем что введение обратных связей влияет как на точность, так и на динамику системы, при изучении свойств электропривода с автоматическим регулированием скорости должно уделяться особое внимание оценкам динамических показателей точности и качества регулирования аналогично тому, как это было сделано при рассмотрении вопросов регулирования момента.

К числу показателей, характеризующих различные способы регулирования скорости, наряду с рассмотренными в § 5.1 общими показателями относится важный дополнительный показатель — допустимая нагрузка при работе на регулировочных характеристиках.

Возможность продолжительной работы электропривода с различными скоростями вызывает необходимость определения допустимой по нагреву нагрузки $M_{\text{доп}} = M_{\text{с, доп}}$. При изменениях скорости допустимый по нагреву момент двигателя может изменяться из-за изменения условий вентиляции и потерь энергии, выделяющихся в двигателе. В связи с этим допустимый момент при регулировании скорости в общем случае является функцией скорости.

Как было установлено в гл. 1, момент нагрузки электропривода также является функцией скорости $M_c = M_c(\omega)$. Очевидно, что для полного использования двигателя по допустимому моменту необходимо выполнение условия

$$M_c(\omega) = M_{\text{доп}}(\omega). \quad (7.1)$$

При существенных нарушениях условия (7.1) возникает необходимость неоправданного завышения мощности двигателя. Поэтому при изучении различных способов регулирования важно установить, для какого характера механической нагрузки $M_c(\omega)$ рационально их применение.

Основой для расчета параметров и воздействий при проектировании разомкнутых систем регулирования скорости являются соответствующие уравнения статических механических характеристик. При этом задаются требуемыми значениями скорости ω_{ci} при заданном моменте нагрузки $M = M_c$, подставляют значения ω_{ci} и M_c в уравнение механической характеристики и, решая полученное уравнение, находят соответствующие значения параметра или воздействия. При решении подобных задач могут быть полезны примеры расчета характеристик, приведенные в гл. 3.

Особенности расчета параметров замкнутых систем регулирования скорости электропривода поясняются примерами расчета, приведенными в данной главе.

7.2. Реостатное регулирование скорости

Введение добавочных сопротивлений в силовую цепь двигателей, рассмотренное в § 6.2 как средство регулирования момента и тока, при необходимости используется и для регулирования скорости, при этом схемы регулирования, представленные на рис. 6.1, не претерпевают изменений. Однако иная цель введения и регулирования сопротивлений вносит существенные отличия в оценку ряда показателей регулирования.

При оценке точности реостатного регулирования момента было установлено, что изменение скорости вследствие электромеханической связи является возмущением и тем более сильным, чем выше модуль жесткости характеристики. При регулировании скорости точность реостатного регулирования, напротив, повышается с увеличением модуля жесткости, а возмущением являются изменения нагрузки на валу двигателя. В этом можно убедиться, рассматривая рис. 7.1. Введение добавочного резистора приводит к снижению средней скорости от $\omega_{ср\max}$ на естественной характеристике 1 до $\omega_{ср}$ на реостатной характеристике 2, при этом, если $M_c = M_{с,ср} = \text{const}$, скорость электропривода поддерживается постоянной $\omega = \omega_{ср} = \text{const}$. Однако изменения статической нагрузки в пределах от $M_{с\max}$ до $M_{с\min}$ вызывают абсолютную ошибку регулирования

$$\Delta\omega_{\max} = (\omega_{\max} - \omega_{\min})/2 = (M_{с\max} - M_{с\min})/2\beta_{и}, \quad (7.2)$$

где $\beta_{и}$ — модуль жесткости искусственной характеристики.

Соответствующее значение относительной ошибки

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\max}/\omega_{ср} &= (\omega_{\max} - \omega_{\min})/(\omega_{\max} + \omega_{\min}) = \\ &= (M_{с\max} - M_{с\min})/2\beta_{и}\omega_{ср}. \end{aligned} \quad (7.3)$$

Из (7.2) и (7.3) следует, что абсолютная и относительная ошибки регулирования по мере увеличения сопротивления $R_{\text{доб}}$ увеличиваются, причем особенно быстро увеличивается относительная ошибка, так как при увеличении $R_{\text{доб}}$ уменьшаются и $\beta_{и}$ и $\omega_{ср}$.

Если в (7.3) принять $\Delta\omega/\omega_{ср} = (\Delta\omega/\omega_{ср})_{\text{доп}}$, $\beta_{и} = \beta_{\min}$, а $\omega_{ср} = \omega_{ср\min} = D\omega_{ср\max} \approx D\omega_{\text{ном}}$, можно получить следующее выражение, определяющее возможный диапазон регулирования скорости при заданной точности:

$$D = 2\beta_{\min}\omega_{\text{ном}}(\Delta\omega/\omega_{ср})_{\text{доп}}/(M_{с\max} - M_{с\min}). \quad (7.4)$$

Соотношение (7.4) свидетельствует о том, что при реостатном регулировании при широких пределах изменения нагрузки возможный диапазон регулирования скорости невелик даже при невысокой требуемой точности регулирования. Практически при реостатном регулировании возможный диапазон регулирования скорости ограничивается значениями $D = 1,5 \div 2$.

При использовании реостатного регулирования следует иметь в виду, что точность регулирования скорости может дополнительно снижаться вследствие колебания других факторов, например колебание напряжения сети, температурные изменения сопротивлений обмоток и т. п.

Плавность реостатного регулирования скорости невелика, так как для переключения ступеней регулировочного резистора требуется предусматривать контакторы. При этом стремление уменьшить массогабаритные показатели и стоимость панели управления обычно вынуждает ограничивать число ступеней значениями 3–6. К числу достоинств реостатного регулирования относятся простота и невысокие затраты на реализацию. Однако недостатком этого способа является увеличение потерь энергии в силовой цепи по мере снижения скорости:

$$\Delta P_2 = M(\omega_0 - \omega) = M\omega_0 s. \quad (7.5)$$

При номинальной нагрузке потери энергии тем больше, чем больше диапазон регулирования скорости:

$$\Delta P_{2\max} = M_{\text{ном}}\omega_{\text{ном}} \frac{\omega_0 - \omega_{\min}}{\omega_{\text{ном}}} \approx P_{\text{ном}} \frac{D - 1}{D}. \quad (7.6)$$

Поэтому КПД электропривода при реостатном регулировании быстро снижается по мере расширения пределов регулирования скорости. Коэффициент мощности асинхронного электропривода при этом сохраняется на уровне номинального значения. Если предположить, что двигатель имеет независимую вентиляцию, в качестве критерия допустимой по нагреву

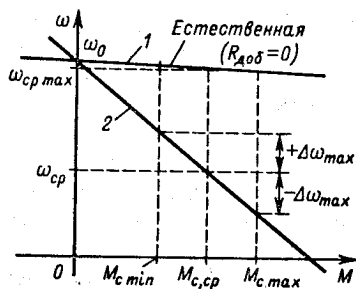


Рис. 7.1. Реостатное регулирование скорости в разомкнутой системе

нагрузки можно принять ток силовой цепи двигателя $I_{дв} = I_{ном}$. В общем случае при реостатном регулировании для асинхронного двигателя

$$M_{доп} = k\Phi_{ном} I_{2ном} \cos \varphi_{2ном} = M_{ном} = const.$$

Аналогично и для двигателя постоянного тока с независимым или последовательным возбуждением получим

$$M_{доп} = k\Phi_{ном} I_{ном} = M_{ном} = const.$$

Таким образом, реостатное регулирование скорости при независимой вентиляции двигателя с точки зрения полного использования двигателя по допустимой нагрузке есть *регулирование при постоянном моменте*. Соответственно данный способ регулирования по условию допустимой нагрузки наиболее целесообразен для механизмов, у которых момент нагрузки не зависит от скорости: $M_c = const$.

Таковы основные показатели реостатного регулирования скорости в разомкнутой системе. Точность и плавность этого способа регулирования скорости могут быть существенно увеличены в замкнутой системе автоматического регулирования скорости по отклонению.

Для осуществления автоматического реостатного регулирования скорости асинхронного двигателя может быть использована система релейного регулирования момента (см. рис. 6.3), если ее дополнить отрицательной обратной связью по скорости по схеме, показанной на рис. 7.2, а.

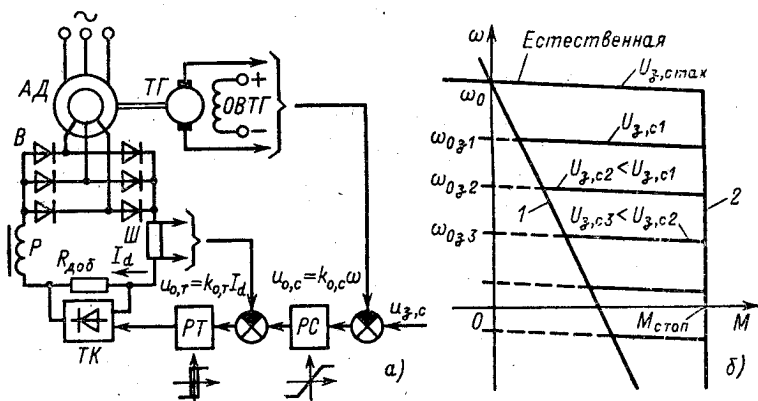


Рис. 7.2. Схема и механические характеристики асинхронного электропривода при реостатном автоматическом регулировании скорости

Уравнение механической характеристики электропривода в замкнутой системе регулирования можно записать на основе линеаризации зависимости (6.15)

$$M = k_M I_{dcp} \approx k_M I_{dз}, \quad (7.7)$$

положив $I_{dз} = U_{з,т}/k_{о,т}$ и приняв в качестве оценки инерционности контура релейного регулирования тока T_μ значение постоянной времени $T_{о,}$ соответствующей открытому состоянию тиристорного ключа ТК (см. § 6.2). При этих условиях для схемы на рис. 7.2, а можно записать

$$k_M k_{p,c} (U_{з,c} - k_{о,c} \omega) = k_{о,т} (T_\mu p + 1) M. \quad (7.8)$$

Отсюда

$$(T_\mu p + 1) M = \beta_{з,c} (\omega_{о,з} - \omega), \quad (7.9)$$

где $\beta_{з,c} = k_{о,c} k_{p,c} k_M / k_{о,т}$; $\omega_{о,з} = U_{з,c} / k_{о,c}$.

Положив в (7.9) $p = 0$, получим уравнение статической механической характеристики в виде

$$\omega = \omega_{о,з} - M / \beta_{з,c}. \quad (7.10)$$

Механические характеристики, соответствующие различным значениям $U_{з,c}$, показаны на рис. 7.2, б. Пределы, в которых регулятор скорости может поддерживать скорость постоянной, ограничены при малых нагрузках реостатной характеристикой 1 (резистор $R_{доб}$ не выключается), а при больших — характеристикой 2, которая определяется максимальным значением выходного напряжения регулятора скорости, соответствующим насыщению его характеристики, показанной на рис. 7.2, а. Объясняется это тем, что в данной схеме вы-

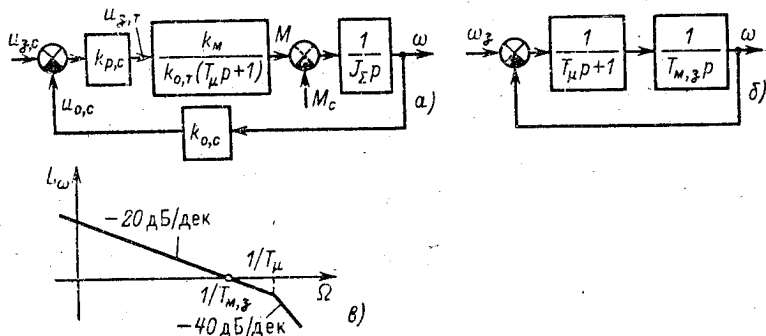


Рис. 7.3. Структурные схемы (а, б) и ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования скорости (в)

ходное напряжение PC является сигналом задания тока $U_{3,т}$ а следовательно, и момента M .

Модуль жесткости статической характеристики $\beta_{3,с}$ пропорционален $k_{0,с}$, подбором значений которого можно получить достаточно жесткие регулировочные механические характеристики. Однако при этом следует иметь в виду, что введение обратной связи по скорости влияет на динамику системы.

С помощью (7.8) и уравнения движения электропривода на рис. 7.3, а построена структурная схема рассматриваемого контура регулирования скорости. Для анализа процессов по управляющему воздействию положим в ней $M_c = 0$ и приведем ее к единичной обратной связи. Структурная схема примет вид, показанный на рис. 7.3, б. В схеме принято обозначение электромеханической постоянной времени в замкнутой системе:

$$T_{м,з} = J_{\Sigma} k_{0,т} / k_{0,с} k_{р,с} k_M = J_{\Sigma} / \beta_{3,с}. \quad (7.11)$$

Соответствующая ЛАЧХ разомкнутого контура представлена на рис. 7.3, в. Как видно из рисунка, быстродействие контура регулирования ограничивается $T_{\mu} = T_0$, так как для получения требуемого качества регулирования необходимо выполнение условия $T_{м,з} > T_0$, а значения $T_{м,з}$ по мере увеличения $k_{0,с}$ уменьшаются в обратно пропорциональной зависимости.

Настройке на технический оптимум соответствует соотношение постоянных времени контура $a_c = T_{м,з} / T_{\mu} = T_{м,з} / T_0 = 2$. Такое соотношение обеспечивается при следующем значении коэффициента обратной связи по скорости:

$$k_{0,с,опт} = \frac{J_{\Sigma} k_{0,т}}{2 k_{0,с} k_{р,с} T_{\mu}}, \quad (7.12)$$

где $T_{\mu} \approx T_0$.

Следует учитывать, что постоянная времени T_0 зависит от скольжения двигателя, уменьшаясь при его возрастании.

Для того чтобы качество регулирования оставалось высоким во всем диапазоне регулирования, расчетное значение постоянной времени T_{μ} необходимо принимать равным наибольшему значению T_0 .

Соотношение (7.12) характеризует предельную жесткость механической характеристики, которую можно получить в данной схеме при заданном качестве регулирования без применения динамической коррекции.

7.3. Схемы шунтирования якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

Наиболее благоприятные условия регулирования скорости двигателя с независимым возбуждением обеспечиваются изменением подведенного к якорной цепи напряжения $U_{я}$. Для автоматического регулирования скорости предусматривается питание якорной цепи от индивидуального управляемого преобразователя (системы Г-Д и ТП-Д). Однако при невысоких требованиях к точности и плавности регулирования в промышленных электроприводах используются резисторные схемы включения, получившие название *схем шунтирования якоря*.

Потенциометрическая схема регулирования скорости двигателей с независимым возбуждением приведена на рис. 7.4, а. При двигателе небольшой мощности потенциометр может быть выполнен в виде реостата с подвижным контактом, путем перемещения которого подведенное к двигателю напряжение можно изменять от 0 до $U_{я} = U_{ном}$. Электромеханическая и механическая характеристики двигателя в этой схеме могут быть получены по аналогии с системой УП-Д, если рассматривать потенциометр как источник регулируемого напряжения с внутренней ЭДС, равной напряжению холостого хода:

$$E_{пр} = U_{x,x} = \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_{доб}} U_{ном} = \frac{R_{ш}}{R_{п}} U_{ном} = \alpha_{ш} U_{ном}, \quad (7.13)$$

и внутренним сопротивлением

$$R_{пр} = R_{ш} R_{доб} / (R_{ш} + R_{доб}) = \alpha_{ш} (1 - \alpha_{ш}) R_{п}. \quad (7.14)$$

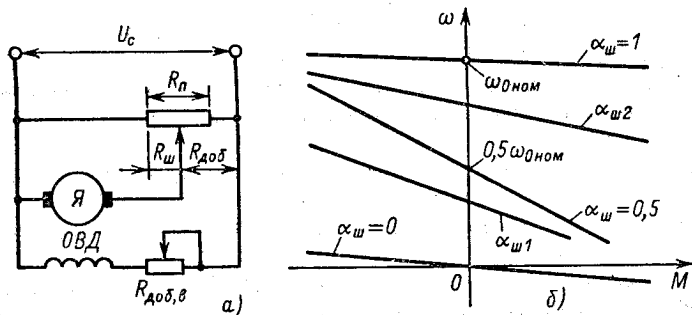


Рис. 7.4. Регулирование скорости двигателя с независимым возбуждением в потенциометрической схеме.

Подставив (7.13) и (7.14) в (5.6), получим уравнения характеристик в потенциометрической схеме в следующем виде:

$$\omega = \alpha_{ш} \omega_{0ном} - \frac{R_я + \alpha_{ш}(1 - \alpha_{ш})R_п}{c} I_я; \quad (7.15)$$

$$\omega = \alpha_{ш} \omega_{0ном} - \frac{R_я + \alpha_{ш}(1 - \alpha_{ш})R_п}{c^2} M. \quad (7.16)$$

Из (7.16) следует, что при перемещении движка потенциометра скорость идеального холостого хода уменьшается пропорционально $\alpha_{ш}$, а модуль жесткости статической характеристики

$$\beta_{ш} = \frac{c^2}{R_я + \alpha_{ш}(1 - \alpha_{ш})R_п} \quad (7.17)$$

является переменной, зависящей от $\alpha_{ш}$. При $\alpha_{ш} = 0$ и $\alpha_{ш} = 1$ жесткость $\beta_{ш}$ равна жесткости естественной характеристики двигателя β при питании его от бесконечно мощной сети. При промежуточных значениях $\alpha_{ш}$ модуль жесткости $\beta_{ш} < \beta$, причем его минимум может быть определен обычным путем. Продифференцировав знаменатель (7.17) по $\alpha_{ш}$ и приравняв производную нулю, нетрудно определить значение $\alpha_{ш} = 0,5$, при котором $\beta_{ш}$ имеет минимум:

$$\beta_{ш min} = c^2 / (R_я + 0,25R_п). \quad (7.18)$$

Полученный результат позволяет построить механические характеристики двигателя в потенциометрической схеме (рис. 7.4, б).

Рассматривая (7.18), можно установить, что минимальная жесткость механической характеристики в потенциометрической схеме по модулю тем больше, чем меньше сопротивление потенциометра $R_п$, т. е. чем больше его мощность.

Так как при регулировании поток двигателя остается постоянным ($\Phi = \Phi_{ном}$), допустимая нагрузка двигателя без учета изменения условий охлаждения постоянна: $M = M_{ном} = const$. При такой нагрузке двигателя мощность потенциометра превышает номинальную мощность двигателя, так как определяется напряжением сети $U_{ном}$ и наибольшим током потенциометра: $I_{п max} = I_{ном} + I_{ш max} > I_{ном}$. Наибольший ток шунтирующей части потенциометра $I_{ш max}$ быстро увеличивается при уменьшении $R_п$, поэтому минимальная жесткость механических характеристик в рассматриваемой схеме ограничивается приемлемой мощностью потенциометра. Тем самым ограничивается и возможный при данных пределах изме-

нения нагрузки и требуемой точности диапазон регулирования скорости.

Плавность регулирования при небольшой мощности двигателя, позволяющей использовать ползунковый реостат, получается достаточно высокой. Однако с возрастанием мощности двигателя эта возможность исключается и регулирование осуществляется переключением ступеней регулировочных сопротивлений $R_{ш}$ и $R_{доб}$ с помощью силовой коммутирующей аппаратуры.

При таком регулировании принимать суммарное сопротивление потенциометра $R_{п} = R_{ш} + R_{доб}$ постоянным нецелесообразно, так как сопротивления $R_{ш}$ и $R_{доб}$ могут регулироваться независимо. Для этого случая (7.15) и (7.16) удобно представить в виде

$$\omega = \alpha_{ш} \omega_{0ном} - \frac{R_{я} + \alpha_{ш} R_{доб}}{c} I_{я}; \quad (7.19)$$

$$\omega = \alpha_{ш} \omega_{0ном} - \frac{R_{я} + \alpha_{ш} R_{доб}}{c^2} M. \quad (7.20)$$

Следует иметь в виду, как изменяются характеристики двигателя при изменении $R_{ш}$ при неизменном $R_{доб}$ или наоборот. Примем сначала $R_{доб} = \text{const}$ и будем изменять в (7.19) $R_{ш}$ ($\alpha_{ш}$).

При изменении сопротивления шунтирующего резистора от бесконечности до нуля скорость идеального холостого хода непрерывно уменьшается от $\omega_{0ном}$ до 0, а жесткость возрастает от $\beta_{ш} = c^2 / (R_{я} + R_{доб})$ до $\beta_{ш} = \beta$. Все эти характеристики пересекаются в одной точке, в которой ток якоря двигателя имеет значение

$$I_{к1} = U_{ном} / R_{доб}, \quad (7.21)$$

при скорости в режиме противовключения

$$\omega_{к1} = -R_{я} I_{к1} / c. \quad (7.22)$$

Это можно установить, определив напряжение на выводах якоря двигателя при $I_{я} = I_{к1}$ и $\omega = \omega_{к1}$:

$$U_{я} = I_{к1} R_{я} + c \omega_{к1}. \quad (7.23)$$

Подставляя (7.22) в (7.23), убеждаемся, что в этой точке на выводах якоря напряжение равно нулю, так как ЭДС двигателя, работающего в генераторном режиме, равна падению напряжения на сопротивлении якоря. При любом сопротивлении $R_{ш}$ ток $I_{ш}$ в этой точке равен нулю, поэтому она является общей для всего рассматриваемого семейства характеристик (рис. 7.5, а).

Аналогичная общая точка обнаруживается и в семействе характеристик, соответствующем $R_{ш} = \text{const}$ и $R_{доб} = \text{var}$ (рис. 7.5, б).

Все эти характеристики пересекаются в точке, где ток якоря определяется соотношением

$$I_{к2} = -U_{ном}/R_{ш},$$

а скорость имеет значение

$$\omega_{к2} = (U_{ном} + I_{к2}R_{я})/c = \omega_{0ном}(1 + R_{я}/R_{ш}).$$

В этой точке напряжение на выводах двигателя равно напряжению сети, поэтому ток из сети не потребляется и значение $R_{д}$ не сказывается на условиях работы двигателя. Графически точка $I_{к1}$, $\omega_{к1}$ определяется пересечением реостатной характеристики при $R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{доб}$ ($R_{ш} = \infty$) и естественной характеристики динамического торможения ($R_{ш} = 0$) (прямые 1 и 2 на рис. 7.5, а).

Точка $I_{к2}$ и $\omega_{к2}$ определяется пересечением естественной характеристики двигателя 3 ($R_{доб} = 0$) и реостатной характеристики динамического торможения 4 ($R_{доб} = \infty$), как показано на рис. 7.5, б.

Таким образом, механические характеристики в схеме шунтирования якоря двигателя с независимым возбуждением являются характеристиками двигателя, питаемого от источника регулируемого напряжения с относительно большим и изменяющимся при регулировании напряжением внутренним сопротивлением.

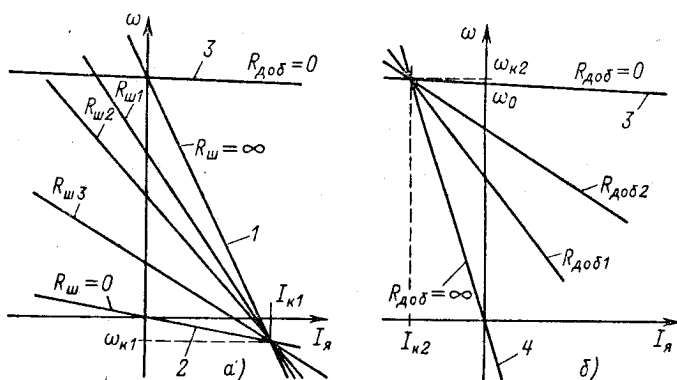


Рис. 7.5. Характеристики в схеме шунтирования якоря двигателя с независимым возбуждением при $R_{доб} = \text{const}$, $R_{ш} = \text{var}$ (а) и при $R_{ш} = \text{const}$, $R_{доб} = \text{var}$ (б)

7.4. Схемы шунтирования якоря двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением

Для маломощных двигателей с последовательным возбуждением применима потенциометрическая схема регулирования напряжения, приложенного к силовой цепи двигателя, аналогичная рассмотренной на рис. 7.4, а. Механические характеристики в этой схеме подобны характеристикам двигателя с последовательным возбуждением при различных напряжениях, но с увеличенным и изменяющимся от характеристики к характеристике суммарным сопротивлением якорной цепи.

Более благоприятная форма регулировочных механических характеристик получается в схеме шунтирования якоря, представленной на рис. 7.6, а. В этой схеме сопротивление шунтирует только обмотку якоря двигателя, а обмотка возбуждения включается последовательно в цепь добавочного сопротивления $R_{доб}$. Как следствие, по сравнению с потенциометрической схемой здесь кроме снижения подведенного к цепи якоря двигателя напряжения достигается также эффект увеличения тока возбуждения за счет тока, протекающего по $R_{ш}$. Благодаря последнему ток возбуждения при идеальном холостом ходе $I_{я} = 0$ не равен нулю:

$$I_{в0} = I_{ш0} = (1 - \alpha'_{ш}) U_c / (R_{доб} + R_{в}),$$

где $\alpha'_{ш} = R_{ш} / (R_{ш} + R_{доб} + R_{в})$, а скорость идеального холостого хода имеет ограниченное значение:

$$\omega_{0ш} = \alpha'_{ш} U_c / k\Phi(I_{в0}).$$

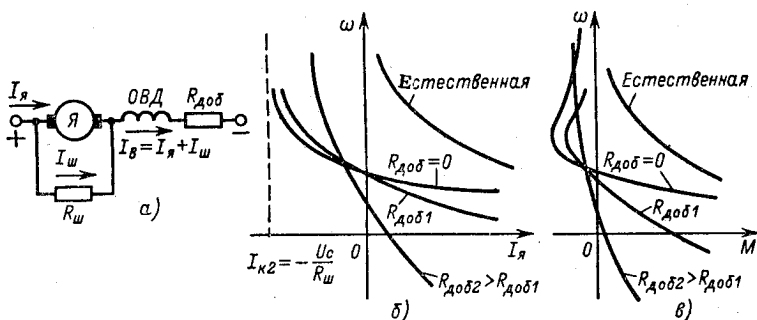


Рис. 7.6. Схема шунтирования якоря двигателя с последовательным возбуждением (а) и соответствующие ей электромеханические (б) и механические (в) характеристики при $R_{ш} = \text{const}$, $R_{доб} = \text{var}$

При $\omega > \omega_{0ш}$ двигатель переходит в генераторный режим, в котором поступающая с вала механическая энергия преобразуется в электрическую и теряется в виде теплоты в сопротивлениях $R_{я}$ и $R_{ш}$. Двигатель работает генератором параллельно с сетью на сопротивление $R_{ш}$, и увеличение напряжения на $R_{ш}$ по мере роста скорости двигателя вызывает постепенное уменьшение потребляемого из сети тока, т. е. тока возбуждения. При $I_{ш}R_{ш} \rightarrow U_c$, $I_{я} \rightarrow 0$, а скорость двигателя неограниченно возрастает. Поэтому в области генераторного режима электромеханическая характеристика по мере роста скорости асимптотически приближается к прямой: $i_{я} = I_{к2} = -U_c/R_{ш}$. Так как при этом поток стремится к нулю, момент двигателя в генераторном режиме вначале возрастает, достигает максимума и в дальнейшем при $\omega \rightarrow \infty$ $M = k\Phi I_{я} \rightarrow 0$, т. е. механическая характеристика асимптотически приближается к оси ординат слева.

Электромеханические и механические характеристики в схеме шунтирования якоря двигателя с последовательным возбуждением на рис. 7.6, б и в приведены для случая, когда $R_{ш} = \text{const}$, $R_{доб} = \text{var}$. Благодаря ограниченной скорости идеального холостого хода эти характеристики создают более благоприятные условия для регулирования скорости, чем характеристики в потенциометрической схеме.

Регулирование $R_{ш}$ при $R_{доб} = \text{const}$ дает семейство характеристик, приведенное на рис. 7.7, а и б. Аналогично потенциометрической схеме все эти характеристики пересекаются в одной точке, соответствующей $I_{к1}(M_{к1})$ и $\omega_{к1}$, в которой падение напряжения в якоре уравновешивается его ЭДС. Эта точка определяется пересечением реостатной характе-

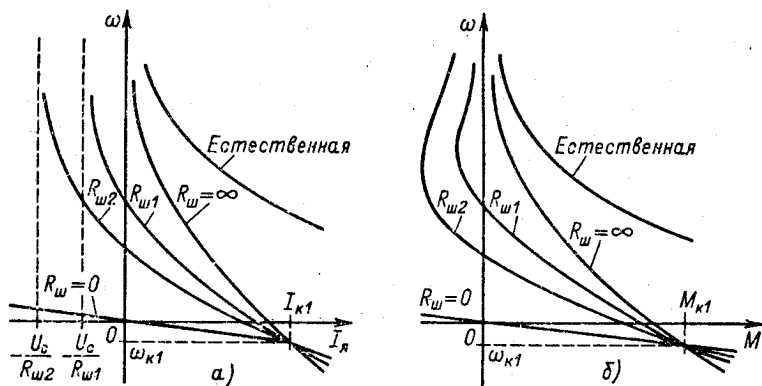


Рис. 7.7. Характеристики в схеме рис. 7.6 а при $R_{доб} = \text{const}$, $R_{ш} = \text{var}$

ристики, соответствующей $R_{\text{доб}}$ при $R_{\text{ш}} = \infty$, и характеристики динамического торможения с независимым возбуждением при $R_{\text{ш}} = 0$ и $\Phi = \Phi_1 = \text{const}$, где $\Phi_1 = f(I_{\text{в1}}) = f[U_c / (R_{\text{в}} + R_{\text{доб}})]$.

В схеме шунтирования якоря (см. рис. 7.6, а) при определении допустимой нагрузки на регулировочных характеристиках необходимо учитывать, что в двигательном режиме $I_{\text{в}} > I_{\text{я}}$. Это вынуждает в качестве критерия допустимой нагрузки при постоянной теплоотдаче принимать номинальный ток обмотки возбуждения $I_{\text{доп}} = I_{\text{в, ном}} = I_{\text{ном}}$, что обеспечивает регулирование при потоке, равном номинальному, но требует по мере снижения скорости уменьшения момента $M_{\text{доп}} < M_{\text{ном}}$ таким образом, чтобы выполнялось условие $I_{\text{я, доп}} = I_{\text{ном}} - I_{\text{ш}}$.

В заключение отметим, что использование для регулирования напряжения резисторов является весьма простым и дешевым техническим решением, однако следует иметь в виду, что этот способ регулирования сопровождается значительными потерями в сопротивлениях $R_{\text{ш}}$ и $R_{\text{доб}}$. Эти потери возрастают с уменьшением внутреннего сопротивления потенциометра и соответствующим увеличением получаемой жесткости характеристик. Поэтому по потерям энергии при регулировании потенциометрические схемы еще менее экономичны, чем реостатное регулирование.

7.5. Автоматическое регулирование скорости в системе УП — Д

Возможный диапазон регулирования скорости изменением напряжения на якоре двигателя или частоты в системе УП — Д может быть многократно расширен путем автоматического регулирования скорости по отклонению от заданного значения. Рассмотрим, как изменяются свойства электропривода при замыкании электромеханической системы отрицательной обратной связью по скорости. Анализ проведем применительно к обобщенной системе УП — Д при $c_{12} = \infty$. Структурная схема регулирования скорости приведена на рис. 7.8. Данной схеме соответствуют следующие уравнения, описывающие механическую характеристику регулируемого электропривода:

$$\left. \begin{aligned} k'_n (U_{3,c} - k_{o,c} \omega) &= (T_n p + 1) \omega_0; \\ (T_3 p + 1) M &= \beta_e (\omega_0 - \omega). \end{aligned} \right\} \quad (7.24)$$

В результате преобразований (7.24) получим уравнение механической характеристики электропривода в виде

$$\omega = \frac{U_{3,c} k'_n}{(T_n p + 1) + k_{o,c} k'_n} - \frac{(T_n p + 1)(T_3 p + 1)}{\beta_e [(T_n p + 1) + k_{o,c} k'_n]} M. \quad (7.25)$$

При $p = 0$ уравнение (7.25) представляет собой уравнение статической механической характеристики

$$\omega = \frac{U_{3,c} k'_n}{1 + k_{0,c} k'_n} - \frac{1}{\beta_e (1 + k_{0,c} k'_n)} M = \omega_{03,c} - \frac{M}{\beta_{3,c}}, \quad (7.26)$$

рассматривая которое, можно установить, что с увеличением коэффициента обратной связи по скорости $k_{0,c}$ при прочих равных условиях уменьшается скорость идеального холостого хода и возрастает жесткость механической характеристики. Сказанное поясняется статическими характеристиками, представленными на рис. 7.9, где показано, что при неизменном задающем сигнале в разомкнутой системе ($U_{3,c} = U_{3,0}$), обеспечивающем номинальную скорость электропривода в разомкнутой системе ($k_{0,c} = 0$), введение отрицательной связи с коэффициентом $k_{0,c} = k_{0,c1}$ снижает скорость идеального холостого хода, но существенно увеличивает жесткость. Для получения номинальной скорости задающий сигнал должен быть увеличен до $U_{3,c} = U_{3,c1} > U_{3,0}$. Чем выше коэффициент обратной связи $k_{0,c}$, тем большее напряжение $U_{3,c}$ требуется для получения той же скорости и тем меньше ошибка регулирования, обусловленная изменениями статической нагрузки. Статизм при данном коэффициенте обратной связи уменьшается с возрастанием коэффициента усиления k'_n , и теоретически при $k_{0,c} k'_n \rightarrow \infty$ статическая ошибка регулирования стремится к нулю.

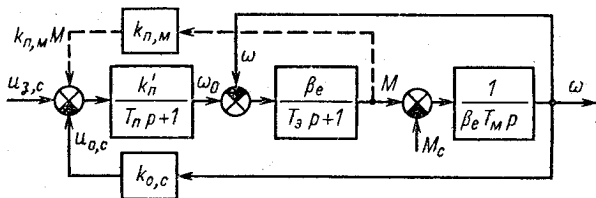


Рис. 7.8. Структурная схема регулирования скорости в системе УП – Д

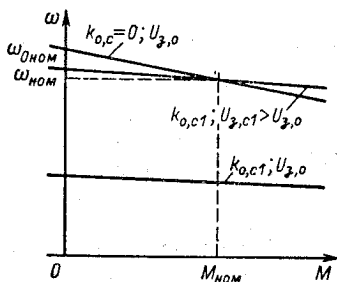


Рис. 7.9. Статические механические характеристики в системе с обратной связью по скорости

Положив в (7.25) $u_{3,c} = 0$, получим выражение динамической жесткости механической характеристики электропривода в замкнутой системе

$$\beta_{\text{дин},3,c} = - \frac{\beta_{3,c}(T_{п,з}p + 1)}{(T_{п}p + 1)(T_3p + 1)}, \quad (7.27)$$

где $\beta_{3,c} = \beta_c(1 + k_{o,c}k'_n) = \beta_c k_{y,ж}$; $T_{п,з} = T_{п}/k_{y,ж}$; $k_{y,ж}$ — коэффициент увеличения модуля жесткости в замкнутой системе $\beta_{3,c}$ по сравнению с β_c . При $T_{п} = 0$ уравнение амплитудно-частотной характеристики динамической жесткости имеет вид

$$|\beta_{\text{дин},3,c}| = \frac{\beta_{3,c}}{\sqrt{1 + T_3^2 \Omega^2}}, \quad (7.28)$$

а фазо-частотная характеристика не зависит от $k_{o,c}$ и определяется соотношением $\psi(\Omega) = -\pi - \text{arctg } T_3\Omega$, соответствующим разомкнутой системе. Нетрудно видеть, что модуль динамической жесткости при любой частоте в $k_{y,ж} = \beta_{3,c}/\beta_c$ раз больше модуля динамической жесткости в разомкнутой системе при той же частоте. Фазовый сдвиг между колебаниями скорости и момента двигателя остается постоянным при данной частоте для любых значений $k_{o,c}$ (рис. 7.10, а).

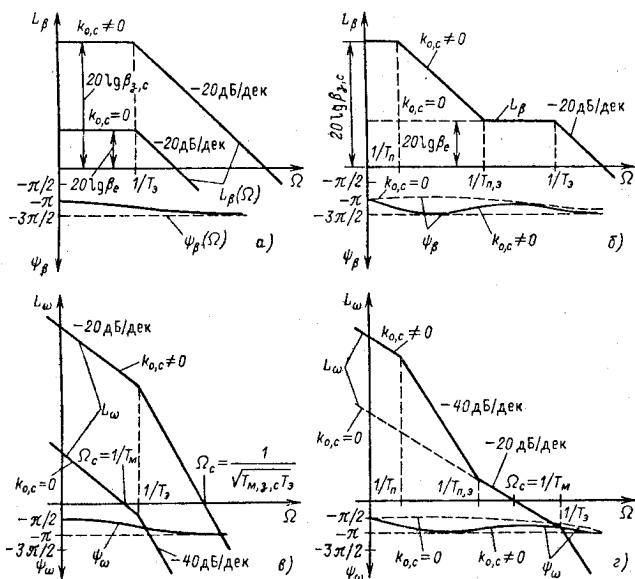


Рис. 7.10. Асимптотические частотные характеристики электропривода при автоматическом регулировании скорости

При $T_n \gg T_s$ уравнению (7.27) соответствуют частотные характеристики динамической жесткости, приведенные на рис. 7.10, б. Увеличение коэффициента обратной связи по скорости при этом увеличивает модуль динамической жесткости только в низкочастотной области. При $\Omega > 1/T_n$ модуль жесткости быстро уменьшается, и при $\Omega > 1/T_{п,э} = k_{y,ж}/T_n$ асимптотическая ЛАЧХ сливается с такой же частотной характеристикой разомкнутой системы ($k_{o,c} = 0$).

Как уже отмечалось, при заданных параметрах механической части динамические свойства электропривода определяются передаточной функцией динамической жесткости механической характеристики. Проследим эту взаимосвязь при автоматическом регулировании скорости. С этой целью преобразуем структурную схему на рис. 7.8 так, чтобы иметь одну единичную обратную связь по скорости (рис. 7.11). Нетрудно видеть, что при этом связь момента с изменениями скорости при $u_{з,с} = \text{const}$ определяется передаточной функцией $-\beta_{ин,з,с}(p)$ (7.27), что при жестком механическом звене определяет передаточную функцию разомкнутого контура регулирования в виде

$$W_{раз,с} = \frac{\beta_{з,с}(T_{п,э}p + 1)}{(T_n p + 1)(T_s p + 1)} \frac{1}{\beta_c T_M p}. \quad (7.29)$$

При $T_n \approx 0$ (7.29) запишем в виде

$$W_{раз,с} = \frac{1}{T_{м,з,с} p (T_s p + 1)}, \quad (7.30)$$

где $T_{м,з,с} = T_M \beta_c / \beta_{з,с} = T_M / k_{y,ж}$.

Частотные характеристики $L_\omega(\Omega)$, соответствующие (7.30), представлены на рис. 7.10, в во взаимосвязи с ЛАЧХ динамической жесткости при $T_n \approx 0$, показанными на рис. 7.10, а. Увеличение коэффициента обратной связи $k_{o,c}$ приводит к увеличению $\beta_{з,с}$ в диапазоне частот $0 < \Omega < 1/T_s$, что влечет за собой смещение частоты среза Ω_c для системы при $k_{o,c} \neq 0$ в область более высоких частот на участок с наклоном -40 дБ/дек. Очевидно, это вызывает быстрое ухудшение ди-

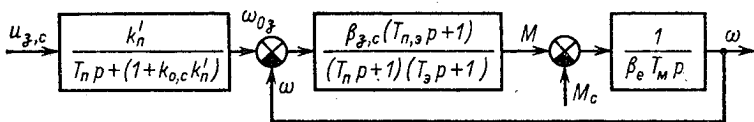


Рис. 7.11. Преобразованная структурная схема контура регулирования скорости

намических показателей качества регулирования. Фазо-частотная характеристика электропривода $\psi_{\omega}(\Omega)$ при этом не зависит от $k_{o,c}$, так как в разомкнутой и замкнутой системах фазо-частотные характеристики динамической жесткости $\psi_{\beta}(\Omega)$ одинаковы (рис. 7.10, а).

Вывод об увеличении колебательности вытекает непосредственно из рассмотрения (7.30), так как увеличение $k_{o,c}$ и $k_{y,ж}$ уменьшает $T_{м,з,с} = T_m/k_{y,ж}$. Отношение постоянных $m_{з,с} = T_{м,з,с}/T_3$ уменьшается, что и приводит к быстрому возрастанию колебательности. Малая постоянная времени быстрогодействующего преобразователя при этом является фактором, дополнительно снижающим запас по фазе на частоте среза, что ухудшает качество регулирования вплоть до возможной неустойчивости контура.

Большая постоянная времени преобразователя $T_n \gg T_3$, например, в системе Г-Д влияет на динамику регулирования несколько иначе. Частотные характеристики разомкнутого контура для этого случая показаны на рис. 7.10, з, которые также следует сопоставить с соответствующими ЛАЧХ $\beta_{дин,з,с}$ (рис. 7.10, б). Здесь при увеличении $k_{o,c}$ и $k_{y,ж}$ возрастает частота сопряжения $1/T_{п,з}$, что вызывает сужение участка с наклоном -20 дБ/дек в области частоты среза, однако частота среза Ω_c в разомкнутой системе ($k_{o,c} = 0$) и в системе замкнутой по скорости ($k_{o,c} \neq 0$), остается неизменной, пока $1/T_{п,з} < \Omega_c$. Следовательно, если среднечастотная асимптота в области частоты среза сохраняет достаточно протяженный участок с наклоном -20 дБ/дек, динамические свойства электропривода остаются близкими таковым в разомкнутой системе. Сравнивая фазо-частотные характеристики $\psi_{\omega}(\Omega)$ при $k_{o,c} = 0$ и $k_{o,c} \neq 0$ (рис. 7.10, в), можно убедиться, что при $1/T_{п,з} \ll 1/T_3$ запас по фазе на частоте среза в замкнутой системе незначительно снижается по сравнению со снижением в разомкнутой системе, причем изменения определяются изменениями в зависимости $\psi_{\beta}(\Omega)$ (рис. 7.10, б). Если при этом $T_m > T_3$, можно определить допустимое по качеству регулирования значение $k_{o,c}$, задавшись шириной среднечастотной асимптоты. Например, при условии $T'_n = 4T_3$, допустимый коэффициент обратной связи по скорости составляет

$$(k_{o,c})_{\text{доп}} \approx \frac{1}{k'_n} \left(\frac{T_n}{4T_3} - 1 \right). \quad (7.31)$$

Более точно это значение можно определить, задавшись требуемым запасом по фазе на частоте среза разомкнутого контура.

При $k_{0,c} > (k_{0,c})_{\text{доп}}$ значения $T_{п,з}$ приближаются к T_3 , участок с наклоном -20 дБ/дек сужается и исчезает, что соответствует неустойчивости контура регулирования. Таким образом, хотя при $T_{п} \gg T_3$ возможности регулирования несколько расширяются, однако и в этом случае отрицательная связь по скорости увеличивает колебательность электропривода по сравнению с разомкнутой системой.

На основании проведенного анализа свойств электропривода, замкнутого отрицательной связью по скорости, можно заключить, что без применения динамической коррекции получить высокую точность регулирования при требуемых динамических показателях качества регулирования в большинстве случаев невозможно.

Стремление повысить точность регулирования, не прибегая к сложной динамической коррекции системы, определяет целесообразность использования комбинированного способа управления — дополнения системы регулирования по отклонению компенсацией возмущения, обусловленного нагрузкой. Из возможных реализаций компенсации рассмотрим случай, когда с этой целью используется жесткая положительная обратная связь по моменту двигателя, показанная на рис. 7.8 штриховой линией. Такая обратная связь наиболее просто осуществляется в системе ТП — Д или Г — Д, где при $\Phi_{ном} = \text{const}$ $M = c i_{я}$, т. е. достаточно ввести положительную связь по току якоря. Комбинированной системе регулирования соответствуют следующие уравнения, описывающие механическую характеристику электропривода:

$$\left. \begin{aligned} (U_{з,c} + k_{п,м}M - k_{0,c}\omega)k'_п &= (T_{п}p + 1)\omega_0; \\ (T_3p + 1)M &= \beta_c(\omega_0 - \omega). \end{aligned} \right\} \quad (7.32)$$

В результате преобразований (7.32) при $U_{з,c} = 0$ с учетом (7.27) получим выражение динамической жесткости механической характеристики электропривода в такой системе в виде

$$\beta'_{\text{дин,з,c}} = - \frac{\beta_{з,c}(T_{п,з}p + 1)}{(T_{п}p + 1)(T_3p + 1) - \beta_c k_{п,м}k'_п}. \quad (7.33)$$

Уравнение (7.33) свидетельствует о том, что введение положительной связи по моменту увеличивает модуль статической жесткости в замкнутой системе, причем при $\beta_c k_{п,м}k'_п = 1$ модуль статической жесткости возрастает до бесконечности, а уравнение (7.33) принимает вид

$$\beta'_{\text{дин,з,c}} = - \frac{\beta_{з,c}(T_{п,з}p + 1)}{(T_{п} + T_3)p \left(\frac{T_{п}T_3}{T_{п} + T_3} p + 1 \right)}. \quad (7.34)$$

При значительной инерционности преобразователя ($T_n \gg T_3$) уравнение (7.34) можно упростить:

$$\beta'_{\text{дин,з,с}} = - \frac{\beta_{3,с}(T_{п,з}p + 1)}{T_{п}p(T_3p + 1)}. \quad (7.35)$$

Сравнивая (7.35) с (7.27), можно установить, что при этих условиях положительная связь по моменту (току) бесконечно увеличивает модуль статической жесткости ($\beta'_{3,с} = \infty$ при $\Omega = 0$) и незначительно сказывается на показателях качества регулирования. Действительно, при построении асимптотических ЛАЧХ динамической жесткости, соответствующих (7.35) и (7.27), выявляется, что при $\Omega > 1/T_n$ (7.27) приближенно выражается соотношением (7.35). Это значит, что средне-частотная асимптота разомкнутого контура регулирования скорости при введении положительной связи по моменту не претерпевает существенных изменений и динамические показатели комбинированной системы регулирования определяются коэффициентами усиления и отрицательной связи по скорости. Выбирая $k_{о,с}$ из условия (7.31) и устанавливая критическое значение коэффициента положительной связи по моменту из условия $\beta_{с}k_{п,м}k'_{п} = 1$, можно исключить статическую ошибку по нагрузке электропривода при сохранении показателей качества регулирования, соответствующих условию (7.31).

Таким образом, в системе Г—Д положительная связь по току при $T_r \gg T_я$ является эффективным средством увеличения статической точности регулирования. Динамическая точность регулирования при этом возрастает незначительно, так как уже при небольших частотах ($\Omega > 1/T_n$) амплитудно-частотная характеристика $|\beta'_{\text{дин,з,с}}(f\Omega)|$ практически совпадает с такой же характеристикой при $k_{п,м} = 0$.

При высоком быстродействии преобразователя ($T_n \approx 0$) увеличение жесткости механических характеристик за счет положительной связи по моменту ухудшает качество регулирования так же, как и при регулировании по отклонению. При этом требуемые точность и качество регулирования скорости достигаются применением параллельной или последовательной коррекции.

Как было установлено, при отсутствии коррекции частота среза Ω_c в замкнутой системе при больших T_n остается близкой частоте среза при $k_{о,с} = 0$, которая определяется соотношением $\Omega_c = 1/mT_3$, при этом быстродействие электропривода по нагрузке определяется электромагнитной инерцией силовой цепи (T_3) и отношением постоянных $m = T_m/T_3$. Объясняется это тем, что при высоких частотах большая постоянная T_n для внешней обратной связи по

скорости является фильтром и свойства электропривода определяются внутренней, а не внешней обратной связью по скорости.

Быстродействие электропривода по управляющему воздействию зависит от T_{Π} и $k_{o,c}$. В этом можно убедиться, рассматривая структурную схему на рис. 7.11. При скачке $U_{з,с}$ скорость $\omega_{0,с}$ изменяется тем быстрее, чем меньше T_{Π} и чем сильнее отрицательная обратная связь по скорости. В соответствии с уравнением

$$u_y = U_{з,с} - k_{o,c}\omega$$

отрицательная связь по скорости оказывает форсирующее действие на замедленные инерцией преобразователя процессы: чем больше $k_{o,c}$, тем больше при заданной скорости скачок $U_{з,с}$ и начальное значение u_y , что при надлежащем запасе по напряжению управления преобразователя (u_b в системе Г-Д) обеспечивает увеличение темпа изменения ω_0 и ускорение протекания переходных процессов.

Пример 7.1. Рассчитать коэффициент обратной связи по скорости, необходимый для получения в системе ТВ-Г-Д (рис. 7.12, а) диапазона регулирования скорости $D = 20$ при $M_{с max} = M_{ном}$, $M_{с min} = -0,5 M_{ном}$ и заданной допустимой относительной

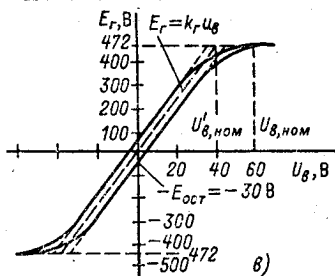
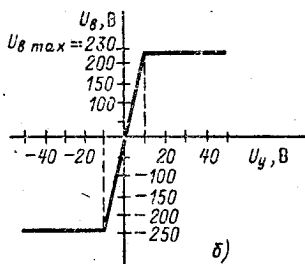
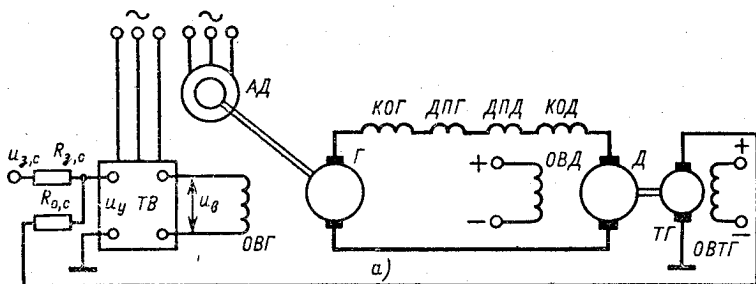


Рис. 7.12. Схема системы ТВ-Г-Д (а) и характеристики $U_b = f(U_y)$ (б) и $E_r = f(U_b)$ (в)

ошибке регулирования $\Delta\omega_{\text{доп}} = 0,1$. Оценить время переходного процесса пуска до номинальной скорости и динамические показатели качества регулирования.

Данные для расчета: номинальная ЭДС генератора $E_{Г, \text{ном}} = 470$ В; номинальное напряжение возбуждения генератора $U_{В, \text{ном}} = 60$ В; максимальное напряжение возбудителя $U_{В \text{max}} = 230$ В; соответствующее напряжение управления $U_{у \text{max}} = 10$ В; постоянная времени обмотки возбуждения генератора $T_{Г} = 3$ с; суммарное сопротивление якорной цепи при средней температуре обмоток $R_{я, \text{ср}} = 0,047$ Ом; то же при максимальной температуре $R_{я \text{max}} = 0,054$ Ом; номинальный ток двигателя $I_{\text{ном}} = 1000$ А; номинальная скорость $\omega_{\text{ном}} = 55$ 1/с; коэффициент ЭДС двигателя $c = k\Phi_{\text{ном}} = 7,8$ В·с; электромагнитная постоянная якорной цепи $T_{я} = 0,03$ с; электромеханическая постоянная в разомкнутой системе электропривода $T_{М} = 0,06$ с. Характеристика холостого хода генератора $E_{Г} = f(U_{В})$ дана на рис. 7.12, в.

При высоких требованиях к точности регулирования при проектировании необходимо учитывать все факторы, вызывающие отклонения скорости от установленного среднего значения: изменение нагрузки $M_{с}$, явление гистерезиса в магнитной цепи генератора, температурные изменения сопротивления якорной цепи, обмоток возбуждения двигателя и генератора, влияние колебаний напряжения сети на характеристику $U_{В} = f(U_{у})$ тиристорного возбудителя. В прецизионных электроприводах необходимо учитывать точность задания скорости, стабильность датчика скорости и т. п.

В данном примере достаточно учесть влияние первых трех факторов. Для учета влияния гистерезиса аппроксимируем характеристику генератора $E_{Г} = f(U_{В})$ прямыми, как показано штриховыми линиями на рис. 7.12, в. При работе на малой скорости можно записать

$$E_{Г \text{max}} = E_{Г, \text{ср}} + \Delta E_{\text{ост}} = k_{Г} U_{В} + \Delta E_{\text{ост}},$$

где $E_{Г, \text{ср}}$ — значение ЭДС генератора, определяемой прямой $E_{Г} = k_{Г} U_{В}$ на рис. 7.12, в.

Для случая отклонения всех переменных в направлении увеличения скорости уравнение электрического равновесия для силовой цепи для статического режима может быть представлено в виде

$$k_{Г} k_{ТВ} (U_{3, \text{с}} - k_{о, \text{с}} \omega_{\text{max}}) + \Delta E_{\text{ост}} = (I_{с, \text{ср}} - \Delta I_{с}) (R_{я, \text{ср}} - \Delta R_{я}) + c \omega_{\text{max}},$$

где $\Delta I_{с}$ — максимальное отклонение тока нагрузки $I_{с}$ от среднего значения $I_{с, \text{ср}}$; $\Delta R_{я}$ — максимальное температурное отклонение сопротивления цепи якоря от среднего значения $R_{я, \text{ср}}$.

Аналогичное уравнение для средних значений возмущающих факторов

$$k_{Г} k_{Т, В} (U_{3, \text{с}} - k_{о, \text{с}} \omega_{\text{ср}}) = I_{с, \text{ср}} R_{я, \text{ср}} + c \omega_{\text{ср}}.$$

Вычитаем последнее уравнение из предыдущего, решаем уравнение относительно $\Delta\omega_{\text{max}} = \omega_{\text{max}} - \omega_{\text{ср}}$ и получаем

$$\Delta\omega_{\text{max}} = \frac{\Delta E_{\text{ост}} + \Delta I_{с} R_{я \text{min}} + I_{с, \text{ср}} \Delta R_{я}}{c + k_{о, \text{с}} k_{Т, В} k_{Г}}$$

Если принять $\Delta\omega_{max} = \Delta\omega_{доп}$, из полученного уравнения можно определить требуемое значение коэффициента обратной связи по скорости:

$$k_{o,c,тр} = \frac{\Delta E_{ост} + \Delta I_c R_{я min} + I_{c,ср} \Delta R_{я} - c \Delta\omega_{доп}}{k_{т,в} k_{г} \Delta\omega_{доп}}$$

Средний ток статической нагрузки

$$I_{c,ср} = (M_{с max} + M_{с min})/2c = 0,5 I_{ном}/2 = 0,5 \cdot 1000/2 = 250 \text{ А.}$$

Максимальное отклонение статического тока

$$\Delta I_c = (M_{с max} - M_{с min})/2c = 1,5 \cdot 1000/2 = 750 \text{ А.}$$

Максимальное отклонение сопротивления якорной цепи

$$\Delta R_{я} = R_{я max} - R_{я,ср} = 0,054 - 0,047 = 0,007 \text{ Ом.}$$

Минимальное сопротивление

$$R_{я min} = 0,047 - 0,007 = 0,04 \text{ Ом.}$$

Коэффициент усиления генератора (см. рис. 7.12, в)

$$k_{г} = E_{г, ном}/U'_{в, ном} = 470/40 = 11,7.$$

Коэффициент усиления возбудителя

$$k_{т, в} = U_{в max}/U_{у max} = 230/10 = 23.$$

Требуемое среднее значение пониженной скорости

$$\omega_{ср min} = \omega_{ср max}/D \approx \omega_{ном}/D = 55/20 = 2,75 \text{ 1/с.}$$

Допустимая абсолютная ошибка регулирования

$$\Delta\omega_{доп} = \Delta\omega_{доп} \cdot \omega_{ср min} = 0,1 \cdot 2,75 = 0,275 \text{ 1/с.}$$

Требуемый коэффициент обратной связи ($\Delta E_{ост} = 30 \text{ В}$ по рис. 7.12, в)

$$k_{o,c,тр} = \frac{30 + 750 \cdot 0,04 + 250 \cdot 0,007 - 7,8 \cdot 0,275}{23 \cdot 11,7 \cdot 0,275} = 0,77.$$

Модуль жесткости статической механической характеристики в разомкнутой системе

$$\beta_e = c^2/R_{я,ср} = 7,8^2/0,047 = 1290 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с.}$$

Уравнение статической характеристики в замкнутой системе (7.25)

$$\omega = \frac{U_{з,с} k_{т,в} k'_{г}}{1 + k_{o,c} k_{т,в} k'_{г}} - \frac{M}{\beta_e (1 + k_{o,c} k_{т,в} k'_{г})},$$

где $k'_{г} = k_{г}/c = 11,7/7,8 = 1,5 \text{ 1/(В} \cdot \text{с)}$.

Модуль жесткости в замкнутой системе

$$\beta_{3,c} = \beta_c (1 + k_{o,c} k_{r,v} k'_r) = 1290(1 + 0,77 \cdot 23 \cdot 1,5) = 1290 \cdot 27,6 = 35\,600 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Скорость идеального холостого хода

$$\omega_{03,c} = \frac{23 \cdot 1,5 U_{3,c}}{1 + 0,77 \cdot 23 \cdot 1,5} = 1,25 U_{3,c}.$$

Следовательно, уравнение механической характеристики имеет вид

$$\omega = 1,25 U_{3,c} - M/35\,600.$$

С помощью этого уравнения нетрудно вычислить значения $U_{3,c}$, обеспечивающие заданные скорости при расчетном моменте нагрузки $M_{c,ср}$. Максимальное значение задания, обеспечивающее наибольшую требуемую скорость $\omega_{срmax} \approx \omega_{ном}$,

$$U_{3,cmax} = \frac{35\,600 \cdot 55 + 7,8 \cdot 250}{1,25 \cdot 35\,600} \approx \frac{55}{1,25} = 44 \text{ В}.$$

Минимальный сигнал задания ($\omega_{срmin} = 2,75 \text{ 1/с}$)

$$U_{3,cmin} = \frac{35\,600 \cdot 2,75 + 7,8 \cdot 250}{1,25 \cdot 35\,600} = 2,2 \text{ В}.$$

Полагая тиристорный возбудитель безынерционным, определяем нижнюю частоту сопряжения участка ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек в области частоты среза Ω_c (см. рис. 7.10, з):

$$\Omega_{ин} = \frac{1}{T_{п,з}} = \frac{1 + 0,77 \cdot 23 \cdot 1,5}{3} = \frac{27,6}{3} = 9,2 \text{ 1/с}.$$

Частота среза

$$\Omega_c = 1/T_M = 1/0,06 = 16,6 \text{ 1/с}.$$

Верхняя частота сопряжения

$$\Omega_{1в} = 1/T_{я} = 1/0,03 = 33,3 \text{ 1/с}.$$

Соотношение постоянных времени, определяющее колебательность электропривода,

$$m = T_M/T_{я} = 0,06/0,03 = \Omega_{1в}/\Omega_c = 2.$$

Соотношение постоянных времени, определяющее перерегулирование,

$$m_1 = T_{п,з}/T_M = \Omega_c/\Omega_{ин} = 16,6/9,2 = 1,8.$$

Сравнивая полученные соотношения постоянных времени и частот со значениями, соответствующими стандартной настройке на симметричный оптимум (см. рис. 5.19), можно заключить, что динамические качества замкнутой системы при заданном диапазоне и точ-

ности регулирования близки к настройке на симметричный оптимум без применения дополнительной коррекции.

Этот вывод получен без учета инерционности тиристорного возбудителя, поэтому справедлив для достаточно малых $T_{т,в} \approx 0$. Пусть в данном примере $T_{т,в} = 0,066$ с, тогда потеря запаса по фазе на частоте среза $\Omega_c = 16,6$ 1/с составит

$$\Delta\psi(\Omega_c) = \arctg T_{т,в}\Omega_c = \arctg 0,066 \cdot 16,6 = 6,3^\circ.$$

При такой постоянной $T_{т,в}$ ее учет незначительно скажется на запасе по фазе на частоте среза и проведенная оценка колебательности достоверна.

При более высоких требованиях к точности регулирования для получения удовлетворительного качества регулирования потребуются применение параллельной или последовательной коррекции.

Время переходного процесса в линейной системе определим по формуле

$$t_{п,л} \approx \pi/\Omega_c + 2/\Omega_{1н} = \pi/16,6 + 2/9,2 = 0,41 \text{ с.}$$

Время первого согласования (5.21)

$$t_p \approx 2/\Omega_c = 2/16,6 = 0,12 \text{ с.}$$

Оценим приближенно время пуска электропривода вхолостую ($M = 0$) при задании максимальной скорости $U_{3,стax} = 44$ В. Так как в начале пуска скорость ω равна нулю, $U_{y,нач} = U_{3,стax} = 44$ В, что намного превышает $U_y = 10$ В, соответствующее границе линейного участка характеристики $U_b = f(U_y)$ (рис. 7.12, в). Следовательно, тиристорный возбудитель при пуске остается насыщенным до тех пор, пока вследствие увеличения скорости сигнал $U_y = U_{3,стax} - k_{0,c}\omega$ не снизится до $U_{y,гр} = 10$ В.

Определим это граничное значение скорости:

$$\omega_{гр} = (U_{3,стax} - U_{y,гр})/k_{0,c} = (44 - 10)/1,25 = 27,2 \text{ 1/с.}$$

Следовательно, до половинной скорости пуск протекает в разомкнутой системе с постоянным коэффициентом форсирования (рис. 7.12, в)

$$\alpha = U_{в,ном}/U'_{в,ном} = 230/40 = 5,75.$$

Время возбуждения генератора до номинальной ЭДС $E_{г,ном} = 472$ В при таком коэффициенте форсирования

$$t_b = T_r \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1} = 3 \ln \frac{5,75}{5,75 - 1} = 0,57 \text{ с.}$$

Общее время переходного процесса можно оценить так:

$$t_{п\Sigma} \approx t_b + t_{п,л} = 0,57 + 0,31 = 0,88 \text{ с.}$$

Эта оценка является ориентировочной. Фактическое время переходного процесса определяется путем моделирования процесса пуска на ЭВМ с учетом всех нелинейностей системы.

7.6. Свойства электропривода при настройке контура регулирования скорости на технический оптимум

Последовательная коррекция контура регулирования скорости позволяет создавать унифицированные регулируемые электроприводы с определенными стандартными показателями. Так как обычно наряду с необходимостью регулирования скорости требуется регулирование и момента (тока) двигателя, рассмотрим физические свойства системы УП—Д, в которой при регулировании скорости работает подчиненный контур регулирования момента, оптимизированный методом последовательной коррекции в § 6.5. С учетом передаточной функции замкнутого контура регулирования момента (6.40) структурная схема контура регулирования скорости в обобщенной системе УП—Д представлена на рис. 7.13, а. В соответствии с ней объект регулирования скорости состоит из замкнутого контура регулирования момента и механического звена электропривода и имеет следующую передаточную функцию:

$$W_{o,p,c} = \frac{1/k_{o,m}}{a_m T_{\mu p} (T_{\mu p} + 1) + 1} \frac{1}{\beta_e T_{mp}}. \quad (7.36)$$

Следуя рекомендациям, данным в § 5.8, пренебрежем в передаточной функции $W_{зам,м}$ членом, содержащим p^2 :

$$W_{o,p,c} = \frac{1/k_{o,m}}{a_m T_{\mu p} + 1} \frac{1}{\beta_e T_{mp}}. \quad (7.37)$$

Соотношение (7.37) показывает, что для контура скорости некомпенсируемая постоянная времени $T_{\mu c} = a_m T_{\mu p}$, т. е. в a_m раз больше, чем для подчиненного контура регулирования момента. Желаемая передаточная функция для контура регулирования скорости

$$W_{раз,c} = \frac{1/k_{o,c}}{a_c a_m T_{\mu p} (a_m T_{\mu p} + 1)}, \quad (7.38)$$

где $a_c = T_{o,c}/T_{\mu,c}$ — соотношение постоянных контура скорости.

Передаточная функция регулятора скорости

$$W_{o,p,c} = \frac{W_{раз,c}}{W_{o,p,c}} = \frac{k_{o,m} \beta_e T_M}{k_{o,c} a_c a_T T_{\mu}} = k_{p,c}. \quad (7.39)$$

Необходим П-регулятор скорости с коэффициентом $k_{p,c}$. Так как выходное напряжение регулятора скорости является

сигналом задания момента $u_{3,м}$ для подчиненного контура, необходимо ограничить максимальное значение $u_{3,м}$, исходя из требуемого стопорного момента:

$$U_{3,м max} = M_{стоп}/k_{о,м} \quad (7.40)$$

Характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ регулятора скорости, отвечающая этому условию, представлена на рис. 7.13, б.

Передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости

$$W_{зам,с} = \frac{1/k_{о,с}}{a_c a_m T_{\mu p} (a_m T_{\mu p} + 1) + 1} \quad (7.41)$$

Выбором соотношения постоянных времени контура в пределах $a_c = 2 \div 4$ можно получить требуемое по техническим условиям демпфирование колебаний скорости в переходных процессах и ограничить перерегулирование допустимым значением. Наиболее широко на практике используется стандартная настройка на технический оптимум $a_c = a_m = 2$, при этом

$$W_{зам,с} = \frac{1/k_{о,с}}{4T_{\mu p} (2T_{\mu p} + 1) + 1} \quad (7.42)$$

Рассмотрим, какими свойствами обладает электропривод при такой настройке контура регулирования скорости. Благодаря малости некомпенсированной постоянной времени T_{μ}

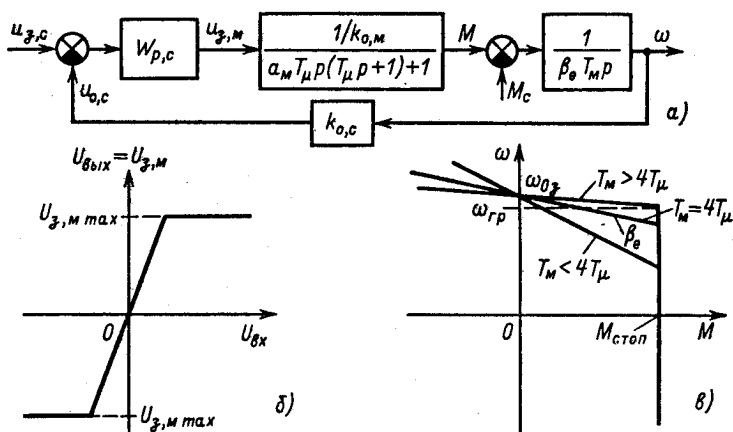


Рис. 7.13. Структурная схема (а), характеристика регулятора скорости (б) и механические характеристики электропривода (в) в двухконтурной системе регулирования скорости при настройке на технический оптимум

подчиненный контур регулирования момента обеспечивает в области малых и средних частот высокую точность регулирования момента, при которой допустимо пренебречь влиянием электромеханической связи и получить уравнение механической характеристики с помощью структурной схемы на рис. 7.13, а при $a_m = 2$:

$$(u_{3,c} - k_{o,c}\omega)k_{p,c} = k_{o,m}(2T_\mu p + 1)M. \quad (7.43)$$

С помощью (7.39) уравнение (7.43) можно представить в виде

$$(2T_\mu p + 1)M = \beta_{3,c}(\omega_{03,c} - \omega), \quad (7.44)$$

где $\beta_{3,c} = \beta_c T_m / 4T_\mu$; $\omega_{03,c} = U_{3,c} / k_{o,c}$.

Уравнение статической механической характеристики ($p = 0$)

$$\omega = \frac{U_{3,c}}{k_{o,c}} - \frac{4T_\mu}{T_m \beta_c} M. \quad (7.45)$$

Это уравнение справедливо в пределах линейной части характеристики регулятора скорости, т. е. при $(u_{3,c} - k_{o,c}\omega) \times k_{p,c} \leq U_{3,m \max}$. При снижении скорости до значения $\omega_{гр} = \omega_{03,c} - M_{\text{стоп}} / \beta_{3,c}$ выходное напряжение регулятора скорости достигает максимального значения и при $\omega < \omega_{гр}$ $M = M_{\text{стоп}} = \text{const}$. Механические характеристики электропривода при настройке контура регулирования скорости и подчиненного контура регулирования момента на модульный оптимум показаны для различных T_m на рис. 7.13, в.

В соответствии с (7.44) модуль жесткости механической характеристики в замкнутой по скорости системе определяется соотношением динамических параметров — постоянных времени T_m и T_μ . Это объясняется выбором коэффициента обратной связи по скорости из условия получения определенных динамических показателей, соответствующих техническому оптимуму. Как следствие, точность регулирования при различных параметрах механической части оказывается существенно различной.

Если электропривод обладает большой механической инерцией и его электромеханическая постоянная $T_m > 4T_\mu$, модуль жесткости механической характеристики в замкнутой системе $\beta_{3,c}$ выше, чем в разомкнутой β_c . При $T_m = 4T_\mu$ модуль жесткости в замкнутой системе остается тем же, что и в разомкнутой системе ($\beta_{3,c} = \beta_c$). Для мощных приводов с малым приведенным моментом инерции ($T_m < 4T_\mu$) жесткость механической характеристики в замкнутой системе получается меньшей, чем в разомкнутой системе ($\beta_{3,c} < \beta_c$).

Структурная схема электропривода, соответствующая (7.44), представлена на рис. 7.14, а. Определим с ее помощью передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики в замкнутой системе:

$$\beta_{\text{дин.,з.с}} = - \frac{\beta_{з.с}}{2T_{\mu}p + 1} = - \frac{\beta_{с}T_{M}}{4T_{\mu}(2T_{\mu}p + 1)}. \quad (7.46)$$

Соответствующие (7.46) ЛАЧХ при различных отношениях $T_M/4T_{\mu}$ приведены на рис. 7.14, б. Там же для сравнения приведена ЛАЧХ динамической жесткости характеристики разомкнутой системы (штриховая прямая 1). Сравнивая их, можно заключить, что при $T_M > 2T_{\mu}$ область частот, в которой расхождения между статикой и динамикой невелики, расширяется и точность регулирования также зависит от отношения $T_M/4T_{\mu}$, как и в статике.

В соответствии с (7.38) и схемой на рис. 7.14, а изображение ошибки регулирования по управляющему воздействию при $a_M = a_c = 2$ имеет вид

$$\Delta\omega_{з.с}(p) = \frac{\omega_{0з.с}(p)}{1 + W_{\text{раз.с}}} = \frac{\omega_{0з.с}(p)4T_{\mu}p(2T_{\mu}p + 1)}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p + 1) + 1}. \quad (7.47)$$

Положив в (7.47) $p = 0$, можно убедиться, что при $\omega_{0з.с} = \text{const}$ статическая ошибка по управляющему воздействию отсутствует, электропривод по управлению обладает астатизмом первого порядка.

Если управляющее воздействие нарастает по линейному закону

$$\omega_{0з.с} = \varepsilon_3 t = \varepsilon_3/p, \quad (7.48)$$

то в установившемся режиме будет иметь место постоян-

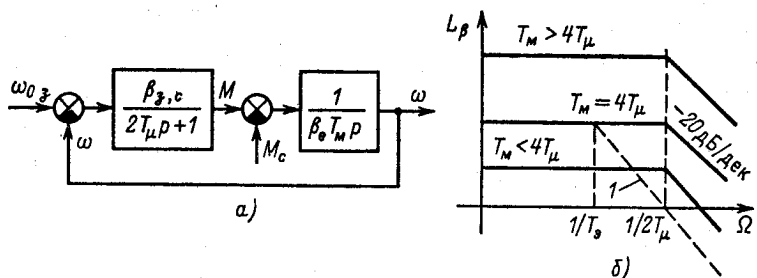


Рис. 7.14. Структурная схема контура регулирования скорости (а) и ЛАЧХ динамической жесткости (б)

ная ошибка, определяемая (7.47) при подстановке в эту формулу (7.48) и $p = 0$:

$$\Delta\omega_{3,c(1)} = 4T_{\mu}\varepsilon_3. \quad (7.49)$$

Определим с помощью рис. 7.14, а и формулы (5.19) изображение ошибки по возмущению, обусловленному статической нагрузкой электропривода $M_c(p)$:

$$\Delta\omega'_{3,c}(p) = \frac{M_c(p)4T_{\mu}(2T_{\mu}p + 1)}{\beta_c T_M [4T_{\mu}p(2T_{\mu}p + 1) + 1]}. \quad (7.50)$$

При $p = 0$ и $M_c = \text{const}$ (7.50) определяет статическую ошибку по нагрузке

$$\Delta\omega'_{3,c} = \frac{M_c}{\beta_c} \frac{4T_{\mu}}{T_M} = \frac{M_c}{\beta_{3,c}}, \quad (7.51)$$

которая определяется модулем жесткости механических характеристик в замкнутой системе электропривода (см. рис. 7.13, в).

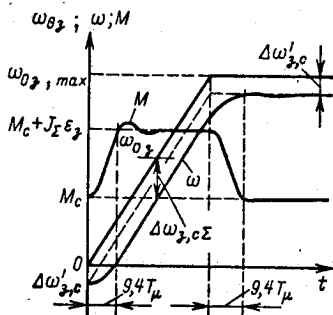
В переходных процессах, обусловленных изменениями задания по линейному закону (7.43), установившаяся динамическая ошибка (7.49) суммируется со статической (7.51):

$$\Delta\omega_{3,c\Sigma} = 4T_{\mu}\varepsilon_3 + \frac{M_c}{\beta_c} \frac{4T_{\mu}}{T_M}. \quad (7.52)$$

С учетом известного характера изменения переменных в переходных процессах при настройке на технический оптимум (7.48) и (7.52) позволяют установить вид зависимостей $\omega(t)$ и $M(t)$ при линейном нарастании задающего сигнала и $M_{\text{нач}} = M_c$ (рис. 7.15). Так как перерегулирование и колебательность при $a_c = a_m = 2$ пренебрежимо малы, максимум переходной ошибки на рис. 7.15 незначительно отличается от установившейся динамической ошибки $\Delta\omega_{3,c\Sigma}$.

Для многих электроприводов по технологическим условиям необходимо иметь минимальные динамические падения

Рис. 7.15. Зависимости ω , $M = f(t)$ при линейном нарастании задания $\omega_{03,c} = \varepsilon_3 t$



скорости $\Delta\omega'_{3,c\Sigma}$ в переходных процессах ударного приложения нагрузки. Примерный вид характеристики $\omega, M = f(t)$ при настройке контура скорости на технический оптимум при приложении скачком момента M_c показан на рис. 7.16, а. По этим характеристикам на рис. 7.16, б построена характеристика 2, которая значительно отличается от статической характеристики 1 в начале процесса и быстро приближается к ней в конце. В связи с малым перерегулированием, свойственным настройке на технический оптимум, максимум динамической ошибки $\Delta\omega_{3,c\Sigma}$ определяется в своей основной части статической ошибкой $\Delta\omega_{3,c}$, определяемой жесткостью статической характеристики.

Если важно минимизировать динамическое падение скорости и допустимо увеличить колебательность электропривода, на практике отступают от настройки на технический оптимум и выбирают при $a_M = 2$ $a_c < 2$, при этом (7.51) можно представить так:

$$\Delta\omega_{3,c} = \frac{M_c}{\beta_c} \frac{2a_c T_\mu}{T_M} \quad (7.53)$$

В соответствии с (7.53) при $a_c < 2$ возрастает модуль жесткости статической механической характеристики $\beta_{3,c}$ и уменьшается статическая ошибка $\Delta\omega_{3,c}$. Увеличение статической точности регулирования может в определенных пределах быть более существенным, чем возрастание динамических ошибок в связи с повышением колебательности электропривода. В этом можно убедиться, рассматривая рис. 7.17, на котором построены для $a_M = 2$ зависимости $\Delta\omega_{3,c*} = f(\tau)$ при $a_c = 2$ (рис. 7.17, а) и $a_c = 1$ (рис. 7.17, б), причем

$$\Delta\omega_* = \Delta\omega_{3,c\Sigma} / \Delta\omega_{3,c}; \quad \tau = t / 2T_\mu.$$

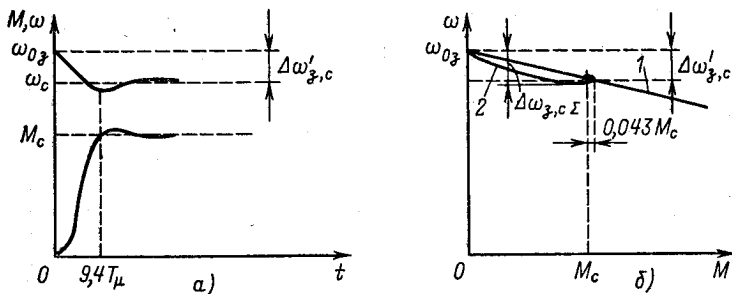


Рис. 7.16. Переходный процесс приложения нагрузки скачком (а) и соответствующая динамическая механическая характеристика (б)

В качестве базового значения ошибки принята статическая ошибка $\Delta\omega_{3,c}$ при $a_m = 2$, $a_c = 2$.

Пример 7.2. Дополнить систему регулирования момента, рассчитанную в примере 6.1, контуром регулирования скорости, настроенным на технический оптимум, рассчитать параметры регулятора, построить электромеханические характеристики, соответствующие двум значениям сигнала задания скорости $u_{3,c} = U_{3,cmax}$ и $u_{3,c} = 0,5U_{3,cmax}$, определить требуемую максимальную ЭДС тиристорного преобразователя и оценить динамические свойства электропривода.

Данные для расчета: максимальная скорость идеального холостого хода $\omega_{03,cmax} = 182,4$ 1/с; соответствующий ей сигнал задания скорости $U_{3,cmax} = 10$ В; коэффициент ЭДС тахогенератора $k_{тг} = 0,6$ В·с; расчетное ускорение $\epsilon_0 = 100$ 1/с²; момент нагрузки $M_c = 150$ Н·м; $J_{\Sigma} = 1,3$ кг·м².

Принципиальная схема системы ТП–Д с подчиненным контуром регулирования тока и внешним контуром регулирования скорости представлена на рис. 7.18, а. Структурная схема контура регулирования скорости при настройке токового контура на технический оптимум ($a_T = 2$) приведена на рис. 7.18, б.

По формуле (7.39) вычислим коэффициент усиления регулятора скорости при $a_c = a_T = 2$:

$$k_{p,c} = \frac{k_{o,m}\beta_c T_M}{k_{o,c}a_c a_T T_{\mu}} = \frac{0,0275 \cdot 15,9 \cdot 0,07}{0,055 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 0,01} = 13,9,$$

где $k_{o,m} = k_{o,T}/c = 0,0375/1,36 = 0,0275$; $\beta_c = c^2/R_{я\Sigma} = 1,36^2/0,116 = 15,9$ Н·м·с; $k_{o,c} = U_{3,cmax}/\omega_{03,cmax} = 10/182,4 = 0,055$ В·с; $T_M = 1,3/15,9 = 0,081$ с.

Задавшись сопротивлением $R_{o,c,c} = 100$ кОм, определим сопротивление $R_{3,c}$:

$$R_{3,c} = R_{o,c,c}/k_{p,c} = 100/13,9 = 7,19 \text{ кОм.}$$

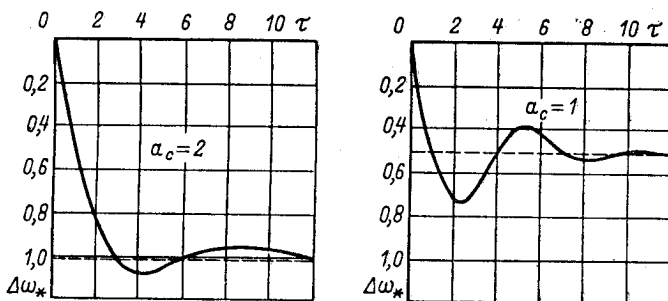


Рис. 7.17. Расчетные кривые $\Delta\omega_* = f(\tau_*)$ при $a_c = 2$ (а) и $a_c = 1$ (б)

Определим ЭДС тахогенератора при $\omega = \omega_{03,c \max} = 182,4$ 1/с:

$$E_{\text{ТГ max}} = k_{\text{ТГ}} \omega_{03,c \max} = 0,6 \cdot 182,4 = 109,4 \text{ В.}$$

Рассчитаем сопротивление $R_{0,c}$:

$$R_{0,c} = R_{3,c} E_{\text{ТГ max}} / U_{3,c \max} = 7,19 \cdot 109,4 / 10 = 78,65 \text{ кОм.}$$

Далее вычисляется требуемое напряжение пробоя стабилитронов $Cm1$ $U_{\text{стаб}}$ по данным примера 6.1.

Если ближайшее стандартное напряжение $U'_{\text{стаб}} \neq U_{3, \text{Т max}}$ необ-

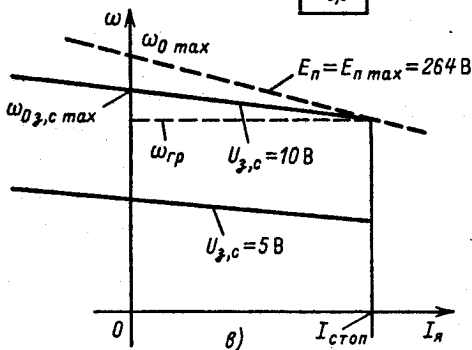
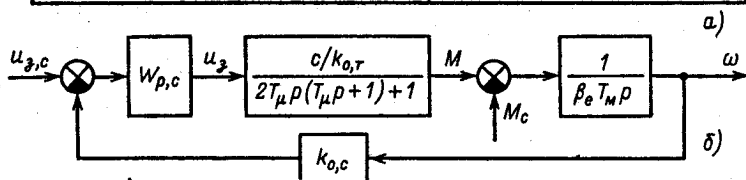
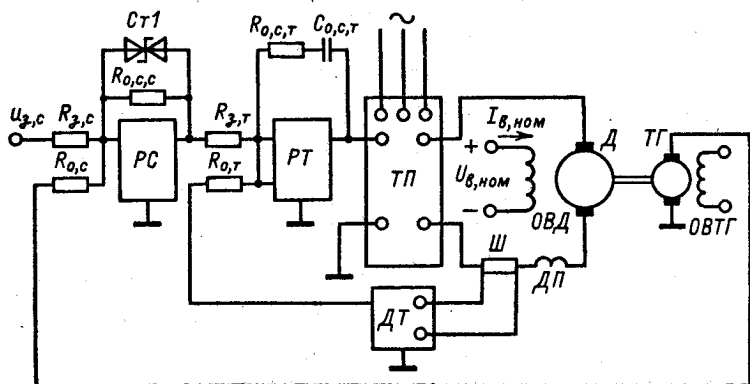


Рис. 7.18. Принципиальная (а), структурная (б) схемы тиристорного электропривода с настройкой контура скорости на технический оптимум и расчетные электромеханические характеристики (в)

ходимо скорректировать сопротивление задающего входа регулятора тока:

$$R_{3, \Gamma} = R_{3, \Gamma} U'_{\text{стаб}} / U_{3, \Gamma \text{ max}}$$

Таким образом, рассчитаны все параметры регуляторов. Перейдем к расчету электромеханической характеристики.

При $|I_{\text{я}}| \leq I_{\text{стоп}} = 294$ А уравнение электромеханической характеристики имеет следующий вид [см. (7.45)]:

$$\omega = \frac{U_{3, \text{с}}}{k_{0, \text{с}}} - \frac{4T_{\mu \text{с}}}{T_{\text{м}} \beta_{\text{с}}} I_{\text{я}} = 18,9 U_{3, \text{с}} - 0,042 I_{\text{я}}$$

$$\text{При } U_{3, \text{с}} = U_{3, \text{с max}} = 10 \text{ В}$$

$$\omega = 181,8 - 0,042 I_{\text{я}}$$

$$\text{При } U_{3, \text{с}} = 0,5 U_{3, \text{с max}} = 5 \text{ В}$$

$$\omega = 90,1 - 0,042 I_{\text{я}}$$

Скорость, при которой $I_{\text{я}} = I_{\text{стоп}}$ при $U_{3, \text{с}} = 10$ В,

$$\omega_{\text{гр}} = 181,8 - 0,042 \cdot 294 = 169,4 \text{ 1/с.}$$

Модуль жесткости статической механической характеристики

$$\beta_{3, \text{с}} = \beta_{\text{с}} T_{\text{м}} / 4T_{\mu} = 15,9 \cdot 0,081 / 4 \cdot 0,01 = 31,8 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с.}$$

При $\omega \leq \omega_{\text{гр}}$ $I_{\text{я}} = I_{\text{стоп}} = \text{const}$; $\beta_{3, \text{с}} = 0$.

Максимальное требуемое значение ЭДС преобразователя $E_{\text{п max}}$ соответствует $\omega = \omega_{\text{гр}}$ и $I_{\text{я}} = I_{\text{стоп}}$:

$$E_{\text{п max}} = c \omega_{\text{гр}} + I_{\text{стоп}} R_{\text{я} \Sigma} = 1,36 \cdot 169,4 + 294 \cdot 0,116 = 264 \text{ В.}$$

Электромеханическая характеристика, соответствующая $E_{\text{п}} = E_{\text{п max}} = 264$ В,

$$\omega = \frac{E_{\text{п max}}}{c} - \frac{R_{\text{я} \Sigma}}{c} I_{\text{я}} = 194,1 - 0,085 I_{\text{я}}$$

Рассчитанные электромеханические характеристики представлены на рис. 7.18, в, причем характеристика, соответствующая $E_{\text{п max}}$, показана штриховкой как граница, выше которой при данном запасе по напряжению преобразователя характеристики в замкнутой системе располагаться не могут. При снижении напряжения сети переменного тока значение $E_{\text{п max}}$ уменьшается и граничная прямая I смещается вниз, что следует учитывать при выборе преобразователя.

Установившаяся суммарная ошибка при линейном нарастании задания по формуле (7.52)

$$\begin{aligned} \Delta \omega_{3, \text{с} \Sigma} &= 4T_{\mu} \varepsilon_0 + \frac{M_{\text{с}}}{\beta_{\text{с}}} \frac{4T_{\mu}}{T_{\text{м}}} = 4 \cdot 0,01 \cdot 100 + \\ &+ \frac{150}{15,9} \frac{0,04}{0,081} = 8,65 \text{ 1/с.} \end{aligned}$$

Установившееся значение тока якоря при $\omega = \epsilon_0 t$

$$I_{уст} = I_c + \frac{J_{\Sigma}}{c} \epsilon_0 = 110,3 + \frac{1,3}{1,36} 100 = 205,9 \text{ А.}$$

Время первого согласования текущего и установленного значения скорости

$$t_p = 4,7 T_{\mu c} = 9,4 T_{\mu} = 9,4 \cdot 0,01 \approx 0,1 \text{ с.}$$

Перерегулирование по скорости при пуске вхолостую до $\omega_{03,сmax}$

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{max} &= 0,043(\omega_{03,сmax} - \omega_{нач}) = 0,043cI_{уст}/\beta_{3,с} = \\ &= \frac{0,043 \cdot 1,36 \cdot 205,9}{32,8} = 0,37 \text{ 1/с,} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{где } \omega_{нач} &= \omega_{03,сmax} - cI_{уст}/\beta_{3,с} = 181,8 - 1,36 \cdot 205,9/32,8 = \\ &= 173,3 \text{ 1/с.} \end{aligned}$$

Форма кривых $\omega, i_{я} = f(t)$ показана на рис. 7.15.

7.7. Свойства электропривода при настройке контура регулирования скорости на симметричный оптимум

Стандартная настройка контура регулирования скорости на технический оптимум широко используется на практике в связи с простотой технической реализации и благоприятным для большинства электроприводов характером протекания переходных процессов. Однако, как было установлено, точность регулирования при малом моменте инерции электропривода может быть ниже, чем в разомкнутой системе электропривода, и не удовлетворять предъявляемым требованиям. В этих случаях в многоконтурных унифицированных структурах регулирования координат электропривода прибегают к увеличению порядка астатизма системы по отношению к воздействию нагрузки.

Одним из возможных путей увеличения точности регулирования скорости при изменениях нагрузки является дополнение двухконтурной системы регулирования скорости, настроенной на технический оптимум, вторым контуром регулирования скорости, настроенным так же, как и первый.

Структурная схема трехконтурной системы с двумя контурами регулирования скорости и подчиненным контуром регулирования момента приведена на рис. 7.19, а. Для внешнего контура регулирования скорости объектом регулирования является замкнутый внутренний контур, передаточная функция

которого имеет вид

$$W_{o, p, c1} = \frac{1/k_{o, c}}{a_c a_M T_{\mu p} (a_M T_{\mu p} + 1) + 1}. \quad (7.54)$$

В результате последовательной коррекции необходимо получить следующую передаточную функцию разомкнутого внешнего контура регулирования скорости:

$$W_{раз, c1} = \frac{1/k_{o, c1}}{a_{c1} a_c a_M T_{\mu p} [a_{c1} a_M T_{\mu p} (a_M T_{\mu p} + 1) + 1]}. \quad (7.55)$$

Следовательно, регулятор скорости внешнего контура регулирования должен иметь передаточную функцию интегрирующего звена

$$W_{p, c1} = \frac{k_{o, c}}{k_{o, c1} a_{c1} a_c a_M T_{\mu p}}. \quad (7.56)$$

Передаточная функция замкнутой трехконтурной системы при настройке на технический оптимум ($a_{c1} = a_c = a_M = 2$)

$$W_{зам, c1} = \frac{1/k_{o, c1}}{64T_{\mu p}^3 + 32T_{\mu p}^2 + 8T_{\mu p} + 1}. \quad (7.57)$$

С помощью структурной схемы на рис. 7.19, а, приняв $k_{o, c1} = k_{o, c}$ с учетом (7.39) и (7.56) получим выражение дина-

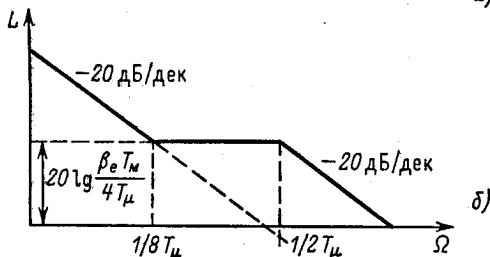
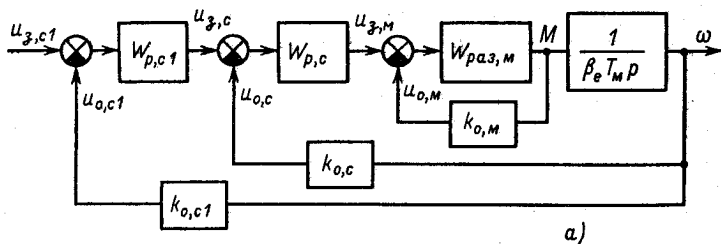


Рис. 7.19. Структурная схема трехконтурной системы регулирования скорости (а) и ЛАЧХ динамической жесткости характеристик электропривода (б)

мической жесткости механической характеристики

$$\begin{aligned} \beta_{\text{дин,з,с}}(p) &= -ck_{0,c}(1 + W_{p,c1})W_{p,c}W_{\text{зам,м}} = \\ &= -\frac{\beta_c T_M (1 + a_{c1} a_c a_M T_{\mu p})}{a_{c1} a_c^2 a_M^2 T_{\mu}^2 p (a_M T_{\mu p} + 1)} \end{aligned} \quad (7.58)$$

Асимптотическая ЛАЧХ динамической жесткости, соответствующая (7.58), для настройки на технический оптимум $a_{c1} = a_c = a_M = 2$ представлена на рис. 7.19, б. Сопоставление этой характеристики с аналогичной характеристикой двухконтурной системы (см. рис. 7.14) свидетельствует о том, что введение дополнительного контура регулирования скорости обеспечивает астатическое регулирование скорости в области низких частот. В области среднечастотной асимптоты модуль динамической жесткости остается таким же, как и в двухконтурной системе, что дает основание предполагать, что при быстрых изменениях нагрузки точность регулирования в астатической системе незначительно отличается от динамической точности более простой двухконтурной системы.

Ошибку регулирования по управляющему воздействию определим с помощью передаточной функции разомкнутого контура (7.55):

$$\Delta\omega_3(p) = \frac{\omega_{03,c}(p) a_{c1} a_c a_M T_{\mu p} [a_c a_M T_{\mu p} (a_M T_{\mu p} + 1) + 1]}{a_{c1} a_c a_M T_{\mu p} [a_c a_M T_{\mu p} (a_M T_{\mu p} + 1) + 1] + 1}. \quad (7.59)$$

Трехконтурная система, как и двухконтурная, обладает астатизмом первого порядка по управляющему воздействию, причем динамическая ошибка при линейном нарастании задающего сигнала $\omega_{03,c} \doteq \varepsilon_3/p$ составит

$$\Delta\omega_{3, \max(1)} = a_{c1} a_c a_M T_{\mu} \varepsilon_3, \quad (7.60)$$

т. е. при добавлении третьего контура увеличивается в 2 раза по сравнению с (7.49). Так наглядно подтверждается отмеченная выше особенность многоконтурных систем подчиненного регулирования — при настройке на технический оптимум некомпенсируемая постоянная возрастает в 2^{i-1} раз с возрастанием номера контура i . Соответственно возрастает и динамическая ошибка регулирования.

При настройке на технический оптимум $a_{c1} = a_c = a_M = 2$

$$\Delta\omega_{3,c(1)} = 8 T_{\mu} \varepsilon_3. \quad (7.61)$$

Для определения ошибки регулирования по возмущающему воздействию структурную схему на рис. 7.19, а необходимо преобразовать. Сначала объединим две обратные связи по скорости в одну и используем упрощенную передаточную

функцию замкнутого контура момента (рис. 7.20, а). Затем перейдем к единичной обратной связи по скорости (рис. 7.20, б) и с учетом (7.53) получим удобную для поставленной цели структурную схему (рис. 7.20, в). В соответствии с этой схемой можно записать

$$\Delta\omega_{3,c}(p) = \frac{M_c(p) a_{c1} a_c^2 a_M^2 T_{\mu}^2 p (a_c a_M T_{\mu} p + 1)}{\beta_e T_M [a_{c1} a_c^2 a_M^2 T_{\mu}^3 p^3 + a_{c1} a_c^2 a_M^2 T_{\mu}^2 p^2 + a_{c1} a_c a_M T_{\mu} p + 1]}.$$

Как уже было отмечено, трехконтурная система обеспечивает астатическое регулирование и по нагрузке. Установившаяся ошибка при линейном нарастании нагрузки во времени ограничена значением

$$\Delta\omega'_{3,c(l)} = \left(\frac{dM_c}{dt} \right)_{\max} \frac{a_{c1} T_{\mu}}{\beta_c} \frac{a_c^2 a_M^2 T_{\mu}}{T_M}.$$

Таким образом, точность регулирования скорости в статических режимах в трехконтурной системе по сигналу задания сохраняется на том же уровне, что и в двухконтурной системе, а по нагрузке существенно возрастает, так как обеспечивается астатическое регулирование. В установившихся режимах линейного изменения задания ошибка регулирования больше в трехконтурной системе. Поскольку среднечастотная асимптота ЛАЧХ динамической жесткости в обеих системах одинакова, динамическая точность этих систем примерно одинакова. Характер переходных процессов при изменениях задающего сигнала соответствует настройке на технический оптимум, но

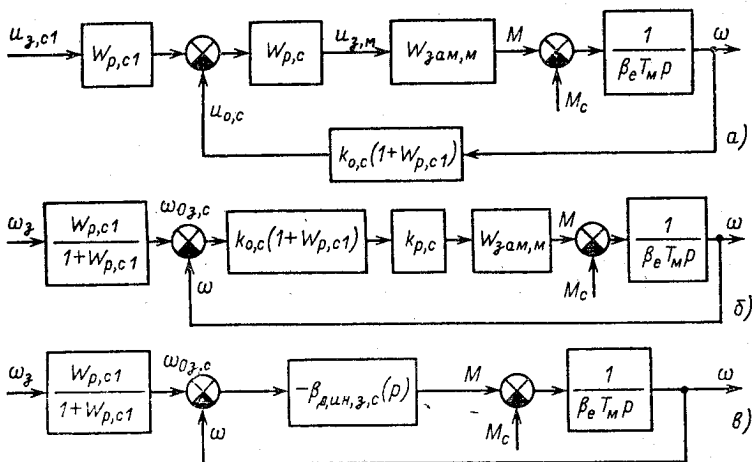


Рис. 7.20. Преобразование трехконтурной схемы регулирования скорости

быстродействие получается примерно в 2 раза ниже, чем в простейшей двухконтурной системе.

Обеспечить астатизм по нагрузке при регулировании скорости можно без применения второго контура регулирования скорости путем настройки двухконтурной системы на симметричный оптимум. Для реализации этого пути при последовательной коррекции контура регулирования скорости задаются желаемой передаточной функцией разомкнутого контура в виде (5.54), причем в связи с наличием подчиненного контура регулирования момента принимают $T_{\mu,c} = 2T_{\mu}$:

$$W_{\text{раз},c} = \frac{1 + 8T_{\mu}p}{8T_{\mu}p} \frac{1/k_{o,c}}{4T_{\mu}p(2T_{\mu}p + 1)}. \quad (7.62)$$

Передаточная функция объекта регулирования при отбрасывании члена второго порядка в передаточной функции замкнутого контура момента имеет вид

$$W_{o,p,c} = \frac{1/k_{oM}}{2T_{\mu}p + 1} \frac{1}{\beta_c T_M p}.$$

Передаточная функция регулятора скорости

$$W_{p,c} = \frac{W_{\text{раз},c}}{W_{o,p,c}} = \frac{k_{oM}\beta_c T_M}{k_{o,c}} \frac{1 + 8T_{\mu}p}{32T_{\mu}^2 p} = \frac{1 + T_{kp}}{T_{\mu}p}. \quad (7.63)$$

Получены передаточная функция ПИ-регулятора скорости и соотношения для расчета его параметров:

$$T_{\text{и}} = 32T_{\mu}^2 k_{o,c}/k_{oM}\beta_c T_M; \quad T_{\text{к}} = 8T_{\mu}.$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости по управлению

$$W_{\text{зам},c} = \frac{(1/k_{o,c})(8T_{\mu}p + 1)}{64T_{\mu}^3 p^3 + 32T_{\mu}^2 p^2 + 8T_{\mu}p + 1}. \quad (7.64)$$

Для анализа реакции синтезированной системы на изменения нагрузки преобразуем полученную в результате коррекции структурную схему (рис. 7.21, а) к виду, представленному на рис. 7.21, б. Рассматривая последнюю структуру, можем записать передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики замкнутой системы:

$$\beta_{\text{дин},з,c} = \frac{M(p)}{\omega(p)} = - \frac{\beta_c T_M (8T_{\mu}p + 1)}{32T_{\mu}^2 p (2T_{\mu}p + 1)}. \quad (7.64a)$$

Частотная характеристика динамической жесткости представлена на рис. 7.22, а. Если сравнить рис. 7.22, а с рис. 7.19, б, можно убедиться в их полном совпадении, что свидетельствует об одинаковой точности регулирования скорости при изменениях нагрузки как в трехконтурной, так и в двухконтурной астатических системах.

Однако точность при обработке сигнала задания выше в двухконтурной системе, настроенной на симметричный оптимум. В соответствии с (7.62) и ЛАЧХ разомкнутого контура, показанной на рис. 7.22, б, двухконтурная система с ПИ-регулятором скорости обладает астатизмом второго порядка. Изображение ошибки регулирования при изменениях управляю-

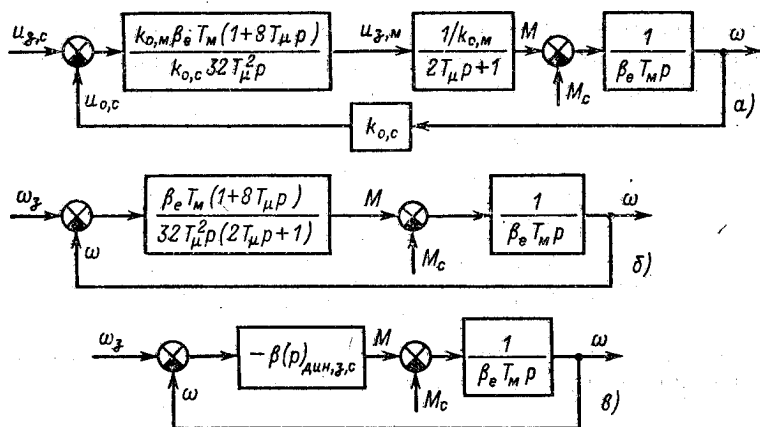


Рис. 7.21. Структурные схемы электропривода при настройке контура регулирования скорости на симметричный оптимум

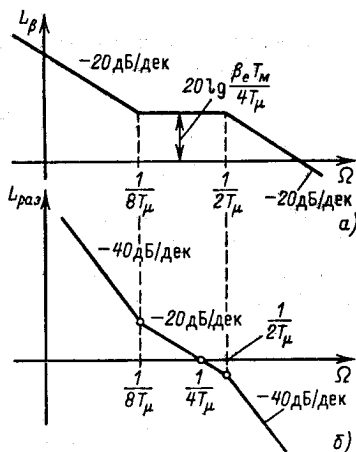


Рис. 7.22. Частотные характеристики при настройке на симметричный оптимум

щего воздействия в такой системе определяется с помощью (7.62):

$$\Delta\omega_{3,c}(p) = \frac{\omega_{03,c}(p) 32T_{\mu}^2 p^2 (2T_{\mu}p + 1)}{32T_{\mu}^2 p^2 (2T_{\mu}p + 1) + 8T_{\mu}p + 1}. \quad (7.65)$$

Уравнение (7.65) показывает, что благодаря астатизму второго порядка установившаяся динамическая ошибка в режимах линейного нарастания задания $\omega_0 = \varepsilon_3 t$ отсутствует. По этой причине двухконтурную систему с ПИ-регулятором скорости называют двукратноинтегрирующей системой и применяют в тех случаях, когда важно иметь высокую точность обработки изменений сигналов задания.

Наличие в ЛАЧХ разомкнутого контура (рис. 7.22, б) низкочастотной асимптоты с наклоном -40 дБ/дек приводит к снижению запаса по фазе на частоте среза $\Omega_c = 1/4T_{\mu}$ по сравнению с настройкой на технический оптимум, что определяет значительно большие перерегулирования по скорости при обработке скачка задания, чем в трехконтурной системе.

Установившаяся ошибка при настройке на симметричный оптимум в режимах линейного нарастания задания $\omega_3 = \varepsilon_3 t$, как отмечено, равна нулю. Однако в начале процесса в связи с электромагнитной инерцией (7.65) определяет отставание изменения скорости от заданных значений ω_3 (рис. 7.23). Возникшая на этом этапе ошибка обрабатывается в течение времени $t_p \approx 10T_{\mu}$ с перерегулированием по моменту M и ускорению $\varepsilon = d\omega/dt$, достигающим 56% установившихся значений $M_{уст} = J_{\Sigma}\varepsilon_3$ ($M_c = 0$) и $\varepsilon_{уст} = \varepsilon_3$.

Поэтому в случаях, когда важно повысить жесткость механической характеристики и увеличить статическую точность регулирования при изменениях нагрузки, либо применяют рассмотренную выше трехконтурную структуру, либо корректируют реакцию двухконтурной системы на изменения управляющего воздействия путем введения на вход системы дополнительного звена. В частности, таким путем можно, не

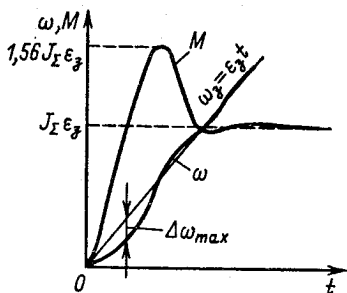


Рис. 7.23. Зависимости ω , $M = f(t)$ при линейном нарастании задания в двукратноинтегрирующей системе

изменяя точности по нагрузке, получить настройку системы с ПИ-регулятором скорости по управлению, соответствующую техническому оптимуму. Сравнивая рис. 7.20, в для трехконтурной системы с рис. 7.21, в для системы с ПИ-регулятором скорости, можно убедиться, что для достижения этой цели необходимо на задающий вход регулятора включить фильтр с передаточной функцией

$$W_{з.ф.с} = \frac{W_{p,cl}}{1 + W_{p,cl}} = \frac{1}{8T_{\mu p} + 1}.$$

К этому же выводу можно прийти и путем сравнения передаточной функции замкнутой трехконтурной системы (7.57) с такой же передаточной функцией для настройки на симметричный оптимум в двухконтурной системе. При введении такого звена установившаяся ошибка при линейном нарастании задания уже получается не равной нулю, а определяется (7.60). Характер переходных процессов в системе при этом соответствует настройке на технический оптимум.

7.8. Регулирование скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением изменением магнитного потока

При рассмотрении свойств двигателя постоянного тока как объекта управления в гл. 3 были выявлены возможности управления процессами электромеханического преобразования энергии по двум каналам: по цепи якоря и по цепи возбуждения двигателя. В предшествующем изложении вопросы регулирования момента и скорости этого вида электропривода рассматривались при постоянстве магнитного потока двигателя $\Phi = \Phi_{ном} = \text{const}$ либо при постоянстве тока якоря $I_{я} = \text{const}$, $\Phi = \text{var}$ в системе источник тока — двигатель.

Практически возможность регулирования скорости путем воздействия на поток двигателя используется широко в разомкнутых системах электроприводов, получающих питание от сети постоянного тока ($U_c = U_{ном} = \text{const}$), в замкнутых системах Г—Д и ТП—Д с так называемым двухзонным регулированием скорости, а также в электроприводах по системе ИТ—Д, замкнутых по цепи возбуждения двигателя отрицательной обратной связью по скорости. В связи с этим способ регулирования скорости изменением магнитного потока имеет важное значение, и его особенности заслуживают самостоятельного рассмотрения.

На рис. 7.24 представлена простейшая схема регулирования скорости ослаблением поля двигателя при питании его от сети с $U_c = U_{ном} = \text{const}$. Здесь регулируемый резистор $R_{доб,я}$ является пусковым резистором, который в процессе пуска постепенно выводится из якорной цепи и при выходе на естественную характеристику ($\Phi = \Phi_{ном}$) замыкается накоротко контактами коммутирующих аппаратов. При работе необходимое регулирование скорости обеспечивается путем воздействия на регулировочный резистор $R_{доб,в}$, с помощью которого производятся необходимые изменения тока возбуждения $I_{в}$, а следовательно, и потока двигателя Φ .

Уравнения статических электромеханической (3.9) и механической (3.10) характеристик для анализа влияния изменений потока двигателя удобно записать в виде

$$I_{я} = I_{к,з} - \frac{k\Phi}{R_{я\Sigma}} \omega; \quad (7.66)$$

$$M = M_{к,з} - \beta_{и}\omega = \beta_{и}(\omega_{0и} - \omega), \quad (7.67)$$

где $I_{к,з} = U_{ном}/R_{я\Sigma}$ — ток короткого замыкания якорной цепи при номинальном напряжении; $M_{к,з} = k\Phi I_{к,з}$ — момент корот-

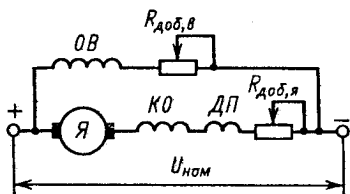


Рис. 7.24. Схема включения двигателя при регулировании скорости ослаблением поля

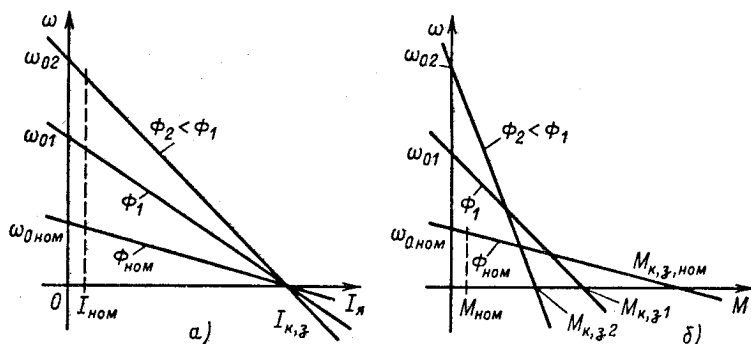


Рис. 7.25. Электромеханические (а) и механические (б) характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при ослаблении поля

кого замыкания; $\omega_{0и} = U_{ном}/k\Phi$ — скорость идеального холостого хода искусственной характеристики, соответствующей различным значениям потока; $\beta_{и} = k^2\Phi^2/R_{я\Sigma}$ — модуль статической жесткости, соответствующий различным значениям потока при $R_{доб.я} = 0$.

Так как в номинальном режиме магнитная цепь двигателя насыщена, возможности увеличения потока сверх номинального незначительны и практического интереса не представляют. Исходя из этого обмотка возбуждения двигателя рассчитывается по нагреву на ток возбуждения, необходимый для получения номинального потока. Поэтому регулировать поток можно только в сторону уменьшения — ослабления поля двигателя.

Статические характеристики двигателя при регулировании потока показаны на рис. 7.25. Электромеханические характеристики при различных значениях потока в соответствии с (7.66) пересекаются в точке $\omega = 0$, $I_{я} = I_{к,з}$ (рис. 7.25, а). Механические характеристики в связи с уменьшением момента $M_{к,з}$ в (7.67), пропорциональным уменьшению потока, пересекаются в двигательном режиме (рис. 7.25, б), причем точка пересечения с естественной характеристикой по мере уменьшения потока перемещается в сторону меньших моментов. Однако при реальных пределах ослабления поля и при нагрузках, не превышающих номинальную, скорость двигателя при ослаблении поля возрастает, как это показано для номинального момента $M_{ном}$ на рис. 7.25, б.

Реальные пределы изменения потока ограничены сверху номинальным потоком $\Phi_{max} = \Phi_{ном}$, а снизу минимальным значением Φ_{min} , при котором ухудшающиеся условия коммутации при ослаблении поля остаются допустимыми, а скорость двигателя не превышает допустимой по условиям механической прочности якоря. Эти факторы ограничивают возможный диапазон регулирования скорости для двигателей нормального исполнения значением $D = 1,5 \div 2$. Специальные двигатели, рассчитанные на глубокое ослабление поля двигателя, обеспечивают диапазон регулирования $D = 8$. Несмотря на то, что модуль жесткости $\beta_{и}$ при ослаблении поля уменьшается, точность во всем диапазоне регулирования остается достаточно высокой.

В отличие от всех выше рассмотренных способов регулирования скорости при ослаблении поля регулирование осуществляется при изменяющемся потоке, что определяет принципиально иную зависимость допустимой нагрузки от скорости. Если принять в качестве критерия допустимой нагрузки ток $I_{я} = I_{ном}$, то допустимый момент при регулировании опреде-

лится соотношением

$$M_{\text{доп}} = k\Phi I_{\text{ном}}, \quad (7.68)$$

которое показывает, что при ослаблении поля нагрузку на валу двигателя необходимо снижать. Выразив из (7.66) скорость при $I_{\text{я}} = I_{\text{ном}}$ и подставив это выражение в (7.68), получим

$$M_{\text{доп}} = \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\text{я}\Sigma}}{\omega} I_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{э,ном}}}{\omega}, \quad (7.69)$$

где $P_{\text{э,ном}}$ — номинальная электромагнитная мощность двигателя.

Умножив (7.69) на ω , получим следующее условие допустимой нагрузки:

$$P_{\text{доп}} = M_{\text{доп}} \omega = P_{\text{э,ном}} = \text{const}. \quad (7.70)$$

Таким образом, регулирование скорости ослаблением поля для полного использования двигателя по нагреву должно осуществляться при постоянной мощности нагрузки.

На рис. 7.26 приведены зависимости $M_{\text{доп}} = f(\omega)$ и $P_{\text{доп}} = f(\omega)$ в диапазоне изменений скорости двигателя с независимым возбуждением, обеспечиваемом всеми рассмотренными способами регулирования его скорости. Реостатное регулирование и регулирование напряжением якорной цепи осуществляются в пределах $0 - \omega_{\text{ном}}$ при постоянном моменте и линейно возрастающей мощности. Ослабление поля охватывает зону $\omega > \omega_{\text{ном}}$ и осуществляется при постоянной мощности $P = P_{\text{ном}} = \text{const}$ и допустимом моменте, изменяющемся обратно пропорционально скорости (7.69).

Небольшая мощность цепи возбуждения определяет относительно небольшие габариты, массу и стоимость регулировочного реостата $R_{\text{доб,в}}$, что позволяет получить достаточно высокую плавность регулирования. Простота, экономичность данного способа регулирования и благоприятные регулировочные характеристики определяют его широкое использование на практике.

Рассмотрим, как влияет ослабление поля на динамические характеристики привода. Динамическая жесткость механи-

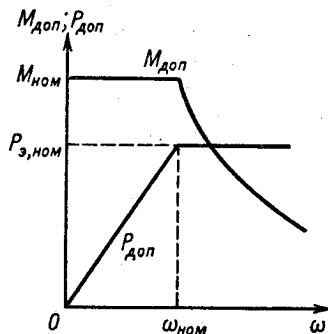


Рис. 7.26. Зависимости $M_{\text{доп}}$, $P_{\text{доп}} = f(\omega)$

ческой характеристики при ослаблении поля выражается соотношением

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -\beta_n / (T_{я}p + 1). \quad (7.71)$$

Амплитудно-частотные характеристики динамической жесткости $|\beta_{\text{дин}}| = f(\Omega)$ во всем диапазоне частот имеют модуль жесткости, снижающийся при ослаблении поля, а ФЧХ при этом не изменяется. Передаточная функция двигателя имеет вид

$$W_{\omega} = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{T_{м,н}p (T_{я}p + 1) + 1}, \quad (7.72)$$

где $T_{м,н} = J_{\Sigma} / \beta_n = R_{я\Sigma} J_{\Sigma} / k^2 \Phi^2$.

Рассматривая (7.72), можно установить, что при ослаблении поля двигателя вследствие увеличения электромеханической постоянной $T_{м,н}$ соотношение постоянных времени изменяется в сторону снижения показателя колебательности и увеличения коэффициента демпфирования переходных процессов. При большом моменте инерции механизма и значительном ослаблении поля электромагнитные переходные процессы могут протекать замедленно.

Для механизмов, момент нагрузки которых при регулировании скорости изменяется так, что мощность остается примерно постоянной, ослабление поля двигателя постоянного тока с независимым возбуждением является лучшим способом регулирования скорости. Именно этим объясняется разработка специальных серий двигателей, рассчитанных на глубокое ослабление поля. На основе их применения реализуются наиболее простые системы регулирования скорости в сравнительно широком диапазоне (до $D = 8$), в которых для управления пуском двигателя используется ступенчатое реостатное регулирование пускового тока и момента двигателя. При этом, если по технологическим условиям требуется более высокая стабильность заданной скорости электропривода, чем обеспечиваемая жесткостью β_n в разомкнутой системе, для увеличения точности регулирования могут использоваться системы автоматической стабилизации скорости, замкнутые отрицательной обратной связью по скорости, воздействующей на напряжение возбуждения двигателя.

Для осуществления автоматического регулирования по отклонению необходимо осуществить питание обмотки возбуждения двигателя от усилителя мощности, например от тиристорного возбудителя. Принципиальная схема автоматического регулирования скорости воздействием на цепь возбуждения

двигателя показана на рис. 7.27, а. Уравнения, описывающие работу этой схемы, если полагать характеристику намагничивания двигателя линейной и однозначной и пренебречь влиянием вихревых токов в стали магнитопровода, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_y &= \frac{1}{k_{\tau, \beta}} (1 + T_{\tau, \beta} p) u_b; \\ u_b &= \frac{R_{\beta}}{k_{\Phi}} (1 + T_{\beta} p) \Phi; \\ u_{\gamma} &= k\Phi\omega + R_{\Sigma} (1 + T_{\gamma} p) i_{\gamma}; \\ k\Phi i_{\gamma} - M_c &= J_{\Sigma} p \omega. \end{aligned} \right\} (7.73)$$

Вследствие того что регулирование осуществляется изменением потока двигателя, система (7.73) является нелинейной. Для решения задачи оптимизации данной схемы регулирования скорости методом последовательной коррекции необходимо ее линеаризовать. Полагая индуктивность L_{γ} пренебрежимо малой и принимая $M_c = 0$ при $U_{\gamma} = U_{\text{ном}} = \text{const}$, получаем

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_y &= \frac{1}{k_{\tau, \beta}} (1 + T_{\tau, \beta} p) \Delta u_b; \\ \Delta u_b &= \frac{R_{\beta}}{k_{\Phi}} (1 + T_{\beta} p) \Delta \Phi; \\ \Delta \Phi &= -\frac{\Phi^0}{\omega^0} (1 + T_{\text{м, и}}^0 p) \Delta \omega, \end{aligned} \right\} (7.74)$$

где Δu_y , Δu_b , $\Delta \Phi$ и $\Delta \omega$ — малые отклонения переменных от

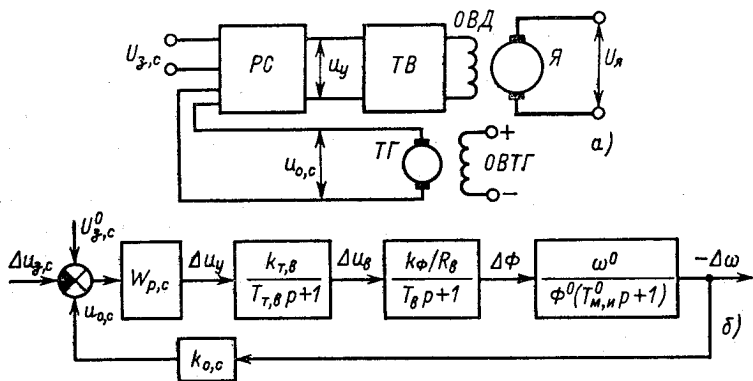


Рис. 7.27. Принципиальная (а) и структурная (б) схемы системы автоматического регулирования скорости воздействием на поток двигателя

точки статического равновесия, определяемой значениями соответственно U_y^0 , U_b^0 , Φ^0 и ω^0 ; $T_{м,и}^0 = J_{\Sigma} R_{я\Sigma} / k^2 \Phi^{02}$ — электро-механическая постоянная двигателя при $\Phi = \Phi^0$.

Структурная схема рассматриваемого объекта регулирования скорости с включенным на вход регулятором скорости показана на рис. 7.27, б. При практической реализации схемы необходимо учитывать, что в соответствии с (7.74) $\Delta\Phi$ и $\Delta\omega$ имеют противоположные знаки. С этой целью на вход регулятора скорости можно подать постоянное напряжение $U_{3,с}^0$, задающее номинальную скорость, и вычесть из него значение $\Delta U_{3,с}$. Передаточная функция объекта, если принять $T_{\mu} = T_{т,в}$, имеет вид

$$W_{o,p,c} = \frac{k_{т,в} \omega^0 k_{\Phi} / R_b}{\Phi^0 (T_{вp} + 1) (T_{м,иp}^0 + 1) (T_{\mu p} + 1)}. \quad (7.75)$$

Для настройки на технический оптимум необходимо получить оптимальную передаточную функцию разомкнутого контура в виде

$$W_{раз,с} = \frac{1/k_{o,c}}{2T_{\mu p} (T_{\mu p} + 1)}. \quad (7.76)$$

Разделив (7.76) на (7.75), определим передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{p,c} = \frac{(T_{вp} + 1) (T_{м,иp}^0 + 1)}{(k_{o,c} k_{т,в} k_{\Phi} \omega^0 / R_b \Phi^0) 2T_{\mu p}} = \frac{(T_{вp} + 1) (T_{м,иp}^0 + 1)}{T_{иp}}. \quad (7.77)$$

Таким образом, для одноконтурной системы регулирования скорости и в данном случае необходим ПИД-регулятор. Благодаря наличию интегральной составляющей в (7.77) система обеспечивает астатическое регулирование скорости как по управляющему, так и по возмущающему воздействиям, а динамическая точность и быстродействие определяются значением $2T_{\mu}$. При этом неучтенная выше малая постоянная $T_{я}$ может быть учтена увеличением суммарной некомпенсируемой постоянной контура $T_{\mu} = T_{т,в} + T_{я}$.

Однако в данном случае в связи с нелинейностью системы оптимальная настройка сохраняется в ограниченных пределах отклонений переменных от принятой при линеаризации точки статического равновесия ω^0 , Φ^0 . Если полагать характеристику намагничивания двигателя линейной, в структурной схеме на рис. 7.27, б нелинейность заключена в электро-механической постоянной $T_{м,и}^0$. Как было показано, в разомкнутой системе ослабление поля приводит к увеличению $T_{м,и}$, соответствующему возрастанию демпфирования, и к некоторому увеличению длительности процессов.

При переходе к замкнутой системе регулирования исходную точку для оптимизации также необходимо выбрать так, чтобы изменения потока при регулировании вызывали увеличение демпфирования контура, а не его ослабление и связанное с этим ухудшение качества регулирования. Так как условия компенсации постоянной T_v при линейной характеристике намагничивания от изменений потока не зависят, с учетом (7.77) передаточную функцию разомкнутого контура можно записать в виде

$$W_{\text{раз,с}} = \frac{T_{\text{к,расч}} p + 1}{\frac{R_v \Phi_{\text{ном}}}{k_{\text{т,в}} k_{\Phi} \omega_{\text{ном}}} \left(\frac{\Phi^0}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 T_{\text{и,расч}} p \left[\left(\frac{\Phi_{\text{ном}}}{\Phi^0} \right)^2 T_{\text{мп}} p + 1 \right] (T_{\text{и}} p + 1)}, \quad (7.78)$$

$$\text{где } T_{\text{к,расч}} = T_{\text{м,и,расч}}^0; \quad T_{\text{и,расч}} = \frac{k_{\text{о,с}} k_{\text{т,в}} k_{\Phi} \omega_{\text{расч}}^0}{R_v \Phi_{\text{расч}}^0} 2T_{\text{и}}.$$

Из рассмотрения (7.78) следует, что для выполнения поставленного выше условия необходимо в качестве расчетной точки для оптимизации выбирать режим, где $T_{\text{к,расч}}$ и $T_{\text{м,и,расч}}$ максимальны. Таким режимом является работа при минимальном потоке двигателя. При этом оптимальное соотношение постоянных контура будет иметь место только при максимальной скорости, а по мере усиления поля в соответствии с (7.78) оно изменяется в сторону увеличения демпфирования динамических процессов.

При автоматическом регулировании скорости в схему на рис. 7.27 для ограничения тока при пусках и торможениях в цепь якоря вводятся пусковые сопротивления, как и в схеме на рис. 7.24, а зона регулирования скорости располагается выше естественной характеристики $\omega > \omega_{\text{ном}}$. Диапазон регулирования скорости при этом ограничен допустимыми пределами ослабления поля ($D < 8$), поэтому во многих случаях прибегают к двухзонному регулированию скорости, при котором ослабление поля сочетается с регулированием подведенного к якорной цепи напряжения $u_{\text{я}} = \text{var}$ по системе Г-Д или ТП-Д. Наиболее простые системы управления при двухзонном регулировании реализуются при питании якорной цепи от источника тока. В качестве полноуправляемого источника тока может быть использован тиристорный преобразователь с быстродействующим контуром регулирования тока якоря, а при работе в двигательном режиме простым и надежным решением является использование индуктивно-емкостного преобразователя (см. § 6.3).

При использовании нерегулируемого индуктивно-емкостного преобразователя схеме электропривода (рис. 7.28, а) соот-

ветствует следующая система дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} k_{T,в}(U_{3,с} - k_{о,с}\omega) &= (1 + T_{T,в}p) u_{в}; \\ \frac{u_{в}k_{\Phi}}{R_{в}} &= (1 + T_{в}p) \Phi; \\ kI_{ном}\Phi - M_{с} &= J_{\Sigma}p\omega. \end{aligned} \right\} \quad (7.79)$$

Уравнениям (7.79) соответствует структурная схема, приведенная на рис. 7.28, б. С помощью (7.79), полагая $T_{T,в} \approx 0$, получаем уравнение динамической механической характеристики

$$\omega = \frac{U_{3,с}}{k_{о,с}} - \frac{R_{в}(1 + T_{в}p)}{k_{о,с}k_{T,в}kk_{\Phi}I_{ном}} M. \quad (7.80)$$

Отсюда динамическая жесткость механической характеристики определяется соотношением

$$\beta_{дин,з,с} = - \frac{k_{о,с}k_{T,в}kk_{\Phi}I_{ном}}{R_{в}(1 + T_{в}p)} = - \frac{\beta_{зам}}{1 + T_{в}p}.$$

Таким образом, при безынерционном преобразователе электропривод по схеме рис. 7.28, а обладает механической характеристикой, аналогичной характеристике двигателя с независимым возбуждением при $U_{я} = \text{const}$, однако отличается значительно большей инерционностью цепи формирования момента, так как $T_{в} \gg T_{я}$. Передаточная функция разомкну-

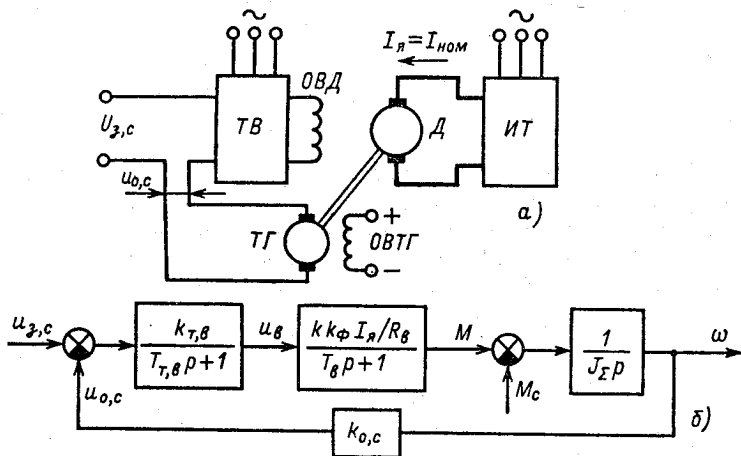


Рис. 7.28. Принципиальная (а) и структурная (б) схемы системы ИТ – Д, замкнутой связью по скорости

того контура регулирования скорости в соответствии с рис. 7.28, б имеет вид

$$W_{\text{раз,с}} = \frac{1/k_{\text{о,с}}}{T_{\text{м,шр}}(T_{\text{вр}} + 1)}, \quad (7.81)$$

где $T_{\text{м,и}} = J_{\Sigma}/\beta_{\text{зам}}$ — электромеханическая постоянная электропривода на искусственной характеристике.

Сопоставляя (7.81) с (4.12), можно прийти к выводу, что при одинаковых модулях жесткостей характеристик в разомкнутой системе УП—Д и в замкнутой системе ИТ—Д соотношение постоянных $T_{\text{м,и}}$ и $T_{\text{в}}$ оказывается значительно менее благоприятным, чем соотношение постоянных $T_{\text{м}}$ и $T_{\text{я}}$ двигателя. Для получения удовлетворительного качества регулирования приходится ограничивать коэффициент обратной связи значениями, при которых жесткость рабочего участка механических характеристик оказывается невысокой, либо вводить корректирующие обратные связи.

Примерный вид характеристик показан на рис. 7.29, а. При их построении учтено, что напряжение возбуждения $U_{\text{в,тах}}$ в $\alpha = 2 \div 4$ раза превышает номинальное напряжение возбуждения двигателя для форсирования переходных процессов. Поэтому обратная связь по скорости поддерживает скорость постоянной только в пределах линейного участка характеристики возбудителя, в конце которого ток возбуждения значительно превышает номинальный и с учетом насыщения магнитной цепи двигателя устанавливается поток, превышаю-

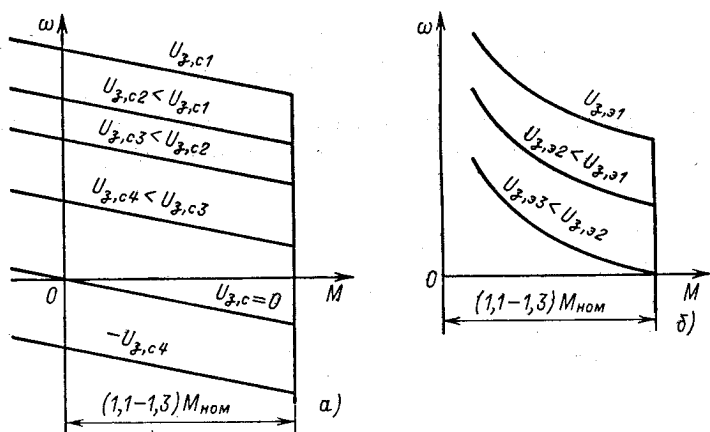


Рис. 7.29. Механические характеристики при регулировании скорости (а) и напряжения (б) в системе ИТ — Д

щий номинальный на 10–30%. Соответственно пусковой момент, как показано на рис. 7.29, а, составляет (1,1–1,3) $M_{ном}$.

Если по техническим требованиям желательно получение мягких характеристик, аналогичных характеристикам двигателя с последовательным возбуждением, можно использовать обратную связь по ЭДС двигателя. При этом уравнение статических характеристик имеет следующий вид:

$$\omega = \frac{U_{3,c} I_{ном}}{k_{0,\gamma} M} - \frac{R_B}{k^2 k_\Phi k_{T,B} k_{0,\gamma} I_{ном}}, \quad (7.82)$$

где $k_{0,\gamma}$ – коэффициент обратной связи по ЭДС.

Этому уравнению соответствуют нелинейные механические характеристики, которые показаны на рис. 7.29, б.

Наличие в контуре регулирования большой постоянной времени обмотки возбуждения определяет целесообразность использования последовательной коррекции. При указанном выше значительном запасе по напряжению возбуждения ($\alpha = 2 \div 4$) полезно ввести ограничение максимального тока возбуждения в переходных процессах допустимым значением, а это наиболее удобно обеспечивается введением подчиненного контура регулирования тока возбуждения, как показано на рис. 7.30.

Передаточную функцию объекта регулирования тока возбуждения, если допустимо пренебречь влиянием вихревых токов и отнести инерционность тиристорного возбудителя к некомпенсируемой $T_\mu = T_{T,B}$, можно записать в виде

$$W_{0,p,t,b} = \frac{k_{T,B}}{R_B (T_{Bp} + 1) (T_{\mu p} + 1)}. \quad (7.83)$$

Для получения оптимальной передаточной функции этого контура необходима следующая передаточная функция регу-

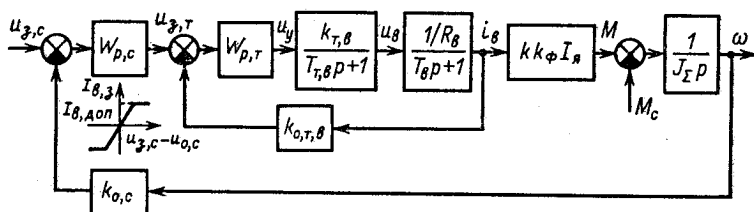


Рис. 7.30. Структурная схема регулирования скорости в системе ИТ – Д

лятора тока возбуждения:

$$W_{p,т,в} = \frac{T_{вp} + 1}{(k_{о,т}k_{т,в}/R_{в}) a_{т} T_{\mu p}} \quad (7.84)$$

Таким образом, регулятор тока возбуждения должен иметь передаточную функцию интегрально-пропорционального звена. Передаточная функция объекта регулирования скорости состоит из передаточной функции замкнутого контура тока, которую упростим, отбросив в знаменателе член второго порядка, и передаточной функции механического звена:

$$W_{о,р,с} = \frac{1/k_{о,т,в}}{a_{т} T_{\mu p} + 1} \frac{1}{J_{\Sigma p}} \quad (7.85)$$

Регулятор скорости должен иметь передаточную функцию

$$W_{p,с} = \frac{k_{о,т,в} J_{\Sigma}}{kk_{\phi} k_{о,с} J_{ном} a_{с} a_{т} T_{\mu}} = k_{y,с} \quad (7.86)$$

пропорционального звена.

Синтезированная система регулирования скорости в пределах допустимой линеаризации характеристик ее элементов обладает статическими и динамическими свойствами однократно интегрирующей системы, подробно рассмотренными ранее. Выражение динамической жесткости механической характеристики, справедливое для линейного участка характеристики регулятора скорости, показанной на рис. 7.30, имеет вид

$$\beta_{дин}(p) = - \frac{J_{\Sigma}}{a_{с} a_{т} T_{\mu} (a_{т} T_{\mu p} + 1)} = - \frac{\beta_{з,с}}{a_{т} T_{\mu p} + 1} \quad (7.87)$$

Модуль статической жесткости

$$\beta_{з,с} = J_{\Sigma} / a_{с} a_{т} T_{\mu} = \beta T_{м} / a_{с} a_{т} T_{\mu}$$

совпадает с (7.44), несмотря на принципиально иное построение системы электропривода и другое выражение динамической жесткости $\beta_{дин}(p)$. Следовательно, по статической и динамической точности регулирования инерционная система управления по каналу потока оказывается в результате последовательной коррекции равноценной быстродействующей системе ТП—Д. Однако этот результат не должен ввести в заблуждение: как было отмечено для системы Г—Д, большая инерционность обмотки возбуждения ограничивает реально достижимое быстродействие целесообразным завышением мощности возбудителя.

Допустим, время регулирования тока возбуждения при стандартной настройке линейного контура регулирования сос-

тавляет около $5T_{\mu} \approx 0,05$ с. Если постоянная времени цепи возбуждения $T_{\nu} = 2,5$ с, то для достижения номинального значения тока за время $t_{\nu} = 0,05$ с необходим следующий коэффициент форсирования:

$$\alpha_{\text{тр}} = \frac{1}{1 - e^{-0,05/2,5}} \approx 50.$$

Для реализации такого коэффициента форсирования необходимо завысить мощность в 50 раз, и по габаритам возбудитель может оказаться больше двигателя, что явно нецелесообразно. При использовании современных быстродействующих и компактных тиристорных возбудителей приемлемые значения коэффициентов форсирования не превосходят $\alpha = 10$. В рассматриваемом примере достижимое время возбуждения двигателя от $I_{\nu} = 0$ до $I_{\nu} = I_{\nu, \text{ном}}$ составит:

$$t_{\nu \text{ min}} = T_{\nu} \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1} = 2,5 \ln \frac{10}{10 - 1} = 0,25 \text{ с.}$$

Соответственно время нарастания момента в системе ИТ – Д при таких параметрах при номинальном скачке задания скорости определяется не коэффициентом обратной связи по скорости, а заложенным при проектировании запасом по напряжению возбуждения.

Для механизмов, требующих повышенной плавности переходных процессов, достигаемой ограничением темпа нарастания момента $(dM/dt) \leq (dM/dt)_{\text{доп}}$ или рывка $\rho = d^2\omega/dt^2 \leq \rho_{\text{доп}}$, полученное быстродействие может быть вполне достаточным. Однако для механизмов, требующих весьма высокого быстродействия, управление по каналу возбуждения необходимо сочетать с управлением по более быстродействующему каналу цепи якоря.

7.9. Способы регулирования скорости асинхронного электропривода

Общие свойства регулируемого по скорости электропривода, рассмотренные ранее на основе обобщенной структуры электропривода с линеаризованной механической характеристикой, необходимо дополнить рассмотрением ряда частных возможностей регулирования скорости асинхронного электропривода, связанных с его особенностями. Возможные способы регулирования скорости асинхронного электропривода можно разделить на три группы: 1) способы регулирования, при которых скольжение изменяется в широких пределах и потери,

выделяющиеся в виде теплоты в элементах роторной цепи, пропорциональны скольжению; 2) способы, при которых абсолютное скольжение двигателя при регулировании остается небольшим и не достигает критического скольжения на естественной характеристике ($s_a < s_{к,е}$); 3) способы, при которых абсолютное скольжение при регулировании изменяется в широких пределах, но потери энергии скольжения в роторной цепи двигателя ограничены.

К первой группе способов регулирования скорости асинхронного электропривода относятся рассмотренное ранее реостатное регулирование, регулирование изменением напряжения на статоре двигателя, наложение механических характеристик в двухдвигательном электроприводе, регулирование с помощью асинхронной муфты скольжения и др.

Изменение напряжения, рассмотренное в гл. 6, как средство регулирования момента в разомкнутой системе может быть использовано для регулирования скорости в системе автоматического регулирования по отклонению. Для этого схемы с магнитным усилителем и тиристорным регулятором напряжения необходимо дополнить отрицательной связью по скорости. Рассмотрим основные показатели такого способа регулирования.

Схема регулирования скорости асинхронного электропривода путем изменения напряжения на статоре приведена на рис. 7.31. Здесь магнитный или тиристорный регулятор напряжения обозначен $РН$, введен регулятор скорости $РС$, выходное напряжение которого u_y воздействует на обмотку управления магнитного усилителя или на вход тиристорного регулятора напряжения. На вход $РС$ поданы сигнал задания $u_{z,c}$ и сигнал обратной связи по скорости $u_{o,c}$, получаемый с якоря тахогенератора $ТГ$. В цепь управления $РН$ введен сигнал смещения, с помощью которого при $u_y = 0$ устанавливается минимальное напряжение на выходе $РН$. Практически в схемах с магнитными усилителями для этой цели предусматривается отдельная обмотка смещения, а в тиристорных регуляторах напряжения для установки начального угла регулирования α_0 обычно имеются соответствующие подстроечные элементы.

При оценке условий регулирования скорости в системе тиристорный регулятор — асинхронный двигатель (ТРН — АД) необходимо учитывать, что напряжение на выходе тиристорного регулятора несинусоидально, зависит от угла регулирования α и от угла активно-индуктивной нагрузки φ_n , которой является асинхронный двигатель для ТРН при определенном скольжении s . Электромагнитный момент двигателя определяется первой гармоникой напряжения, а влияние высших гар-

моник невелико, и им можно пренебречь. Поэтому для расчета механических характеристик двигателя необходимо знать зависимость первой гармоники напряжения U_1 от напряжения управления U_y при различных скольжениях s и соответственно различных φ_n .

Примерные зависимости $U_1/U_{1\text{ном}}$ от $U_y/U_{y,\text{ном}}$ для ряда значений φ_n приведены на рис. 7.32, причем в качестве $U_{y,\text{ном}}$ принято напряжение, которое обеспечивает изменение угла α от 0 до 150° при линейной характеристике $\alpha = f(U_y)$, а кривые построены при напряжении смещения $U_{\text{см}}$, которое обеспечивает начальный угол $\alpha_0 = 135^\circ$. Эти характеристики существенно нелинейны и неоднозначны в связи со значительной зависимостью напряжения от угла нагрузки φ_n .

Зависимость угла нагрузки φ_n от скольжения можно получить, воспользовавшись упрощенной схемой замещения двигателя, приведенной на рис. 3.27, б:

$$\varphi_n = \arctg \frac{x_{\text{экв}}}{R_{\text{экв}}} = \arctg \frac{(R_{1\Sigma}s + R_2)^2 + x_k(x_\mu + x_k)s^2}{R_2x_\mu s + R_{1\Sigma}x_\mu s^2}, \quad (7.88)$$

где $x_{\text{экв}}$, $R_{\text{экв}}$ — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления двигателя, определяемые относительно U_1 по схеме замещения; $R_{1\Sigma}$ — суммарное активное сопротивление цепи статора, включая сопротивление фазы ТРН.

Анализ (7.88) показывает, что угол φ_n изменяется в функции скольжения быстро лишь при $s < s_k$, а при $s_k < s < 1$ его изменения лежат в пределах $40-60^\circ$. Для этой области кривую $U_1 = f(U_y)$ можно линеаризовать, как показано на рис. 7.32

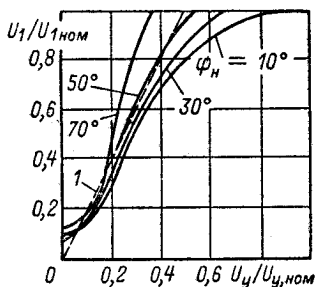
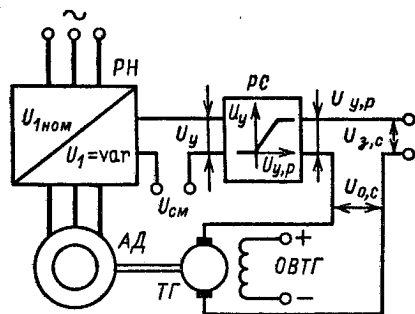


Рис. 7.31. Регулирование скорости в системе ТРН — АД

Рис. 7.32. Зависимости первой гармоники напряжения от сигнала управления в системе ТРН — АД

(прямая 1) и приближенно записать

$$U_1 = k_{p,n} U_y = k_{p,n} k_{p,c} (U_{3,c} - k_{o,c} \omega), \quad (7.89)$$

где $k_{p,n} = U_1/U_y$; $k_{p,c} = U_y/U_{y,p}$; $k_{o,c} = U_{o,c}/\omega$.

Так как момент асинхронного двигателя пропорционален квадрату напряжения, можно записать

$$M = M_e(s) U_{1*}^2, \quad (7.90)$$

где $M_e(s)$ — момент при данном скольжении, определяемый по естественной механической характеристике двигателя; $U_{1*} = U_1/U_{ном}$ — относительное значение первой гармоники напряжения питания двигателя.

При работе с $U_{3,c} = \text{const}$ скорость двигателя в рабочей зоне механической характеристики поддерживается системой регулирования примерно постоянной, поэтому для режимов малых отклонений от точки статического равновесия (7.90) можно линеаризовать:

$$M = k_M U_{1*}. \quad (7.91)$$

Подставив (7.91) в (7.89), получим уравнение механической характеристики для рассматриваемого режима:

$$\omega = \frac{U_{3,c}}{k_{o,c}} - \frac{U_{1ном}}{k_{o,c} k_M k_{p,n} k_{p,c}} M = \omega_{03,c} - \frac{M}{\beta_{3,c}}, \quad (7.92)$$

где $\omega_{03,c} = U_{3,c}/k_{o,c}$; $\beta_{3,c} = k_{o,c} k_M k_{p,n} k_{p,c} / U_{1ном}$.

Таким образом, при принятых допущениях в замкнутой системе формируется линейная механическая характеристика со скоростью идеального холостого хода $\omega_{03,c}$ и модулем жесткости $\beta_{3,c}$, которые определяются заданием и коэффициентом обратной связи по скорости $k_{o,c}$. При больших $k_{o,c}$ жесткость искусственных характеристик получается значительной, и уравнение (7.92) удовлетворительно описывает реальную механическую характеристику. Как показано на рис. 7.33, отличия проявляются лишь в режиме, близком к холостому ходу, и при значениях напряжения, близких к $U_{1ном}$. Иными словами, (7.92) удовлетворительно описывает механическую характеристику замкнутой системы электропривода в возможных пределах регулирования момента, рассмотренных в § 6.7.

При данном способе регулирования потери в роторной цепи пропорциональны скольжению. Поэтому допустимый момент при регулировании скорости при независимой венти-

ляции двигателя можно определить из соотношения

$$\Delta P_{2\text{ном}} = M_{\text{доп}} \omega_0 s.$$

Откуда

$$M_{\text{доп}} = \Delta P_{2\text{ном}} / \omega_0 s = M_{\text{ном}} s_{\text{ном}} / s. \quad (7.93)$$

Следовательно, для того чтобы при продолжительной работе с малой скоростью двигатель не нагревался сверх допустимой температуры, необходимо снижать его нагрузку в обратно пропорциональной зависимости от скольжения. Для двигателей с самовентиляцией это снижение должно быть больше с учетом ухудшения условий охлаждения по мере роста скольжения. Зависимость $M_{\text{доп}} = f(\omega)$ показана на рис. 7.33.

Этот недостаток ограничивает область применения замкнутых систем асинхронного электропривода, основанных на регулировании напряжения, механизмами, у которых момент нагрузки при регулировании скорости быстро уменьшается, например механизмами с вентиляторной нагрузкой (см. § 1.3). Кроме того, этот способ успешно применяется в тех случаях, когда в рабочем цикле требуется кратковременное снижение скорости, а основное время электропривод работает на естественной характеристике.

Дополнительные возможности регулирования скорости дает применение многодвигательного электропривода. Рассмотрим эти возможности на примере двухдвигательного асинхронного электропривода, схема которого приведена на рис. 7.34, а.

Благодаря наличию механической связи между роторами двигателей 1Д и 2Д в статических режимах работы угловые скорости двигателей одинаковы, а результирующий момент электропривода равен сумме моментов двигателей. При линеаризации механических характеристик результирующая механи-

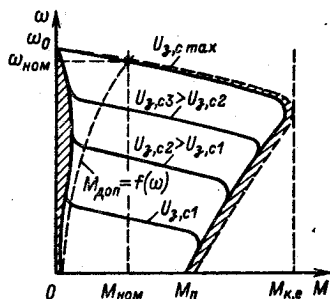


Рис. 7.33. Механические характеристики асинхронного электропривода при автоматическом регулировании скорости изменением напряжения

ческая характеристика может быть получена в виде (4.127):

$$\omega = \frac{\beta_1 \omega_{01} + \beta_2 \omega_{02}}{\beta_1 + \beta_2} - \frac{M}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (7.94)$$

Рассматривая (7.94), можно убедиться, что путем целенаправленного изменения жесткостей механических характеристик двигателей, а также соотношения скоростей идеального холостого хода в двухдвигательном электроприводе можно получить результирующие искусственные характеристики, обеспечивающие регулирование скорости.

В качестве примера на рис. 7.34, а представлена схема двухдвигательного электропривода, в котором двигатель 1Д при включении контактора К1 питается от сети, а при включении контактов контактора К2 в его обмотку статора подается постоянный ток I_n для реализации режима динамического торможения. Второй двигатель 2Д постоянно питается от сети переменного тока.

Наличие фазного ротора у каждого двигателя позволяет вводить в цепи ротора добавочные резисторы и таким образом изменять значения β_1 и β_2 , а переключение двигателя 1Д в режим динамического торможения дает $\omega_{01} = 0$. При этом подбором жесткостей можно получить глубокое регулирование скорости, как показано на рис. 7.34, б. Здесь добавочное сопротивление в цепи двигателя 1Д, работающего в режиме динамического торможения, равно нулю и жесткость характеристики

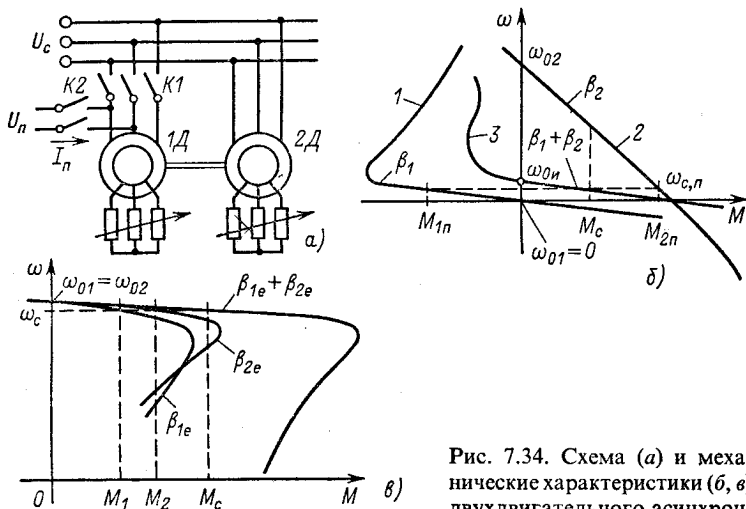


Рис. 7.34. Схема (а) и механические характеристики (б, в) двухдвигательного асинхронного электропривода

ки $1 \beta_1$ максимальна. Для ограничения тока и увеличения жесткости результирующей характеристики в цепь ротора двигателя $2Д$ введен добавочный резистор со значительным сопротивлением (характеристика $2, s_{к2} > s_{кe}$). Жесткость рабочего участка результирующей характеристики $3 \beta_{рез} = \beta_1 + \beta_2$, т. е. выше, чем жесткость β_1 при $R_{доб} = 0$, а скорость идеального холостого хода $\omega_{0и}$ достаточно мала. При моменте нагрузки M_c результирующая механическая характеристика 3 обеспечивает устойчивую пониженную скорость $\omega_{с,п}$.

Недостатком данного способа регулирования скорости являются значительные потери. Результирующий момент

$$M_c = M_{2п} - M_{1п}, \quad (7.95)$$

т. е. двигатель $1Д$ для получения малой скорости, работая в режиме динамического торможения, подгружает двигатель $2Д$ моментом $M_{1п}$, соответственно

$$M_{2п} = M_c + M_{1п},$$

где $M_{1п}$ — тормозной момент $1Д$ при работе на пониженной скорости $\omega_{с,п}$.

Как следствие, потери энергии в роторной части двигателя $2Д$ существенно больше, чем при реостатном регулировании ($M_{2п} > M_c$).

Для того чтобы оценить допустимую нагрузку двухдвигательного электропривода при пониженной скорости, необходимо для сравнения рассмотреть режим работы с полной скоростью, при котором оба двигателя подключены к сети переменного тока и работают на общий вал. Как показывает рис. 7.34, в, в этом случае оба двигателя работают в двигательном режиме:

$$M_c = M_1 + M_2.$$

Сравнивая рис. 7.34, б и в, можно заключить, что допустимый на низкой скорости момент $M_{доп}$ существенно меньше половины номинального момента агрегата $M_{доп} = M_{2ном} - M_{1п}$.

Таким образом, если необходимо регулировать скорость при $M_c = \text{const}$, то при работе на полной скорости агрегат должен недоиспользоваться в 2,5–3 раза по мощности. Если на пониженной скорости электропривод должен работать малую долю времени цикла, то недоиспользование мощности агрегата из-за кратковременной перегрузки двигателя $2Д$ на малой скорости может быть сокращено до 1,25–1,5 раза. Поэтому наиболее целесообразно применение этого способа в случаях, когда работа с пониженной скоростью в цикле весьма кратковременна. При этом перегрузки на пониженной скорости не

сказываются существенно на нагреве двигателей, а низкий КПД системы не может заметно ухудшить энергетические показатели электропривода.

При полной идентичности механических характеристик обоих двигателей каждый из них несет половину общей нагрузки, и при этих условиях номинальный момент агрегата равен:

$$M_{\Sigma \text{ ном}} = M_{1 \text{ ном}} + M_{2 \text{ ном}}$$

Однако практически, как показано на рис. 7.34, в, естественные характеристики двигателей вследствие разброса параметров могут несколько различаться ($\beta_{1e} \neq \beta_{2e}$). При этом моменты, развиваемые двигателями при $\omega_1 = \omega_2 = \omega_e$, оказываются не равными:

$$M_1 = \beta_{1e}(\omega_0 - \omega_e) \neq M_2 = \beta_{2e}(\omega_0 - \omega_e)$$

На рис. 7.34, в $\beta_{2e} > \beta_{1e}$, соответственно $M_2 > M_1$. Так как по условиям нагрева двигателя должно быть $M_2 = M_{2 \text{ ном}}$,

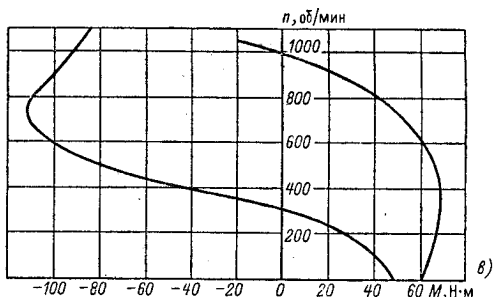
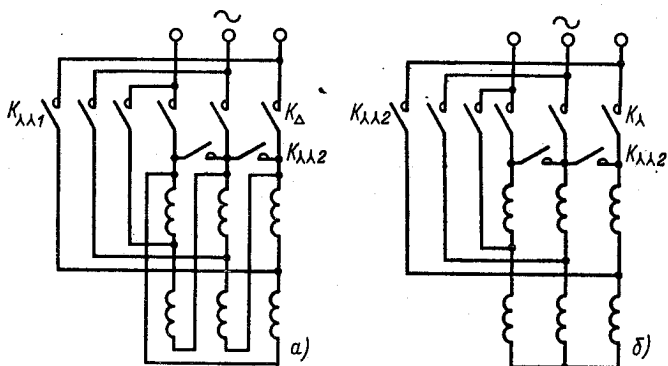


Рис. 7.35. Схемы (а, б) и характеристики (в) асинхронного двигателя при переключении числа пар полюсов

первый двигатель недогружается тем в большей степени, чем меньше жесткость его характеристики. Очевидно, что если при проектировании не учесть возможного несовпадения характеристик двигателей и выбрать двигатели из условия $M_{1ном} = M_{2ном} = M_{с,ном}/2$, то двигатель с большей жесткостью β_e примет на себя нагрузку, большую номинальной, и выйдет из строя.

Ко второй группе способов регулирования скорости асинхронного электропривода относятся частотное регулирование, особенности которого будут ниже рассмотрены, и регулирование путем изменения числа пар полюсов.

Регулирование скорости путем изменения числа пар полюсов осуществляется при питании двигателя от сети при $f_1 = f_{1ном} = \text{const}$ путем переключения одной статорной обмотки с треугольника на двойную звезду (рис. 7.35, а) или со звезды на двойную звезду (рис. 7.35, б). Число пар полюсов p_n при этом изменяется вдвое, что вызывает соответствующие изменения скорости поля ω_0 :

$$\omega_0 = 2\pi f_{1ном}/p_n$$

При наличии на статоре двигателя двух обмоток, обеспечивающих возможность указанного переключения числа пар полюсов, можно обеспечить четыре регулировочных ступени с большими возможностями изменения p_n . Следовательно, данный способ регулирования скорости требует применения специальных двигателей. Габариты и стоимость таких двигателей выше, чем у двигателей односкоростных, однако простота способа и высокая жесткость регулировочных характеристик определяют целесообразность его использования во многих практических случаях. В качестве примера на рис. 7.35, в показаны механические характеристики двухскоростного двигателя типа МТКМ 512-6/20, на статоре которого предусмотрены две независимые обмотки с числом пар полюсов $p_{n1} = 3$ и $p_{n2} = 10$.

У двигателя с фазным ротором роторная обмотка выведена на контактные кольца, что создает возможность подвода напряжения не только к цепи статора, но и к цепи ротора. Активная цепь роторной обмотки, содержащая регулируемые источники напряжения, позволяет полезно использовать энергию скольжения и вследствие этого осуществлять экономичное регулирование скорости при широких пределах изменения скольжения двигателя. Этот характерный для асинхронного электропривода способ регулирования скорости подробно рассматривается ниже.

7.10. Особенности частотного регулирования скорости асинхронного электропривода

При рассмотрении вопросов частотного регулирования момента уже было отмечено, что по сравнению с системой постоянного тока, управляемой путем изменения напряжения в цепи якоря, частотное регулирование реализуется более сложно в связи с отсутствием отдельного независимого канала регулирования потока двигателя, каким является обмотка возбуждения двигателя постоянного тока. Другой особенностью является сложность измерения ряда координат асинхронного электропривода, обусловленная работой двигателя на переменном токе.

Как следствие, в замкнутых системах частотного регулирования скорости для регулирования потока и момента двигателя широко используются положительные обратные связи, компенсирующие те или иные возмущения, а также косвенные методы измерения переменных.

В тех случаях, когда высоких требований к переходным процессам пуска, реверса и торможения не предъявляется и главным является обеспечение высокой точности регулирования скорости, в системе частотного регулирования обычно предусматривается канал регулирования магнитного потока по отклонению, реализуемый в двух вариантах. В первом исполнении применяют датчики Холла, сигнал которых примерно пропорционален магнитному потоку в воздушном зазоре двигателя, т. е. используют прямое измерение магнитного потока для осуществления отрицательной связи, поддерживающей поток на заданном уровне. Во втором случае прибегают к косвенному измерению магнитного потока, в основе которого лежит векторное уравнение электрического равновесия для цепи статора в осях x , y :

$$\bar{u}_1 = \bar{i}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{0эл} \bar{\Psi}_1.$$

Выразив в нем потокосцепление через токи с помощью уравнения

$$\bar{\Psi}_1 = (L_1 - L_{12}) \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_\mu,$$

получим

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 = & [R_1 + j\omega_{0эл} (L_1 - L_{12})] \bar{i}_1 + \\ & + (L_1 - L_{12}) \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_{12} \frac{d\bar{i}_\mu}{dt} + j\omega_{0эл} L_{12} \bar{i}_\mu. \end{aligned} \quad (7.96)$$

Нетрудно видеть, что уравнение (7.96) устанавливает определенную зависимость намагничивающего тока i_μ , а следовательно, и результирующего магнитного потока Φ_μ от напряжения и тока статора при данных параметрах машины. Эта зависимость является векторной и в динамике осложняется наличием производных \dot{i}_1 и \dot{i}_μ . Тем не менее, полагая в режимах стабилизации потока $i_\mu = \text{const}$, $d\dot{i}_\mu/dt = 0$, с помощью современных вычислительных устройств можно по измеренным реальным напряжениям и токам двух фаз статора и известной частоте $\omega_{0эл}$ определять значения амплитуды и фазы магнитного потока и, таким образом, косвенным путем формировать сигнал отрицательной связи по мгновенным значениям потока, действующей на цепь задания напряжения или тока статора.

В тех случаях, когда частотное управление должно обеспечивать не только регулирование скорости, но и формирование равномерно ускоренного характера протекания всех переходных процессов, ограничение момента при механических перегрузках и т. п., система регулирования скорости должна содержать подчиненный контур регулирования момента. В простейшем случае можно использовать уже рассмотренную компенсационную систему регулирования момента (см. рис. 6.20).

Схема регулирования скорости асинхронного двигателя при этом дополняется регулятором скорости PC и отрицательной обратной связью по скорости, как показано на рис. 7.36, а. Структурная схема представлена на рис. 7.36, б; в ней контур регулирования момента представлен передаточной функцией, соответствующей (6.66), а в передаточной функции пропорционального PC учтена малая постоянная времени T_ϕ фильтра в цепи обратной связи по скорости. С помощью этой схемы можно записать:

$$k_{p,c}k_M(U_{3,c} - k_{o,c}\omega) = (T_\phi p + 1)(T_3 p + 1)M.$$

Отсюда при $p = 0$ получим уравнение статической механической характеристики замкнутой системы электропривода:

$$\omega = \frac{U_{3,c}}{k_{o,c}} - \frac{M}{k_{p,c}k_M k_{o,c}}. \quad (7.97)$$

Модуль статической жесткости

$$\beta_{3,c} = k_{p,c}k_M k_{o,c}$$

пропорционален коэффициенту обратной связи по скорости и теоретически может быть получен любого требуемого значения. Однако практически без динамической коррекции возможная жесткость механической характеристики в замкнутой

системе, как было установлено в § 7.5, ограничивается ростом колебательности электропривода с ростом $k_{o,c}$.

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования в соответствии с рис. 7.36, б имеет вид

$$W_{\text{раз,с}} = \frac{k_{p,c} k_M}{\beta T_M p (T_3 p + 1) (T_\Phi p + 1)}. \quad (7.98)$$

Отнесем постоянные T_Φ и T_3 к малым некомпенсируемым постоянным и в качестве оценки их влияния примем $T_\mu = T_\Phi + T_3$. Тогда (7.98) можно представить в виде

$$W_{\text{раз,с}} = \frac{1/k_{o,c}}{T_0 p (T_\mu p + 1)}, \quad (7.99)$$

где $T_0 = \beta T_M / k_{o,c} k_p c k_M$.

Сравнив (7.99) с (5.31), можно убедиться, что при этих условиях передаточная функция рассматриваемого разомкнутого контура совпадает по форме с желаемой передаточной функцией при настройке контура на технический оптимум. Для

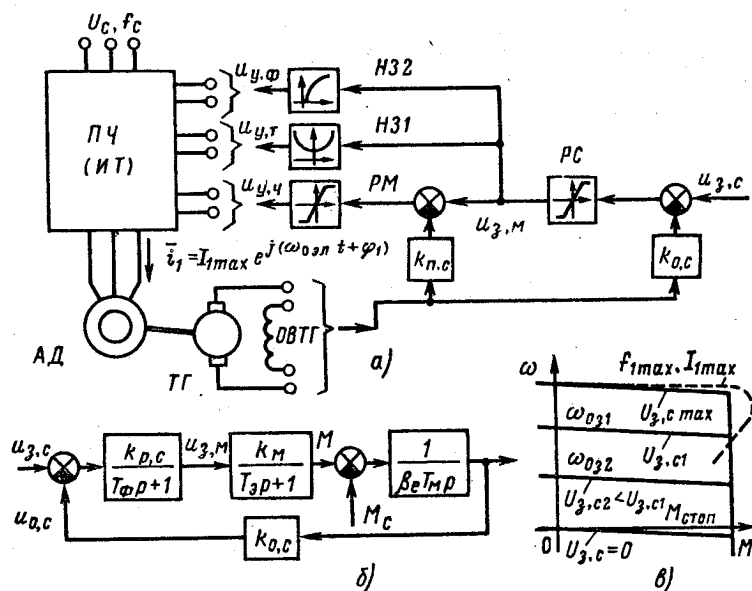


Рис. 7.36. Схемы (а, б) и механические характеристики асинхронного электропривода (в) при частотном регулировании скорости

получения такой настройки нужно выбрать $k_{o,c}$ из условия $T_o = 2T_\mu$:

$$\beta T_m / k_{o,c} k_{p,c} k_m = 2T_\mu$$

откуда

$$k_{o,c} = \beta T_m / 2T_\mu k_{p,c} k_m \quad (7.100)$$

Значения $k_{o,c}$, соответствующие выражению (7.100), для приводов малой и средней мощности при малой постоянной времени T_m получаются небольшими, и жесткость механических характеристик в замкнутой системе невысока. При показанной на рис. 7.36, а форме характеристики регулятора скорости механические характеристики подобны характеристикам электропривода постоянного тока с двухконтурной системой подчиненного регулирования тока и скорости двигателя (рис. 7.36, в).

Более высокую точность регулирования скорости могут обеспечить использование ПИ-регулятора скорости и выбор параметров по настройке на симметричный оптимум.

Компенсационный принцип стабилизации магнитного потока, использованный в данной схеме, не может обеспечить высокой точности регулирования, так как параметры двигателя при работе претерпевают изменения, вызванные изменениями температуры обмоток, не остается постоянным напряжение сети и т. п. Поэтому при высоких требованиях к точности необходимо сочетание регулирования по отклонению с компенсацией возмущений.

7.11. Принцип ориентирования по полю двигателя при частотном управлении

Координатные и фазные преобразования переменных, рассмотренные в гл. 2, в настоящее время не только используются для упрощения анализа динамических процессов электромеханического преобразования энергии, но и успешно применяются в качестве математической основы построения алгоритмов функционирования систем управления электроприводами переменного тока. В частности, этот математический аппарат является основой принципа ориентирования по полю двигателя, который реализован в ряде совершенных систем частотного управления асинхронными и синхронными электроприводами.

Для пояснения этого принципа предположим, что при управлении двигателем доступны для измерения текущие значения модуля, угловой скорости и фазы вектора потокосцеп-

ления ротора. Тогда ось x синхронно вращающейся системы координат x, y представляется возможным совместить с мгновенным направлением этого вектора:

$$\bar{\Psi}_2 = \Psi_{2max} e^{j\omega_{0эл}t},$$

при этом $\Psi_{2x} = \Psi_{2max}$, $\Psi_{2y} = 0$, вектор тока статора становится ориентированным относительно $\bar{\Psi}_2$ углом сдвига φ_1 :

$$\bar{i}_1 = I_{1max} e^{j(\omega_{0эл}t + \varphi_1)},$$

его проекция на ось x i_{1x} является мгновенным значением намагничивающего тока машины, а проекция на ось y , как было показано в § 5.5 для статического режима, представляет собой активный ток статора. Основой для вычисления текущих переменных служат уравнения механической характеристики в осях x, y ($\omega_k = \omega_{0эл}$), ориентированных по полю двигателя, в которых $\Psi_{2x} = \Psi_{2max}$, $\Psi_{2y} = 0$ в любой момент времени:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= i_{1x}R_1 + p\Psi_{1x} - \omega_{0эл}\Psi_{1y}; \\ u_{1y} &= i_{1y}R_1 + p\Psi_{1y} + \omega_{0эл}\Psi_{1x}; \\ 0 &= i'_{2x}R'_2 + p\Psi_{2max}; \\ 0 &= i'_{2y}R'_2 + (\omega_{0эл} - \omega_{эл})\Psi_{2max}; \\ M &= p_{II} \frac{L_{12}}{L_2} \Psi_{2max} i_{1y}. \end{aligned} \right\} \quad (7.101)$$

С помощью уравнений потокосцеплений при ориентировании по вектору Ψ_2 систему уравнений (7.101) можно преобразовать к виду

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= R_1 [(T_1 p + 1) i_{1x} - T_{1\sigma} \omega_{0эл} i_{1y}]; \\ u_{1y} &= R_1 [(T_{1\sigma} p + 1) i_{1y} + T_1 \omega_{0эл} i_{1x}]; \\ i_{1x} &= (T_2 p + 1) \Psi_{2max} / L_{12}; \\ M &= \beta (\omega_0 - \omega), \end{aligned} \right\} \quad (7.102)$$

где $T_1 = L_1/R_1$; $T_{1\sigma} = (L_1 L_2 - L_{12}^2)/L_2 R_1$; $T_2 = L_2/R'_2$; $\beta = = p_{II}^2 \Psi_{2max}^2 / R'_2$.

Аналогичным путем можно осуществить ориентирование по вектору потокосцепления $\bar{\Psi}_1$ или $\bar{\Psi}_\mu$ и получить соотношения, соответствующие этим условиям.

Полученные уравнения наглядно представляют динамические особенности асинхронного электропривода с частотным управлением при ориентировании по полю двигателя. Изменением i_{1x} можно регулировать потокосцепление ротора, но при существенных проявлениях электромагнитной инерции,

характеризуемой большими постоянными времени T_1 и T_2 . При постоянном потоке ($\Psi_{2max} = \text{const}$) система (7.102) представляется в виде

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= R_1 i_{1x} - T_{1\sigma} \omega_{0\text{эл}} i_{1y}; \\ u_{1y} &= R_1 (T_{1\sigma} p + 1) i_{1y} + T_{1\sigma} \omega_{0\text{эл}} i_{1x}; \\ i_{1x} &= \Psi_{2max} / L_{12}; \\ M &= \beta (\omega_0 - \omega), \end{aligned} \right\} (7.103)$$

при этом электромагнитная инерция обусловлена только изменениями потоков рассеяния статора (малая постоянная времени $T_{1\sigma}$) и полностью проявляется только при питании статора от источника напряжения. Если преобразователь частоты обладает свойствами источника тока, при $\Psi_{2max} = \text{const}$ теоретически асинхронный двигатель представляет собой безынерционный объект управления, а при регулировании потока по отклонению его механическая характеристика определяется уравнениями

$$\left. \begin{aligned} i_{1x} &= (T_2 p + 1) \Psi_{2max} / L_{12}; \\ i_{1y} &= \frac{L_2 \Psi_{2max}}{R'_2 L_{12}} (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}); \\ M &= \frac{p_n L_{12} \Psi_{2max}}{L_2} i_{1y}. \end{aligned} \right\} (7.104)$$

Отсюда следует, что, если при управлении асинхронным двигателем оперировать в цепях управления не с реальными переменными машины, а с преобразованными к координатным осям, ориентированным по полю, можно отдельно управлять магнитным потоком и моментом двигателя, имея дело не с переменными синусоидальными величинами, а с постоянными их преобразованными значениями. Это позволяет строить систему управления асинхронным двигателем аналогично системе управления двигателем постоянного тока. Основой построения таких систем является информация о мгновенном значении и пространственном положении вектора потокосцепления в воздушном зазоре, непосредственное измерение которого обычно осуществляется с помощью датчиков Холла.

В соответствии с изложенным для реализации управления потоком и моментом двигателя по отклонению необходимо измерить мгновенные реальные трехфазные токи статора и поток в воздушном зазоре, осуществить преобразование трехфазных переменных к эквивалентным двухфазным и произвести координатное преобразование их к осям, ориентированным

по полю. Определенные таким образом преобразованные текущие значения i_{1x} и i_{1y} остаются сравнить с их заданными значениями, получить сигналы управления потоком и моментом в осях x, y , а затем осуществить обратные координатное и двухфазно-трехфазное преобразования и получить действительные сигналы для управления трехфазным преобразователем частоты. Для осуществления этой цепочки операций необходимо управляющее вычислительное устройство, некоторые особенности которого можно установить, рассматривая схему, приведенную на рис. 7.37, а.

Система управления состоит из трех крупных блоков: блока вычисления текущих значений переменных БВТП, блока регуляторов переменных БРП и блока вычисления заданных значений перемен-

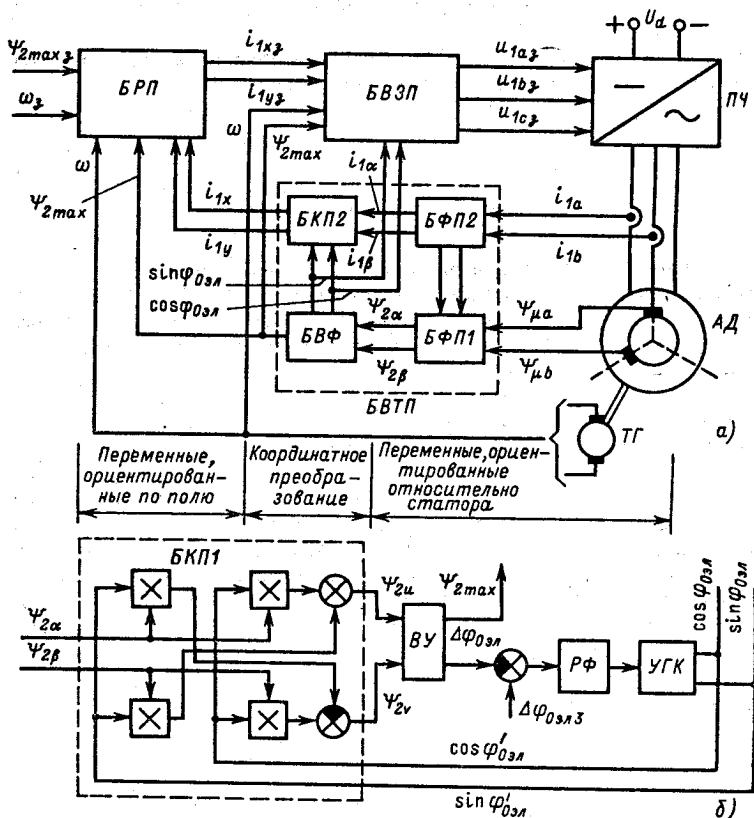


Рис. 7.37. Функциональная схема, реализующая принцип ориентирования по полю

ных — управляющих воздействий *БВЗП*. Рассмотрим назначение, основные элементы и особенности измерительного блока *БВТП*.

Для того чтобы вычислить амплитуду и фазу переменной трехфазного двигателя, достаточно измерить мгновенные значения этой переменной в двух фазах двигателя. Блок *БВТП* преобразует измеренные с помощью датчиков Холла трехфазные мгновенные значения потока в воздушном зазоре $\Psi_{\mu\alpha}$ и $\Psi_{\mu\beta}$ и измеренные с помощью датчиков тока действительные трехфазные переменные токи $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$ в ориентированные по полю значения потокосцепления ротора Ψ_{2max} намагничивающего тока i_{1x} и активного тока i_{1y} . Он состоит из блоков фазных преобразований *БФП1* и *БФП2*, блока векторного фильтра *БВФ* и блока координатного преобразования *БКП2*. Блок *БФП1* осуществляет трехфазно-двухфазное преобразование потокосцепления в воздушном зазоре в соответствии с формулами (2.34):

$$\Psi_{\mu\alpha} = \sqrt{3/2} \Psi_{\mu\alpha}; \quad \Psi_{\mu\beta} = \sqrt{2} (1/2 \Psi_{\mu\alpha} + \Psi_{\mu\beta}). \quad (7.105)$$

Кроме того, блок *БФП1* вычисляет необходимое для контроля потокосцепление ротора в соответствии с формулами

$$\Psi_{2\alpha} = \frac{L_2}{L_{12}} \Psi_{\mu\alpha} - (L_2 - L_{12}) i_{1\alpha}; \quad (7.106)$$

$$\Psi_{2\beta} = \frac{L_2}{L_{12}} \Psi_{\mu\beta} - (L_2 - L_{12}) i_{1\beta}.$$

Необходимые для решения (7.106) значения $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$ вычисляются блоком *БФП2* по формулам, аналогичным (7.105). Так как переменные $\Psi_{2\alpha}$ и $\Psi_{2\beta}$ вычислены с помощью (7.106) через переменные статора, они представляют собой синусоидальные величины, изменяющиеся с частотой $\omega_{0эл}$.

Блок векторного фильтра *БВФ* решает задачу определения мгновенного пространственного угла поворота $\varphi_{0эл}$ вектора потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_2$. Решение этой задачи осложняется наличием зубцовых пульсаций потока машины, уменьшение влияния которых обеспечивается активным векторным фильтром (рис. 7.37, б). Его составной частью является блок координатного преобразования *БКП1*, на два входа которого подаются текущие значения $\Psi_{2\alpha}$ и $\Psi_{2\beta}$, а к двум другим входам подводятся функции $\sin \varphi'_{0эл}$ и $\cos \varphi'_{0эл}$, вырабатываемые управляемым генератором колебаний *УГК*. В общем случае $\varphi'_{0эл} \neq \varphi_{0эл}$, поэтому блок *БКП1* осуществляет координатное преобразование $\alpha, \beta \rightarrow u, v$ в соответствии с (2.15):

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2u} &= \Psi_{2\alpha} \cos \varphi'_{0эл} + \Psi_{2\beta} \sin \varphi'_{0эл}; \\ \Psi_{2v} &= -\Psi_{2\alpha} \sin \varphi'_{0эл} + \Psi_{2\beta} \cos \varphi'_{0эл}. \end{aligned} \right\} \quad (7.107)$$

Так как $\Psi_{2\alpha} = \Psi_{2max} \cos \varphi_{0эл}$ и $\Psi_{2\beta} = \Psi_{2max} \sin \varphi_{0эл}$, то, подставив эти выражения в (7.107), после преобразований получим

$$\Psi_{2u} = \Psi_{2max} \cos (\varphi_{0эл} - \varphi'_{0эл}); \quad \Psi_{2v} = \Psi_{2max} \sin (\varphi_{0эл} - \varphi'_{0эл}). \quad (7.108)$$

Нетрудно видеть, что на выходе блока *БКП1* получаются составляющие вектора Ψ_2 в виде периодических функций разности между действительным углом поворота $\varphi_{0эл}$ и выдаваемым генератором колебаний *УГК* $\varphi'_{0эл}$. Предусмотренное в схеме вычислительное устройство *ВУ* выделяет модуль Ψ_{2max} и определяет угол $\Delta\varphi_{0эл} = \varphi_{0эл} - \varphi'_{0эл}$. Сигнал отрицательной связи по углу подается на вход *ПИ*-регулятора фазы *РФ*, выходная величина которого воздействует на *УГК* в направлении уменьшения $\Delta\varphi_{0эл}$.

При отсутствии в кривой потока высших гармоник в установившемся режиме благодаря интегральной составляющей регулятора *РФ* достигалось бы полное устранение ошибки $\Delta\varphi_{0эл} = 0$. При этом $\varphi'_{0эл} = \varphi_{0эл}$ и в соответствии с (7.108) $\Psi_{2u} = \Psi_{2max}$, а $\Psi_{2v} = 0$. Таким образом, составляющая Ψ_{2v} непосредственно связана со знаком ошибки $\Delta\varphi_{0эл}$ и ее значением. С помощью задающего сигнала $\Delta\varphi_{0эл,3}$ устанавливается минимальное значение ошибки, обусловленной гармониками потока.

Полученные на выходе *БВФ* функции $\cos \varphi_{0эл}$ и $\sin \varphi_{0эл}$ используются для координатного преобразования токов i_{1x} и i_{1y} , которое осуществляется блоком *БКП2*. Этот блок не имеет отличий от блока *БКП1* (рис. 7.37, б); на его выходе получаются составляющие тока статора i_{1x} и i_{1y} , постоянные по значению (для статического режима). Эти значения, а также текущие потокосцепления Ψ_{2max} и скорости ω поступают в блок регуляторов переменных *БРП* и используются для регулирования по отклонению от заданных значений.

Поступающие на вход блока регуляторов *БРП* задающие сигналы $\Phi_{2max,3}$ и ω_3 совместно с ориентированными по полю текущими значениями переменных используются для вычисления заданных значений переменных $i_{1x,3}$ и $i_{1y,3}$, с помощью которых блок вычисления задающих сигналов *БВЗП* формирует синусоидальные напряжения управления преобразователем $u_{1a,3}$, $u_{1b,3}$ и $u_{1c,3}$.

Здесь для пояснения принципа ориентирования по полю подробно рассмотрен блок вычисления текущих переменных *БВТП* системы «Трансвектор», разработанной фирмой «Сименс» (ФРГ) для управления асинхронными и синхронными электроприводами с частотным управлением. Описание других блоков этой системы приведено в [4].

7.12. Каскадные схемы регулирования скорости асинхронного электропривода

Существенным недостатком всех рассмотренных способов регулирования скорости асинхронного двигателя при $\omega_0 = \text{const}$ является возрастание потерь энергии в роторной цепи при снижении скорости пропорционально скольжению. Однако у двигателя с фазным ротором этот недостаток может быть устранен путем включения в цепь ротора источника регулируемой ЭДС, с помощью которого энергию скольжения можно либо вернуть в сеть, либо использовать для совершения полезной работы.

Схемы асинхронного электропривода с включением в цепь ротора дополнительных ступеней преобразования энергии для использования и регулирования энергии скольжения получили название *каскадных схем* (каскадов). Если энергия скольжения преобразуется для возвращения в электрическую сеть, каскад называют *электрическим*. Если энергия скольжения с помощью электромеханического преобразователя преобразуется в механическую энергию и поступает на вал двигателя, то такие каскады называются *электромеханическими*.

Электрические каскады, в которых цепь ротора подключается к преобразователю частоты, способному как потреблять энергию скольжения, так и доставлять энергию двигателю со стороны ротора на частоте скольжения, т. е. управлять потоком энергии в цепи ротора как в прямом, так и в обратном направлении, называются *каскадами с асинхронным двигателем, работающим в режиме машины двойного питания (МДП)*. Схема такого каскада представлена на рис. 7.38, а.

Анализ этой схемы позволяет выявить наиболее общие закономерности, свойственные электроприводам с каскадным включением асинхронных двигателей. В установившихся режимах работы любой электрической машины поля статора и ротора для создания постоянного момента должны быть взаимно неподвижны. Поэтому если в схеме рис. 7.38, а заданные частоты $u_{y,ч} = \text{const}$ и f_2 не зависят от нагрузки двигателя, то скорость двигателя в пределах допустимой перегрузки остается неизменной:

$$\omega_{\text{эл}} = \omega_{0\text{эл}} - \omega_{2\text{эл}} = \text{const.}$$

Такой режим работы называется *синхронным режимом МДП*. Для его математического описания воспользуемся уравнениями механической характеристики обобщенной ма-

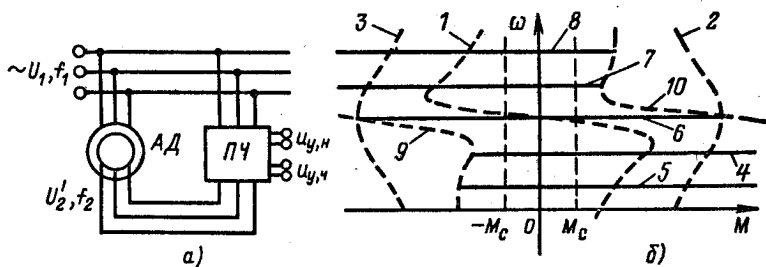


Рис. 7.38. Электрический каскад с асинхронным двигателем, работающим в режиме МДП:

а — схема; б — механические характеристики при $U'_2 = \text{const}$

шины в осях x , y так как поля ротора и статора вращаются в рассматриваемом режиме со скоростью $\omega_{0эл} = 2\pi f_1$. При записи по аналогии с синхронной машиной, рассмотренной в § 3.15, ориентируем все переменные относительно вектора напряжения \bar{u}_2 , подводимого к ротору:

$$u_{2d} = -U_{2max} \cos \omega_{2эл}t; \quad u_{2q} = -U_{2max} \sin \omega_{2эл}t. \quad (7.109)$$

Как было установлено в § 3.15, в синхронном режиме синхронного двигателя момент определяется углом $\theta_{эл} = \varphi_{0эл} - \varphi_{эл}$, причем ось поля ротора совпадает с направлением вектора \bar{u}_2 . В синхронном режиме МДП ток ротора имеет частоту $\omega_{2эл}$, которая в общем случае не равна нулю. При этом изменения нагрузки и скольжения вызывают изменения угла сдвига поля ротора относительно напряжения \bar{u}_2 , поэтому вектор напряжения статора \bar{u}_1 сдвинут относительно вектора \bar{u}_2 на угол $\varphi_{12эл}$, который равен углу $\theta_{эл}$ только при $f_2 = 0$, т. е. при возбуждении ротора постоянным током. При $f_2 \neq 0$ действительные напряжения, приложенные к обмоткам фаз статора двигателя, можно записать в виде

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= U_{1max} \sin(\omega_{0эл}t + \varphi_{12эл}); \\ u_{1\beta} &= -U_{1max} \cos(\omega_{0эл}t + \varphi_{12эл}). \end{aligned} \quad (7.110)$$

Уравнения МДП в осях x , y имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= i_{1x}R_1 + \frac{d\Psi_{1x}}{dt} - \omega_{0эл}\Psi_{1y}; \\ u_{1y} &= i_{1y}R_1 + \frac{d\Psi_{1y}}{dt} + \omega_{0эл}\Psi_{1x}; \\ u'_{2x} &= i'_{2x}R'_2 + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - (\omega_{0эл} - \omega_{эл})\Psi_{2y}; \\ u_{2y} &= i_{2y}R_2 + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + (\omega_{0эл} - \omega_{эл})\Psi_{2x}; \\ M &= p_n \frac{L_{12}}{L_1} (\Psi_{1y}i'_{2x} - \Psi_{1x}i'_{2y}). \end{aligned} \right\} \quad (7.111)$$

Ограничимся рассмотрением установившегося режима работы, положив $d/dt = 0$, и пренебрежем активным сопротивлением обмотки статора $R_1 \approx 0$. Для использования (7.111) с помощью формул (2.15) и (2.16) преобразуем (7.109) и (7.110) к осям x , y ($\omega_x = \omega_{0эл}$).

В результате преобразования получим

$$u_{1x} = U_{1max} \sin \varphi_{12}; \quad u_{1y} = -U_{1max} \cos \varphi_{12}; \\ u'_{2x} = -U'_{2max} = \text{const}; \quad u'_{2y} = 0,$$

где штрихами отмечены приведенные к цепи статора значения напряжений.

Подставив все принятые и полученные значения в (7.111) и выполнив некоторые преобразования, представим его в виде

$$\left. \begin{aligned} U_{1max} \sin \varphi_{12} &= -\omega_{0эл} \Psi_{1y}; \\ -U_{1max} \cos \varphi_{12} &= \omega_{0эл} \Psi_{1x}; \\ -U'_{2max} &= I'_{2x} R'_2 - (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \Psi_{2y}; \\ 0 &= I'_{2y} R'_2 + (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \Psi_{2x}; \\ M &= p_{\pi} \frac{L_{12}}{L_1} (\Psi_{1y} I'_{2x} - \Psi_{1x} I'_{2y}). \end{aligned} \right\} (7.112)$$

С помощью выражений для потокосцеплений (2.20) можно получить

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2x} &= \frac{L_{12}}{L_1} \Psi_{1x} + \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_1} I'_{2x}; \\ \Psi_{2y} &= \frac{L_{12}}{L_1} \Psi_{1y} + \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_1} I'_{2y}. \end{aligned} \right\} (7.113)$$

Значения Ψ_{1x} и Ψ_{1y} определяются с помощью первых двух уравнений (7.112):

$$\Psi_{1x} = -(U_{1max}/\omega_{0эл}) \cos \varphi_{12}; \quad \Psi_{1y} = -(U_{1max}/\omega_{0эл}) \sin \varphi_{12}.$$

Так как (см. § 3.12)

$$(L_1 L_2 - L_{12}^2)/L_1 \approx (x_1 + x'_2)/\omega_{0эл} = x_k/\omega_{0эл},$$

то (7.113) при подстановке Ψ_{1x} и Ψ_{1y} можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} R'_2 I'_{2x} - x_k s I'_{2y} &= -U'_{2max} - \frac{L_{12}}{L_1} s U_{1max} \sin \varphi_{12}; \\ x_k s I'_{2x} + R'_2 I'_{2y} &= \frac{L_{12}}{L_2} s U_{1max} \cos \varphi_{12}; \\ M &= p_{\pi} \frac{L_{12}}{L_1} \frac{U_{1max}}{\omega_{0эл}} (-\cos \varphi_{12} I'_{2x} + \sin \varphi_{12} I'_{2y}). \end{aligned} \right\} (7.114)$$

Уравнения (7.114) позволяют получить выражение механической характеристики двигателя в режиме МДП. Для этого

необходимо разрешить первые два уравнения относительно I'_{2x} и I'_{2y} , подставить полученные выражения в третье уравнение, преобразовать переменные двухфазной модели U_{1max} и U'_{2max} к трехфазной с помощью (2.37), перейти от максимальных значений напряжений к действующим и выполнить необходимые математические преобразования. В результате этого получим

$$M = \left(\frac{L_{12}}{L_1} \right)^2 \frac{3R'_2 s U_1^2}{\omega_0 (R_2'^2 + x_k^2 s^2)} + \frac{L_{12}}{L_1} \frac{3U_1 U'_2}{\omega_0 \sqrt{R_2'^2 + x_k^2 s^2}} \sin \theta_{эл}, \quad (7.115)$$

где $\theta_{эл} = \varphi_{12} + \operatorname{arctg} x_k s / R'_2$ — угол сдвига между осями полей статора и ротора.

Анализ уравнения механической характеристики асинхронного двигателя в режиме работы МДП позволяет установить ряд интересных и практически важных особенностей рассматриваемой каскадной схемы. Момент двигателя в этом режиме содержит две составляющие, одна из которых соответствует естественной механической характеристике асинхронного двигателя, а другая — синхронному режиму, обусловленному напряжением U'_2 , подведенным к цепи ротора.

Действительно, при $U'_2 = 0$ и $L_{12} \approx L_1$ (7.115) принимает вид

$$M = M_e = \frac{3U_1^2 R'_2}{\omega_0 s [(R'_2/s)^2 + x_k^2]}, \quad (7.116)$$

совпадающий с уравнением (3.76) при $R_1 = 0$ и $R'_{2\Sigma} = R'_2$. При неизменном задании частоты напряжения U'_2 в цепи ротора $U_{y,ч} = \text{const}$, $\omega_2 = \text{const}$. Поэтому скольжение двигателя при работе в синхронном режиме остается неизменным ($s = s_0 = \text{const}$) и асинхронная составляющая момента $M_e(s) = M_e(s_0) = \text{const}$. Зависимость $M_e = f(\omega)$ представлена на рис. 7.38, б (кривая 1).

Вторая составляющая обусловлена взаимодействием возбуждаемого напряжением U'_2 ротора с полем статора, создаваемым напряжением сети U_1 :

$$M_{\text{син}} = \frac{L_{12}}{L_1} \frac{3U_1 U'_2 \sin \theta_{эл}}{\omega_0 \sqrt{R_2'^2 + x_k^2 s_0^2}} = M_{\text{max}}(s_0) \sin \theta_{эл}. \quad (7.117)$$

На рис. 7.38, б представлены кривые $M_{\text{син}} = f(\omega)$ при $\theta_{эл} = +90^\circ$ (кривая 2) и при $\theta_{эл} = -90^\circ$ (кривая 3).

Результирующий момент двигателя

$$M = M_e(s_0) + M_{\text{max}}(s_0) \sin \theta_{эл}. \quad (7.118)$$

Если чередование фаз напряжений \bar{U}_1 и \bar{U}'_2 одинаково, поля статора и ротора имеют одинаковое направление вращения и значения скольжения s_0 и частоты ротора $\omega_2 = \omega_{0\text{эл}}s_0$ положительны. Двигатель при тормозной нагрузке работает в двигательном режиме, причем угол $\theta_{\text{эл}}$ принимает такое значение, при котором $M = M_c$. Это область режима работы каскада со скоростью, меньшей синхронной $\omega < \omega_0$. Если изменить нагрузку, приложив к валу двигателя движущий момент $-M_c$, возникнет переходный процесс, в котором под действием положительного динамического момента ротор двигателя ускорится, изменит положение относительно оси поля статора и угол $\theta_{\text{эл}}$ по окончании переходного процесса примет отрицательное значение, соответствующее по (7.118) условию $M = -M_c$.

Таким образом, при $\omega_2 > 0$ и $s_0 > 0$ двигатель работает со скоростью, меньшей синхронной, причем в зависимости от нагрузки на валу он может работать как в двигательном, так и в генераторном режиме. При этом переход в генераторный режим обеспечивается изменением синхронной составляющей (7.118) под действием изменений внутреннего угла $\theta_{\text{эл}}$, обусловленных изменениями нагрузки, а составляющая $M_c(s_0)$ остается неизменной. Механические характеристики, соответствующие двум значениям $\omega_2 > 0$, представлены на рис. 7.38, б (прямые 4, 5).

При работе в двигательном режиме с $\omega_2 > 0$ (при подсинхронной скорости) потребляемая двигателем мощность P_1 , если пренебречь потерями, поступает на вал двигателя (P_2) и в виде мощности скольжения P_s в преобразователь частоты:

$$P_1 = P_2 + P_s. \quad (7.119)$$

Мощность скольжения P_s преобразуется преобразователем частоты и возвращается в сеть (рис. 7.39, а). Если при $\omega_2 > 0$ машина работает в генераторном режиме ($M = -M_c$), то направление потоков мощностей изменяется на противоположное (рис. 7.39, б):

$$-P_1 = -P_2 - P_s. \quad (7.120)$$

Уменьшение частоты ротора ω_2 при $\omega_2 > 0$ влечет за собой увеличение скорости двигателя, так как

$$\omega = \omega_0 - \omega_2.$$

Следовательно, на рис. 7.38, б уменьшение ω_2 вызывает переход с характеристики 5 на характеристику 4 и затем при $\omega_2 = 0$ на характеристику 6.

При $\omega_2 = 0$ роторная цепь питается постоянным напряжением и двигатель работает в чисто синхронном режиме, рассмотренном в § 3.15. Действительно, при этом $s_0 = 0$, асинхронная составляющая $M_e(s_0) = 0$ и момент двигателя полностью определяется (7.117):

$$M = \frac{L_{12}}{L_1} \frac{3U_1 I_B \sin \theta_{эл}}{\omega_0} = \frac{3U_1 E \sin \theta_{эл}}{\omega_0 x_c},$$

где $I_B = U'_2/R'_2$; $E = \omega_{0эл} L_{12} I_B$; x_c — индуктивное сопротивление синхронной машины: $x_c = \omega_{0эл} L_1$.

Сравнивая это выражение с (3.118) при $x_{1q} = x_{1d} = x_c$, можно убедиться в их полном совпадении. Следовательно, характеристика б на рис. 7.38, б представляет собой механическую характеристику неявнополюсной синхронной машины, которой становится асинхронный двигатель при питании его роторной обмотки постоянным током.

Изменив знак $U_{y,ч}$ можно изменить чередование фаз роторного напряжения U'_2 . При этом поле ротора вращается в направлении, противоположном полю статора, $\omega_2 < 0$, скорость двигателя $\omega = \omega_0 + \omega_2 > \omega_0$, а скольжение отрицательно. Механические характеристики, соответствующие двум значениям $\omega_2 < 0$, представлены на рис. 7.38, б (прямые 7 и 8).

Рассматривая этот рисунок, можно видеть, что и здесь в зависимости от нагрузки на валу можно иметь как двигательный, так и генераторный режим работы двигателя. При этом асинхронная составляющая момента при данном значе-

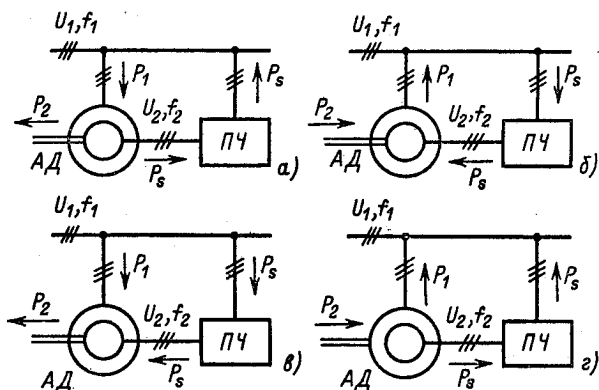


Рис. 7.39. Направление потоков мощностей в каскадной схеме при $\omega < \omega_0$ (а, б) и при $\omega > \omega_0$ (в, г):

а, в — двигательный режим работы каскада; б, г — генераторный режим работы каскада

нии $s_0 < 0$ отрицательна и неизменна, а значения момента, соответствующие M_c , обеспечиваются изменениями угла $\theta_{эл}$ за счет поворота ротора относительно поля статора под действием возникающих динамических моментов.

При сверхсинхронной скорости ($s_0 < 0$) при работе в двигательном режиме механическая мощность P_2 обеспечивается потреблением мощности как по цепи статора P_1 , так и по цепи ротора (мощность скольжения P_s):

$$P_2 = P_1 + P_s.$$

При переходе в генераторный режим и том же s_0 поступающая с вала мощность P_2 передается в сеть по обоим каналам, т. е. направления потоков изменяются на противоположные, как показано на рис. 7.39, в и г.

Механические характеристики на рис. 7.38, б соответствуют $U_2' = \text{const}$, при этом максимум синхронной составляющей момента (7.117) M_{max} изменяется в функции скольжения s_0 (см. кривые 2 и 3). Поскольку составляющая $M_e(s_0)$ при изменении знака s_0 изменяет знак, перегрузочная способность двигателя в режиме МДП при $\omega_2 > 0$ и при $\omega_2 < 0$ оказывается существенно различной. При скоростях ниже синхронной ($\omega_2 > 0$) двигательные моменты $M_e(s_0)$ существенно снижают перегрузочную способность в генераторном режиме: максимальные значения тормозного момента M при данном U_2' в этом режиме ограничиваются кривой 9. При скоростях, больших синхронной ($\omega_2 > 0$), тормозные моменты ограничивают максимальные значения результирующего момента, соответствующие $\theta_{эл} = +90^\circ$ в двигательном режиме (кривая 10 на 7.38, б).

Практически требуемую перегрузочную способность во всем диапазоне регулирования скорости можно поддерживать, изменяя напряжение u_2' в функции s_0 и нагрузки. При этом должно обеспечиваться ограничение токов ротора и статора на допустимом уровне во всех режимах.

Изменения напряжения u_2' обеспечиваются соответствующими изменениями сигнала задания напряжения $u_{y,n}$ преобразователя частоты. При данной нагрузке, например, при $M_c = 0$ путем изменения U_2' можно воздействовать на потребление реактивной мощности в цепи статора аналогично рассмотренному в § 3.15 для синхронного двигателя.

Проведенный анализ показывает, что в режиме МДП свойства каскада близки свойствам синхронного двигателя, причем при $\omega_2 = 0$ они совпадают. Специфика проявляется только в наличии сильной асинхронной составляющей момента $M_e(s_0)$, в возможности работы при различных скоростях,

задаваемых воздействием на напряжение $u_{y, \text{ч}}$ и в возбуждении ротора переменным током угловой частоты скольжения ω_2 .

Известно, что синхронный двигатель склонен к качаниям, обусловленным упругой электромагнитной связью между полями статора и ротора $M = f(\theta_{\text{эл}})$, и для борьбы с ними снабжается демпферной обмоткой, создающей асинхронную составляющую момента. В рассматриваемой каскадной схеме имеет место более сильная асинхронная составляющая, определяемая естественной механической характеристикой асинхронного двигателя (без учета внутренних сопротивлений преобразователя частоты). Поэтому при работе в области скоростей, близких к скорости поля ω_0 , где $-s_k < s_0 < s_k$, жесткость характеристик $M_e = f(\omega)$ высока, отрицательна и оказывает на колебания ротора сильное демпфирующее действие, аналогичное вязкому трению.

Однако при $|s_0| \geq |s_k|$ жесткость этой характеристики меняет знак $\beta_{\text{ст}} > 0$, т. е. механическая характеристика имеет положительный наклон и может оказывать не демпфирующее, а раскачивающее действие, приводящее к неустойчивой работе каскада. Это обстоятельство ограничивает область применения синхронного режима работы каскада установками, в которых требуется небольшой диапазон изменения скорости [регулирование в пределах $\pm(20-30)\% \omega_0$]. При этом $|s_0| < |s_k|$ и динамические свойства каскада могут в достаточной мере соответствовать требованиям.

Следует заметить, что для указанного диапазона двухзонное регулирование скорости в каскадной схеме имеет преимущества перед другими способами, так как обеспечивает экономичное регулирование скорости при относительно небольшой требуемой мощности преобразователя частоты, который должен быть рассчитан на максимум мощности скольжения

$$P_{s \text{ max}} = P_{\text{ном}} s_{0 \text{ max}}$$

Соответственно при регулировании скорости в пределах $\pm(20-30)\% \omega_0$ требуемая мощность преобразователя частоты составляет 20–30% номинальной мощности двигателя.

При необходимости изменения скорости в более широких пределах путем введения обратных связей обеспечивают зависимость частоты ω_2 от скорости двигателя, аналогичную зависимости частоты при асинхронном режиме работы. В этом случае механические характеристики каскада имеют конечную жесткость, определяемую настройкой обратных связей, а режим работы каскада называется *асинхронным*.

Возможности двухзонного регулирования скорости с работой как в двигательном, так и в генераторном режимах при

каждой скорости в каскадных схемах обеспечиваются только при применении полностью управляемых преобразователей частоты, обладающих способностью пропускать энергию как в прямом, так и в обратном направлениях (см. рис. 7.39). При указанном ограниченном диапазоне двухзонного регулирования скорости требуются изменения частоты напряжения U'_2 от 0 до $(0,2 - 0,3) f_{\text{ном}} = 10 \div 15$ Гц. Этим условиям наиболее полно соответствуют преобразователи частоты с непосредственной связью; применение их экономически особенно выгодно в электроприводах, мощность которых составляет сотни и тысячи киловатт.

Недостатком таких каскадов является необходимость реостатного пуска двигателя до низшей скорости в диапазоне регулирования. Этот недостаток не имеет существенного значения для механизмов, работающих продолжительно, без частых пусков.

Экономичность мощных каскадных электроприводов с работой асинхронного двигателя в режиме МДП определяется при указанных условиях высоким КПД тиристорного преобразователя, возможностью снижения общего потребления реактивной мощности путем рационального управления напряжением U'_2 , а также относительно небольшими габаритами, массой и стоимостью преобразователя. Последние два достоинства проявляются в тем большей мере, чем в более узких пределах требуется регулировать скорость электропривода.

Однако в большинстве случаев мощность электроприводов, требующих регулирования скорости, составляет десятки и сотни киловатт, а требуемый диапазон регулирования скорости D превышает диапазон, рациональный для каскада с МДП. Если $D > 2 \div 3$, мощность преобразователя частоты становится соизмеримой с мощностью двигателя. При этом более целесообразно использовать частотное регулирование скорости, позволяющее реализовать непрерывное управление скоростью во всех переходных процессах асинхронного электропривода аналогично системам Г-Д и ТП-Д.

Тем не менее в силу рассмотренных особенностей каскадных схем существует достаточно широкая область их применения в тех случаях, когда условия работы механизмов позволяют снизить требования к управлению потоком мощности скольжения на пути ее возвращения в сеть или передачи на вал двигателя. К числу таких механизмов относятся нереверсивные механизмы, работающие с реактивной нагрузкой на валу и не требующие работы двигателя в генераторном режиме в процессах торможения.

При указанных условиях можно ограничиться однозонным регулированием скорости, при котором в двигательном режиме направление потока мощности скольжения неизменно — от ротора двигателя в сеть (рис. 7.39) или на вал. Это позволяет существенно упростить каскадные схемы, применив в канале преобразования мощности скольжения неуправляемый выпрямитель.

В электрических каскадах выпрямленный выпрямителем ток ротора преобразуется в переменный ток и передается в сеть. Если для преобразования тока и рекуперации энергии скольжения используется электромашинный агрегат, каскад называется *машинно-вентильным*. При применении для этой цели вентильного инвертора, ведомого сетью, каскад называется *вентильным* (асинхронно-вентильным) каскадом.

Электромеханические каскады являются машинно-вентильными. В них выпрямленный ток направляется в обмотку якоря машины постоянного тока, соединенной с валом асинхронного двигателя, которая преобразует электрическую энергию скольжения в механическую, поступающую на вал двигателя.

7.13. Каскады с однозонным регулированием скорости

Рассмотрим особенности перечисленных упрощенных каскадных схем, которые в связи с развитием полупроводниковой техники получили широкое распространение. Схема электрического машинно-вентильного каскада представлена на рис. 7.40, а. Здесь в цепь ротора включен мостовой полупроводниковый выпрямитель *B*, к выводам которого через

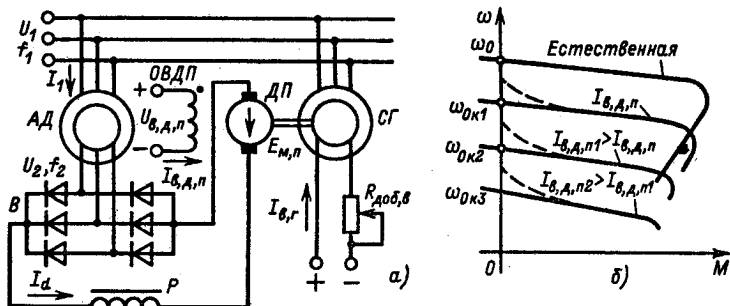


Рис. 7.40. Схема (а) и механические характеристики (б) машинно-вентильного электрического каскада

сглаживающий реактор P подключен к якорю двигателя постоянного тока ДП. Этот двигатель приводит во вращение синхронный генератор СГ, ток возбуждения которого можно регулировать вручную с помощью реостата $R_{\text{доб.в.}}$. В более общем случае регулирование тока возбуждения может быть автоматическим и осуществляться с помощью предусмотренного для этой цели тиристорного возбудителя.

Наличие неуправляемого выпрямителя в цепи ротора существенно изменяет свойства каскада по сравнению с рассмотренным каскадом с режимом МДП. Здесь частота и напряжение роторной цепи определяются скоростью ротора двигателя, его скольжением, поэтому синхронный режим работы исключен — каскад всегда работает в асинхронном режиме. Односторонняя проводимость цепи якоря ДП, обусловленная наличием вентилей, исключает возможность изменения направления потока энергии скольжения — машина ДП работает двигателем, СГ — генератором, т.е. поток энергии скольжения всегда направлен от ротора двигателя в сеть.

Выпрямитель B работает на противо-ЭДС двигателя ДП, которой можно задавать любые значения в диапазоне $0 - E_{\text{д.п.ном}}$, изменяя напряжение $U_{\text{в.д.п}}$ и ток возбуждения $I_{\text{в.д.п}}$ машины ДП. Следовательно, управление потоком мощности скольжения здесь осуществляется в цепи выпрямленного тока. При этом, как было отмечено в § 6.2, для получения механической характеристики каскада целесообразно использовать схему замещения, приведенную к цепи выпрямленного тока.

Для рассматриваемого каскада такая схема представлена на рис. 7.41. С ее помощью можно записать уравнение электрического равновесия:

$$E_{d0}s = E_{\text{д.п}} + \left(\frac{m x_{\text{д.в}} s}{2\pi} + 2R'_1 s + 2R_2 + R_{\text{я}} + R_{\text{р}} \right) I_d + 2(\Delta U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{щ}}), \quad (7.121)$$

где $E_{\text{д.п}}$ — ЭДС двигателя постоянного тока ДП; E_{d0} — среднее значение выпрямленного напряжения при $s = 1$ и $I_d = 0$; $\Delta U_{\text{в}}$

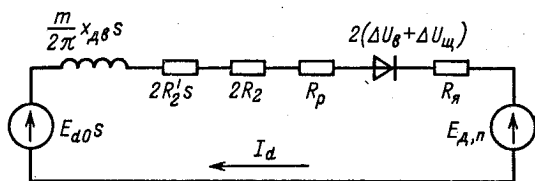


Рис. 7.41. Схема замещения цепи выпрямленного тока

и $\Delta U_{\text{ш}}$ — падение напряжения на одном вентиле и одной щетке на якоре двигателя ДП при протекании выпрямленного тока I_d ; $x_{\text{дв}} = x'_1 + x_2$ — реактивные сопротивления рассеяния АД, приведенные ко вторичной цепи; R'_1 — активное сопротивление статорной обмотки АД, приведенное к цепи ротора; R_2 — сопротивление фазы ротора АД; $m x_{\text{дв}} s / 2\pi$ — сопротивление, учитывающее падение напряжения, обусловленное процессами коммутации токов. На схеме оно условно изображено в виде реактивного сопротивления, так как не связано с поглощением энергии.

Из (7.121) определим выпрямленный ток ротора:

$$I_d = (E_{d0}s - E_{\Sigma}) / R_3(s), \quad (7.122)$$

где $E_{\Sigma} = E_{\text{д.п}} + 2(\Delta U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{ш}}) = f(I_{\text{в.д.п}})$ — суммарная противо-ЭДС в цепи постоянного тока с учетом падения напряжения на вентилях и щетках якоря двигателя; $R_3 = \frac{m x_{\text{д.в}} s}{2\pi} + 2R'_1 s + 2R_2 + R_p + R_r$; R_p — сопротивление реактора P .

Уравнение (7.122) показывает, что при $E_{\Sigma} \neq 0$ ток роторной цепи становится равным нулю при конечном значении $s = s_0$, соответствующем режиму идеального холостого хода привода:

$$s_0 = \frac{E_{\Sigma}}{E_{d0}} = \frac{E_{\text{д.п}} + 2(\Delta U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{ш}})}{E_{d0}}. \quad (7.123)$$

Следовательно, воздействием на цепь возбуждения ДП можно изменять скорость идеального холостого хода на искусственной характеристике:

$$\omega_{0\text{н}} = \omega_0 (1 - s_0) = \omega_0 \left[1 - \frac{k\Phi_{\text{д.п}}\omega_{\text{д.п}} + 2(\Delta U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{ш}})}{E_{d0}} \right]. \quad (7.124)$$

Из данного выражения следует, что при увеличении тока возбуждения $I_{\text{в.д.п}}$ поток $\Phi_{\text{д.п}}$ и ЭДС $E_{\text{д.п}}$ возрастают, что влечет за собой снижение скорости идеального холостого хода привода. При $\Phi_{\text{д.п}} = 0$ $\omega_{0\text{н}} < \omega_0$ из-за падения напряжения на вентилях и щетках, которое нелинейно зависит от тока и принимается здесь примерно постоянным. Получить в каскаде скорость идеального холостого хода, близкую ω_0 , можно путем изменения знака ЭДС $E_{\text{д.п}}$ и направления тока возбуждения $I_{\text{в.д.п}}$. При $E_{\text{мп}} = -2(\Delta U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{ш}})$ получим $\omega_{0\text{н}} = \omega_0$. При этом следует иметь в виду, что при изменении знака ЭДС $E_{\text{д.п}}$ и выполнении неравенства $|E_{\text{д.п}}| > 2(\Delta U_{\text{в}} + \Delta U_{\text{ш}})$ якорная цепь оказывается замкнутой вентилями B накоротко и ток якоря может быстро возрастать до опасных значений.

Электромагнитный момент двигателя можно определить по электромагнитной мощности P_3 , передаваемой роторной цепи:

$$M = \frac{P_3}{\omega_0} \approx \frac{E_{d0}I_d - (m\chi_{дв}/2\pi)I_d^2}{\omega_0}. \quad (7.125)$$

Здесь учтено, что падение напряжения, обусловленное коммутацией, имеет реактивный характер и не связано с потреблением энергии. Выражение (7.122) с учетом (7.123) можно представить в виде

$$I_d = \frac{E_{d0}(s - s_0)}{R_3}. \quad (7.126)$$

Подставив (7.126) в (7.125), получим

$$M = \frac{E_{d0}^2}{\omega_0} \frac{s - s_0}{R_3^2} \left[R_3 - \frac{m\chi_{дв}}{2\pi}(s - s_0) \right]. \quad (7.127)$$

В результате преобразований (7.127) можно представить в виде

$$M = \frac{E_{d0}^2}{\omega_0} \frac{R_{30}}{R_3^2} (s - s_0), \quad (7.128)$$

где $R_{30} = \frac{m\chi_{дв}}{2\pi}s_0 + 2R_1's + 2R_2 + R_я + R_p$.

Полученные уравнения механической характеристики электрического машинно-вентильного каскада справедливы для значения непрерывного тока I_d , при котором угол коммутации токов в выпрямителе не превосходит 120° . Практически это соответствует рабочему участку характеристики в пределах от $M = 0$ до $M = 0,8M_{к.с.}$, где $M_{к.с.}$ — критический момент асинхронного двигателя на естественной механической характеристике. Выразив в (7.128) скольжения через скорости и приняв приближенно $R_3 \approx R_{30}$, уравнение механической характеристики можно записать в линеаризованном виде:

$$M = \beta_n (\omega_{0н} - \omega), \quad (7.129)$$

где $\beta_n \approx E_{d0}^2/\omega_0^2 R_{30}$ — модуль жесткости статической механической характеристики каскада.

Так как R_{30} по мере снижения скорости увеличивается, жесткость статических характеристик каскада уменьшается с возрастанием $I_{в.д}$ и s_0 . Примерный вид механических характеристик в рассматриваемой схеме показан на рис. 7.40, б. При малых нагрузках возможен переход в режим прерывистых токов, при котором механические характеристики отклоняются от (7.128), как показано на рис. 7.40, б штриховыми линиями.

При независимой вентиляции в качестве критерия допустимой нагрузки могут быть приняты номинальные значения токов статора и ротора $I_{1\text{ном}}$ и $I_{2\text{ном}}$, при этом поток двигателя $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$ и $\cos \varphi_2 = \cos \varphi_{2\text{ном}}$. Соответственно допустимая нагрузка каскада $M_{\text{доп}} = k\Phi_{\text{ном}}I_{2\text{ном}} \cos \varphi_{2\text{ном}} = M_{\text{ном}} = \text{const}$.

Электрическим каскадам соответствует регулирование при постоянном моменте.

Как было отмечено, мощность преобразователя энергии скольжения в электрических каскадах пропорциональна максимальному скольжению двигателя при регулировании скорости. В рассматриваемом каскаде осуществляется однозонное регулирование и требуемая мощность преобразователя определяется соотношением

$$P_{\text{пр, ном}} = P_{\text{а, д, ном}} \frac{D - 1}{D}, \quad (7.130)$$

где $D = \omega_{\text{max}}/\omega_{\text{min}} \approx \omega_0/\omega_{\text{min}}$ — диапазон регулирования скорости.

Электромашинный преобразовательный агрегат и выпрямитель должны иметь номинальную мощность, определяемую (7.130). Невысокий КПД электромашинного преобразовательного агрегата несколько снижает энергетические показатели машинно-вентильного каскада. Угол коммутации выпрямителя вызывает дополнительный сдвиг по фазе между током ротора и напряжением сети, что увеличивает потребление реактивной мощности. Однако его важным преимуществом является возможность работы синхронного генератора с опережающим $\cos \varphi$ при соответствующем регулировании его тока возбуждения $I_{\text{в, г}}$. Эта возможность представляет особый интерес в мощных электроприводах, так как мощный синхронный генератор каскада может благотворно влиять на условия работы питающей сети, компенсируя отрицательное влияние на сеть широко используемых в последние годы на предприятиях тиристорных преобразователей.

Напротив, в электроприводах средней и малой мощности более целесообразно использование вентильных электрических каскадов. Схема асинхронно-вентильного каскада представлена на рис. 7.42. В ней вместо электромашинного преобразовательного агрегата предусмотрен нереверсивный тиристорный преобразователь $ТП$, работающий в инверторном режиме, причем для согласования напряжения сети и напряжения цепи ротора предусмотрен трансформатор $Тр$.

Выпрямленный ток в данной схеме определяется по формуле

$$I_d = (E_{d0} s + E_{\text{max}} \sin \alpha - \Sigma \Delta U_{\text{в}})/R_s, \quad (7.131)$$

где E_{max} — максимальная ЭДС тиристорного преобразователя; α — угол регулирования.

При работе каскада угол регулирования задается в пределах от 90° до 150° . При таких углах в режиме непрерывного тока преобразователь работает в инверторном режиме и его ЭДС в (7.131) отрицательна. Эквивалентное сопротивление при этом выражается так:

$$R_3 = \frac{m_b \chi_{дв} S}{2\pi} + \frac{m_n \chi_{тр}}{2\pi} + 2R'_1 s + 2R_2 + 2R_{тр} + R_p, \quad (7.132)$$

где m_b , m_n — число фаз выпрямления соответственно выпрямителя и инвертора; $\chi_{тр}$, $R_{тр}$ — индуктивное сопротивление рассеяния и активное сопротивление трансформатора.

Сравнивая (7.131) и (7.132) с (7.122), можно убедиться в их полной аналогии, поэтому механические характеристики асинхронно-вентильного каскада описываются соотношениями (7.127)–(7.129) и имеют вид, аналогичный характеристикам машинно-вентильного каскада (см. рис. 7.40, б).

Вентильный каскад успешно применяется в электроприводах небольшой мощности, при этом R_3 относительно возрастает и уменьшение жесткости механических характеристик при уменьшении скорости $\omega_{0и}$ проявляется более заметно, чем показано на рис. 7.40, б. Поэтому для получения требуемой точности регулирования используют автоматическое регулирование скорости каскада по отклонению, подавая сигнал ошибки на вход тиристорного преобразователя. Благодаря высокому коэффициенту усиления и быстрдействию тиристорного преобразователя в схеме обеспечиваются благоприятные условия регулирования.

Коэффициент полезного действия вентильного каскада выше, чем машинно-вентильного из-за малых потерь энергии в тиристорном преобразователе. В то же время коэффициент

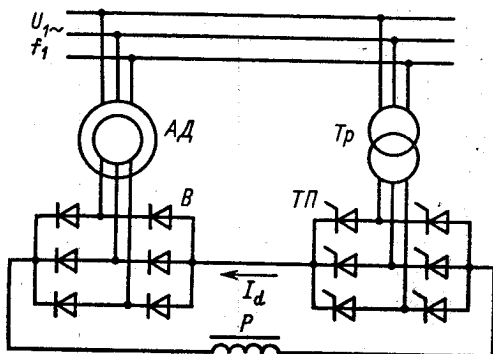


Рис. 7.42. Схема асинхронно-вентильного каскада

мощности электропривода дополнительно снижается сдвигом по фазе между током инвертора и напряжением сети и искажением формы тока.

В заключение рассмотрим особенности машинно-вентильного электромеханического каскада, схема которого приведена на рис. 7.43, а. Сравнивая эту схему со схемой на рис. 7.40, а, можно установить, что для электромеханического каскада применима схема замещения, приведенная на рис. 7.41. Соответственно формулы (7.21), (7.122) и (7.128), полученные для машинно-вентильного каскада, справедливы и для электромеханического каскада. Особенностью последнего является то, что энергия скольжения направляется не в сеть, а в виде механической энергии, вырабатываемой двигателем ДП, на вал агрегата АД—ДП. Следовательно, электромагнитный момент, развиваемый каскадом, определяется суммой моментов этих машин:

$$M_{\text{каскад}} = M_{\text{а,д}} + M_{\text{д,п}}$$

Электромагнитный момент асинхронного двигателя при этом определяется формулой (7.125). Электромагнитный момент двигателя постоянного тока

$$M_{\text{д,п}} = k\Phi_{\text{д,п}}I_d \quad (7.133)$$

Электродвижущая сила двигателя ДП

$$E_{\text{д,п}} = k\Phi_{\text{д,п}}\omega_0(1-s) \quad (7.134)$$

Если данное выражение $E_{\text{д,п}}$ подставить в (7.122) и приближенно принять $\Delta U_{\text{в}} = \Delta U_{\text{ш}} = 0$, получим

$$I_d = \frac{E_{\text{а,д}}s - k\Phi_{\text{д,п}}\omega_0(1-s)}{R_s} \quad (7.135)$$

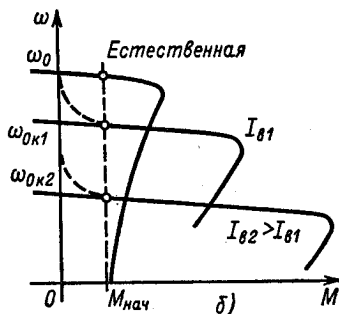
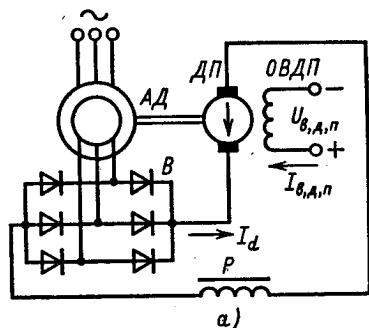


Рис. 7.43. Схема (а) и механические характеристики (б) электромеханического каскада

Из (7.135) при $I_d = 0$ можно определить скольжение, соответствующее скорости идеального холостого хода каскада:

$$s_0 = \frac{k\Phi_{д,п}\omega_0}{E_{d0} + k\Phi_{д,п}\omega_0}. \quad (7.136)$$

С учетом (7.136) выражение (7.135) может быть представлено в виде

$$I_d = \frac{(E_{d0} + k\Phi_{д,п}\omega_0)(s - s_0)}{R_3}. \quad (7.137)$$

Суммируя (7.125) и (7.133) в соответствии с (7.132), получаем

$$M_{\text{каска}} = \frac{I_d}{\omega_0} \left(E_{d0} - \frac{m\chi_{дв}}{2\pi} I_d + k\Phi_{д,п}\omega_0 \right). \quad (7.138)$$

Уравнение механической характеристики электромеханического каскада получается, если в (7.138) подставить (7.137):

$$M_{\text{каска}} = \frac{(E_{d0} + k\Phi_{д,п}\omega_0)^2}{\omega_0} \frac{R_{30}}{R_3^2} (s - s_0). \quad (7.139)$$

Уравнение (7.139) определяет нелинейные механические характеристики, вид которых представлен на рис. 7.43, б. Если приближенно принять $R_3 \approx R_{30} \approx \text{const}$ при данном s_0 , то уравнение (7.139) можно линеаризовать в пределах рабочего участка механических характеристик:

$$M = \beta_n (\omega_{0н} - \omega), \quad (7.140)$$

где $\omega_{0н} = \omega_0(1 - s_0)$; $\beta_n = (E_{d0} + k\Phi_{д,п}\omega_0)^2 / \omega_0^2 R_{30}$ — модуль жесткости искусственной механической характеристики электромеханического каскада.

Как и в схеме электрического каскада, увеличение тока возбуждения машины ДП приводит к увеличению скольжения s_0 и уменьшению скорости идеального холостого хода каскада $\omega_{0н}$. Однако с возрастанием нагрузки растет ток I_d и момент каскада увеличивается как из-за роста момента $M_{а,д}$, так и из-за увеличения момента двигателя постоянного тока $M_{д,п}$. Поэтому модуль жесткости β_n при снижении скорости в электромеханическом каскаде может возрастать, если увеличение ЭДС $E_{д,п}$ вызовет более существенный рост числителя в выражении β_n (7.140), чем рост R_{30} , обусловленный увеличением скольжения. При малых нагрузках и здесь возможен режим прерывистых токов, влияние которого на форму характеристик показано на рис. 7.43, б штриховыми линиями.

Оценим допустимую нагрузку при регулировании скорости в электромеханическом каскаде. Примем, что двигатель имеет независимую вентиляцию. Если пренебречь потерями, допустимую мощность нагрузки каскада можно представить в виде

$$\begin{aligned} P_{\text{каск, доп}} &= P_{\text{а, д, доп}} + P_{\text{д, п}} = M_{\text{а, д, ном}} \omega_0 (1 - s) + M_{\text{а, д, ном}} \omega_0 s = \\ &= M_{\text{а, д, ном}} \omega_0 = P_{\text{э, ном}} = \text{const}. \end{aligned}$$

Таким образом, электромеханический каскад обеспечивает регулирование скорости при постоянной мощности. Допустимый момент нагрузки каскада

$$M_{\text{каск, доп}} = P_{\text{э, ном}} / \omega$$

изменяется обратно пропорционально скорости, возрастая при ее снижении вследствие увеличения момента, развиваемого двигателем постоянного тока ДП. Максимальный момент ДП развивает при минимальной скорости:

$$M_{\text{д, п, ном}} = \frac{P_{\text{э, ном}} s_{\text{max}}}{\omega_{\text{min}}} = \frac{M_{\text{а, д, ном}} \omega_0}{\omega_{\text{min}}} \frac{\omega_0 - \omega_{\text{min}}}{\omega_0} = M_{\text{а, д, ном}} (D - 1), \quad (7.141)$$

где $D = \omega_{\text{max}} / \omega_{\text{min}} \approx \omega_0 / \omega_{\text{min}}$.

Известно, что габариты электрической машины определяются ее номинальным моментом. Соотношение (7.141) показывает, что требуемый момент двигателя постоянного тока в электромеханическом каскаде быстро возрастает при увеличении диапазона регулирования скорости и при $D > 2$ превышает номинальный момент асинхронного двигателя.

Пусть требуемый диапазон регулирования $D = 10$. В соответствии с (7.141) при этом потребуются двигатель с номинальным моментом, большим, чем у асинхронного двигателя, примерно в 9 раз.

Если отказаться от регулирования при $P = \text{const}$ и регулировать скорость при $M = M_{\text{а, д, ном}} = \text{const}$, можно существенно снизить требования к номинальному моменту двигателя постоянного тока. При такой нагрузке и минимальной скорости электромагнитная мощность $P_{\text{э}} = P_{\text{э, min}} = M_{\text{а, д, ном}} \omega_{\text{min}}$. Эта мощность создается на валу каскада моментом асинхронного двигателя $M_{\text{а, д}} = M_{\text{а, д, min}}$ и моментом двигателя постоянного тока $M_{\text{д, п}} = M_{\text{д, п, max}} = M_{\text{д, п, ном}}$:

$$M_{\text{а, д, ном}} \omega_{\text{min}} = M_{\text{а, д, ном}} \omega_{\text{min}} (1 - s_{\text{max}}) + M_{\text{а, д, ном}} \omega_{\text{min}} s_{\text{max}}$$

Следовательно, при регулировании с $M = \text{const}$

$$M_{\text{каска}} = M_{\text{а, д, ном}}(1 - s) + M_{\text{а, д, ном}}s = M_{\text{а, д, ном}}$$

Номинальный момент машины постоянного тока при этом

$$M_{\text{д, п, ном}} = M_{\text{а, д, ном}} \frac{\omega_0 - \omega_{\min}}{\omega_0} = M_{\text{а, д, ном}} \frac{D - 1}{D}$$

и при $D = 10$ составит $0,9 M_{\text{а, д, ном}}$. При номинальной скорости, равной номинальной скорости асинхронного двигателя требуемая мощность ДП определится аналогично определению мощности электрического каскада по соотношению (7.130).

Однако условия работы электромеханического каскада накладывают другие ограничения, которые затрудняют реализацию регулирования скорости в этом каскаде при $D > 2 \div 3$. Так, в рассмотренном примере при $D = 10$ при работе с минимальной скоростью ω_{\min} без нагрузки ЭДС двигателя ДП должна полностью уравнивать выпрямленное напряжение $E_{d0}s_{\max} = 0,9E_{d0}$. Для двигателей единой серии это напряжение составит в среднем 300 В и ЭДС двигателя ДП

$$E_{\text{д, п max}} = k\Phi_{\max}\omega_{\min} \geq 300 \text{ В.}$$

Необходимо выбрать серийный двигатель постоянного тока, для которого максимально допустимая скорость $\omega_{\text{д, п, доп}} = \omega_0$, а ЭДС $E_{\text{д, п max}} = 300 \text{ В}$ при $\omega_{\min} = 0,1\omega_0$. Предположим, что $\omega_{\text{д, п, доп}} = \omega_{\text{д, п, ном}} = 10\omega_{\min}$, тогда номинальное напряжение ДП должно быть не менее 3000 В. Большинство серийных двигателей имеет $U_{\text{ном}} \leq 440 \text{ В}$, и на напряжение выше 1000 В машины постоянного тока не выпускаются. Несколько облегчает задачу то, что максимально допустимая скорость для двигателей постоянного тока указывается чаще всего для режима ослабления поля и превышает номинальную в 1,5–2 раза. Но и с учетом этого можно заключить, что на серийных машинах реализовать электромеханический каскад с $D > 2 \div 3$ практически невозможно.

Специфика электромеханического каскада требует при его выборе строгого обоснования путем сравнения с электроприводом постоянного тока. Следует иметь в виду, что при $D > 2$ габаритная мощность ДП достаточна для приведения в движение механизма без асинхронного двигателя. При этом ослабление поля двигателя позволяет осуществлять экономичное регулирование скорости при $D = 1,5 \div 2$, а при использовании двигателей специальной серии, рассчитанных на глубокое ослабление поля, $D \leq 8$, что превышает возможности электромеханического каскада.

РЕГУЛИРОВАНИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

8.1. Общие сведения

Машины, рабочий орган которых для нормального течения технологического процесса должен либо на отдельных этапах работы, либо в каждый момент времени занимать в пространстве строго фиксированные положения, называются позиционными. К числу таких машин относятся все подъемно-транспортные машины, одноковшовые экскаваторы, ряд металлорежущих и деревообрабатывающих станков, манипуляторы и роботы различного назначения и другие аналогичные им машины и установки.

Рабочие органы перечисленных машин и установок перемещаются в пространстве с помощью нескольких взаимодействующих механизмов, обеспечивающих перемещения по отдельным координатам обслуживаемого пространства. Эти позиционные механизмы имеют, как правило, индивидуальные электрические приводы, управление которыми и обеспечивает требуемые пространственные перемещения рабочего органа.

При ручном управлении контроль текущего положения рабочего органа осуществляется визуально оператором, который, воздействуя на задание скоростей электроприводов отдельных механизмов, обеспечивает перемещение рабочего органа машины по требуемым траекториям или установку в фиксированные позиции в соответствии с технологическим процессом. При этом к электроприводу требование регулирования положения не предъявляется. Однако электропривод должен обеспечивать регулирование скорости и обладать благоприятными динамическими качествами, облегчающими условия регулирования положения оператором.

Автоматическое регулирование положения требует дискретного или непрерывного контроля фактических значений регулируемой координаты. Электроприводы, предназначенные для регулирования положения рабочего органа машины, называются *позиционными*.

В зависимости от конкретных требований возможны четыре следующих варианта автоматического регулирования положения: 1) точное позиционирование электропривода в заданных точках пути по дискретным сигналам путевых датчиков (точный останов электропривода); 2) непрерывное автоматическое регулирование положения по отклонению в целях осуществления дозированных перемещений; 3) непрерывное регулирование положения по отклонению по заданной программе (программно-управляемый позиционный электропривод); 4) непрерывное автоматическое регулирование положения по отклонению при произвольно изменяющемся сигнале задания (позиционный следящий электропривод).

Целью данной главы является изучение физических особенностей позиционных электроприводов, условий, обеспечивающих требуемую точность позиционирования при дискретном или непрерывном регулировании положения, а также получение первых представлений об осо-

бенностях следящего электропривода, свойства которого более полно изучаются в курсе «Системы управления электроприводами». В результате изучения материалов данной главы студенты должны знать, какие факторы влияют на точность позиционирования, и уметь обеспечивать требуемые точность и динамические показатели качества регулирования при различных способах позиционирования.

8.2. Точный останов электропривода

Рассмотрим задачу точного позиционирования рабочего органа механизма в заданных точках пути по сигналам путевых датчиков, или, как ее называют иначе, задачу автоматического точного останова электропривода. Эта задача сводится к автоматическому отключению двигателя и наложению механического тормоза в такой точке пути, из которой электропривод за время торможения, двигаясь по инерции, перемещается в заданную точку пути с требуемой точностью. Процесс останова, таким образом, начинается с поступления в схему управления электроприводом импульса путевого командоаппарата на отключение двигателя и наложение механического тормоза. Если принять, что отключение двигателя и наложение механического тормоза происходят одновременно и усилие тормоза возрастает до установленного значения скачком, то весь процесс точного останова можно разделить на два этапа.

Первый этап обусловлен наличием собственного времени срабатывания аппаратуры t_a в схеме управления электроприводом. Вследствие возникающего запаздывания в течение времени t_a двигатель не отключается от сети, и электропривод продолжает движение со скоростью $\omega_{нач}$, с которой он подошел к датчику точного останова, и проходит путь

$$\varphi' = \omega_{нач} t_a.$$

По истечении времени срабатывания аппаратуры двигатель отключается от сети, и накладывается механический тормоз. Наступает второй этап процесса останова, во время которого запасенная во всех движущихся массах системы кинетическая энергия расходуется на совершение работы по преодолению сил статического сопротивления движению на проходимом при этом пути φ'' :

$$J_{\Sigma} \omega_{нач}^2 / 2 = (M_c + M_T) \varphi'',$$

где M_T — момент механического тормоза.

Откуда

$$\varphi = \varphi' + \varphi'' = \omega_{\text{нач}} t_a + J_{\Sigma} \omega_{\text{нач}}^2 / 2 (M_c + M_T). \quad (8.1)$$

На первом этапе скорость $\omega = \omega_{\text{нач}} = \text{const}$, на втором она изменяется в зависимости от пути по закону

$$\omega = \sqrt{\omega_{\text{нач}}^2 - 2\varepsilon\varphi},$$

где $\varepsilon = (M_c + M_T) / J_{\Sigma}$ — ускорение электропривода на втором этапе.

Зависимость $\omega = f(\varphi)$ при установке датчика точного останова (ДТО) в точке $\varphi = 0$ и некоторой начальной скорости $\omega_{\text{нач}}$ показана на рис. 8.1 (кривая 1). Так как все параметры, определяющие по (8.1) путь, проходимый электроприводом в процессе точного останова, при работе электропривода не остаются постоянными, абсолютно точный останов невозможен. Так как после срабатывания ДТО движение системы является неуправляемым, наибольшая неточность останова зависит только от пределов изменения параметров, входящих в (8.1). Эти пределы можно характеризовать следующими выражениями, представляющими наибольшие и наименьшие значения соответствующих переменных и параметров:

$$\omega_{\text{нач}} = \omega_{\text{ср}} \pm \Delta\omega_{\text{max}}; t_a = t_{\text{ср}} \pm \Delta t_{\text{max}}; J_{\Sigma} = J_{\Sigma\text{ср}} \pm \Delta J_{\text{max}};$$

$$M_c = M_{c,\text{ср}} \pm \Delta M_{c,\text{max}}; M_T = M_{T,\text{ср}} \pm \Delta M_{T,\text{max}}; \varepsilon = \varepsilon_{\text{ср}} \pm \Delta\varepsilon_{\text{max}}, \quad (8.2)$$

где $\omega_{\text{ср}}$, $t_{\text{ср}}$, $J_{\Sigma\text{ср}}$, $M_{c,\text{ср}}$, $M_{T,\text{ср}}$ и $\varepsilon_{\text{ср}}$ — средние значения параметров; $\Delta\omega$, Δt , ΔJ , ΔM_c , ΔM_T и $\Delta\varepsilon_{\text{max}}$ — отклонения от средних значений параметров.

Пределы перемещения можно представить аналогично:

$$\varphi = \varphi_{\text{ср}} \pm \Delta\varphi_{\text{max}}, \quad (8.3)$$

где $\varphi_{\text{ср}}$ — средний путь при точном останове; $\Delta\varphi_{\text{max}}$ — максимальная ошибка позиционирования или максимальная неточность останова.

Как показано на рис. 8.1, ДТО должен устанавливаться на расстоянии $\varphi_3 = \varphi_{\text{ср}}$, там же кривые 2 и 3 дают представле-

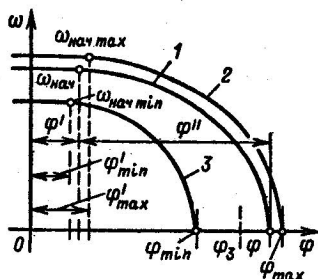


Рис. 8.1. Зависимости $\omega = f(\varphi)$ в процессе точного останова электропривода

ния о зависимостях $\omega = f(\varphi)$ при сочетаниях параметров, соответствующих наибольшей ошибке позиционирования.

С помощью (8.2) можно определить по (8.1) наибольший путь при точном останове

$$\varphi_{max} = (\omega_{cp} + \Delta\omega_{max})(t_{cp} + \Delta t_{max}) + \frac{(J_{\Sigma cp} + \Delta J_{max})(\omega_{cp} + \Delta\omega_{max})^2}{2(M_{дин, cp} - \Delta M_{дин max})} \quad (8.4)$$

и его наименьшее значение

$$\varphi_{min} = (\omega_{cp} - \Delta\omega_{max})(t_{cp} - \Delta t_{max}) + \frac{(J_{\Sigma cp} - \Delta J_{max})(\omega_{cp} - \Delta\omega_{max})^2}{2(M_{дин, cp} + \Delta M_{дин max})}, \quad (8.5)$$

причем в (8.4) и (8.5) обозначено $M_{дин, cp} = M_{с, cp} + M_{т, cp}$ и $\Delta M_{дин max} = \Delta M_{с max} + \Delta M_{т max}$. Эти выражения позволяют получить среднее значение пути, проходимого электроприводом в процессе точного останова:

$$\varphi_{cp} = \frac{\varphi_{max} + \varphi_{min}}{2} = \varphi'_{cp} + \varphi''_{cp} = \omega_{cp} t_{cp} \left(1 + \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} \frac{\Delta t_{max}}{t_{cp}} \right) + \frac{J_{\Sigma cp} \omega_{cp}^2}{2M_{дин, cp}} \frac{1 + 2 \frac{\Delta\varepsilon_{max}}{\varepsilon_{cp}} \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} + \left(\frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} \right)^2}{1 - (\Delta\varepsilon_{max}/\varepsilon_{cp})^2}. \quad (8.6)$$

Максимальная неточность останова

$$\Delta\varphi_{max} = \frac{\varphi_{max} - \varphi_{min}}{2} = \frac{\varphi'_{cp}}{1 + \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} \frac{\Delta t_{max}}{t_{cp}}} \times \left(\frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} + \frac{\Delta t_{max}}{t_{cp}} \right) + \varphi''_{cp} \frac{2 \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} + \frac{\Delta\varepsilon_{max}}{\varepsilon_{cp}} \left[1 + \left(\frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} \right)^2 \right]}{1 + 2 \frac{\Delta\varepsilon_{max}}{\varepsilon_{cp}} \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} + \left(\frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} \right)^2}. \quad (8.7)$$

Анализ (8.7) свидетельствует о том, что максимальная неточность останова тем больше, чем больше средний путь при останове и чем больше относительные отклонения всех факторов, от которых он зависит, от соответствующих средних значений. Так как относительные отклонения в (8.6) и (8.7) значительно меньше единицы, то можно пренебречь их произ-

ведениями и квадратами, при этом (8.7) можно с некоторым ущербом для точности представить в значительно более удобном для пользования виде:

$$\Delta\varphi_{max} = \omega_{cp} t_{cp} \left(\frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} + \frac{\Delta t_{max}}{t_{cp}} \right) + \frac{J_{\Sigma cp} \omega_{cp}^2}{2M_{дин. cp}} \times \left(2 \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{cp}} + \frac{\Delta M_{дин. max}}{M_{дин. cp}} + \frac{\Delta J_{\Sigma max}}{J_{\Sigma cp}} \right). \quad (8.8)$$

Выражение (8.8) показывает, что наиболее существенно ошибка позиционирования зависит от средней начальной скорости и от ее отклонений от среднего значения. Поэтому из (8.8) следует, что основным фактором, вызывающим неточность останова, являются изменения нагрузки электропривода, так как они непосредственно сказываются на значении динамического момента $M_{дин}$ и при данной жесткости механической характеристики электропривода определяют основное отклонение начальной скорости от среднего значения, обусловленное изменениями нагрузки, $\Delta\omega_{max} = \Delta M_c max / \beta$. Изменения нагрузки в большинстве случаев связаны с одновременным изменением суммарного приведенного момента инерции электропривода J_{Σ} . При данных пределах изменения статической нагрузки и известных t_{cp} и Δt_{max} основным средством уменьшения ошибки позиционирования является снижение средней скорости электропривода при подходе в ДТО и увеличение жесткости механической характеристики, соответствующей работе двигателя с этой пониженной скоростью. Для получения формулы, связывающей требуемую среднюю пониженную скорость и жесткость механической характеристики с допустимой неточностью останова, примем в (8.8) $\Delta\varphi_{max} = \Delta\varphi_{max доп}$, где $\Delta\varphi_{max доп}$ — допустимая ошибка позиционирования, определяемая технологическими требованиями к электроприводу. При этом получается квадратное уравнение

$$\omega_{cp}^2 + 2k_{11}\varepsilon_{cp}t_{cp}\omega_{cp} - 2k_{12}\varepsilon_{cp}\Delta\varphi_{max доп} = 0,$$

решение которого дает следующее выражение для допустимой средней остановочной скорости:

$$\omega_{cp} = \sqrt{k_{11}^2 \varepsilon_{cp}^2 t_{cp}^2 + 2k_{12} \varepsilon_{cp} \Delta\varphi_{max доп}} - k_{11} \varepsilon_{cp} t_{cp}, \quad (8.9)$$

где $k_{11} = \frac{\Delta\omega_{max}/\omega_{cp} + \Delta t_{max}/t_{cp}}{2\Delta\omega_{max}/\omega_{cp} + \Delta J_{max}/J_{\Sigma cp} + \Delta M_{дин max}/M_{дин. cp}}$;

$$k_{12} = \frac{k_{11}}{-\Delta\omega_{max}/\omega_{cp} + \Delta t_{max}/t_{cp}}$$

При заданной допустимой неточности останова $\Delta\varphi_{\max \text{ доп}}$ каждое значение жесткости механической характеристики и соответствующее этой жесткости значение $\Delta\omega_{\max}/\omega_{\text{ср}}$ определяют по выражению (8.9) требуемое значение средней остановочной скорости $\omega_{\text{ср}}$.

Задаваясь значениями $\Delta\omega_{\max}/\omega_{\text{ср}}$, можно получить пары значений $\omega_{\text{ср}}$ и $\Delta\omega/\omega_{\text{ср}} = \Delta M_{\text{с max}}/\beta\omega_{\text{ср}}$, которые определяют статические механические характеристики электропривода, обеспечивающие заданную точность позиционирования. Эти характеристики представлены на рис. 8.2.

Таким образом, рассматриваемый способ управления положением может обеспечить любую требуемую точность останова рабочего органа механизма в заданные позиции при правильном выборе средней остановочной скорости $\omega_{\text{ср}}$ и обеспечении высокой точности стабилизации этой скорости. Это означает, что требование автоматического точного останова электропривода определяет необходимый диапазон регулирования скорости электропривода $D = \omega_{\text{ном}}/\omega_{\text{ср}}$ при заданных пределах изменения нагрузки и других возмущающих факторов.

Важным достоинством рассматриваемого способа является простота реализации, однако при высоких требованиях к точности останова и большом диапазоне регулирования, требуемом для получения этой точности, процесс точного позиционирования может при определенных условиях недопустимо затягиваться и снижать производительность позиционного механизма.

Указанные условия определяются динамическими свойствами электропривода в процессе замедления электропривода от рабочей скорости $\omega_{\text{ср, ном}}$ до пониженной остановочной скорости $\omega_{\text{ср}}$.

На рис. 8.3 показаны зависимости $\omega = f(\varphi)$ при двух нагрузках электропривода $M_{\text{с}} = M_{\text{с max}}$ и $M_{\text{с}} = M_{\text{с min}}$, соответствующие как процессу точного останова, так и предшествующему процессу замедления.

Кривые построены в предположении, что при любой нагрузке процессы замедления протекают при неизменном тормозном моменте двигателя $M = M_{\text{max}} = \text{const}$. Тогда ускорение электропривода в этом процессе будет зависеть от нагрузки:

$$\varepsilon = - (M_{\text{max}} + M_{\text{с}})/J_{\Sigma},$$

причем наименьшей нагрузке на валу $M_{\text{с min}}$ соответствует и наименьшее по абсолютному значению ускорение. При $M_{\text{с}} = M_{\text{с min}}$ начальная рабочая скорость при ограниченной

жесткости механических характеристик электропривода максимальна: $\omega_p = \omega_{p \max}$, путь, проходимый электроприводом за время снижения скорости от $\omega_{p \max}$ до $\omega_{\text{нач} \max}$ при минимальном ускорении ϵ_{\min} , также имеет максимальное значение $\varphi_{\text{зам} \max}$. Датчик импульса замедления (ДИЗ), дающий команду на замедление, устанавливается от ДТО на расстоянии $1,1 \varphi_{\text{зам} \max}$, поэтому, как показано на рис. 8.3, при $M_c = M_{c \min}$ электропривод на пониженной скорости $\omega_{\text{нач} \max}$ проходит весьма небольшой отрезок пути и время дотягивания к ДТО невелико. При $M_c = M_{c \max}$, $\omega_p = \omega_{p \min}$ соответственно $\varphi_{\text{зам}} = \varphi_{\text{зам} \min} \ll 1,1 \varphi_{\text{зам} \max}$. Как следствие, большой отрезок пути $\Delta \varphi_{\text{зам}} = 1,1 \varphi_{\text{зам} \max} - \varphi_{\text{зам} \min}$ электропривод проходит на пониженной скорости $\omega_{\text{нач} \min}$, время дотягивания при $\omega_{\text{нач} \min} \ll \omega_{p \min}$ оказывается значительным и соизмеримым с общим временем, требующимся для перемещения механизма из исходного рабочего положения в заданное.

Рассматривая рис. 8.3, можно заключить, что время дотягивания при любых нагрузках может быть сведено к минимуму, если устранить статическую ошибку регулирования скорости и сформировать стабильную зависимость $\omega = f(t)$ в процессе замедления, инвариантную относительно нагрузки. Поэтому при большом диапазоне регулирования скорости, требуемом по условиям точного останова, возникает необходимость использования замкнутых систем регулирования скорости в системе УП-Д с достаточно высокими показателями качества и точности регулирования как в статических, так и в динамических режимах.

Однако даже при применении этой совершенной системы, с точки зрения регулирования положения, электропривод при

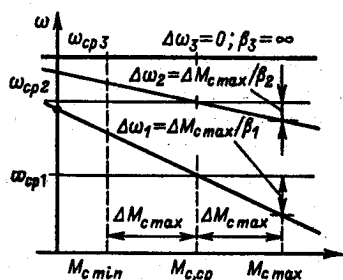


Рис. 8.2. Механические характеристики, обеспечивающие требуемую точность позиционирования

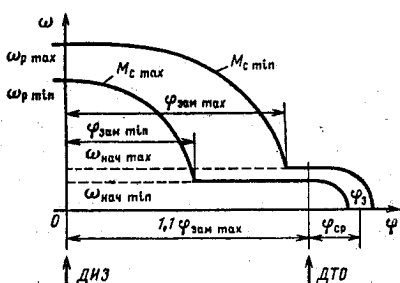


Рис. 8.3. Зависимости $\omega = f(\varphi)$ в процессе замедления до пониженной скорости и точного останова электропривода

рассмотренном способе точного позиционирования ведет себя как разомкнутая система, в которой изменения всех факторов, влияющих на путь, проходимый при точном останове, непосредственно сказываются на достигаемой точности, а небольшая нестабильность кривой изменения скорости при замедлении может существенно уменьшать быстродействие. Поэтому в наиболее сложных случаях электроприводы позиционных механизмов по системе УП—Д включаются в замкнутую систему автоматического регулирования положения по отклонению.

8.3. Автоматическое регулирование положения по отклонению

Автоматическое регулирование положения требует измерения углового или линейного перемещения рабочего органа механизма и использования устройств, задающих эти перемещения.

В простейшем варианте автоматическое регулирование положения предусматривается лишь на участках движения в районе заданных рабочих позиций, а на основной части пути перемещения от позиции к позиции система по выходной координате разомкнута. Этот вариант позволяет использовать индуктивные датчики ошибки позиционирования, вырабатывающие сигнал, пропорциональный отклонению рабочего органа от заданного положения. Датчики подключаются в зоне точного останова. Они обеспечивают автоматическое регулирование положения по отклонению от заданной точки пути с требуемой точностью.

При необходимости обработки дозированных перемещений, задаваемых на входе системы скачком, или при осуществлении программного управления перемещением рабочего органа механизма необходим постоянный контроль текущего положения, осуществляемый датчиками углового или линейного перемещения непрерывного или дискретного действия.

В данной главе ограничимся рассмотрением электроприводов постоянного тока, механическая часть которых с удовлетворительной точностью может быть представлена жестким механическим звеном, приведенным к валу двигателя. Для электроприводов позиционных механизмов кроме регулирования положения обычно требуются регулирование скорости и ограничение тока якоря в переходных процессах допустимым значением $I_{я} = I_{стоп}$. Поэтому в качестве объекта регулирования положения примем однократноинтегрирующую систему регулирования скорости в системе ТП—Д с подчиненным контуром регулирования тока. Дополнив ее инте-

грированием скорости ω для получения перемещения φ , введя обратную связь по положению с коэффициентом усиления $k_{o,n}$ и включив на вход регулятор положения, получим трехконтурную систему регулирования положения, структурная схема которой приведена на рис. 8.4.

Осуществим оптимизацию контура регулирования положения методом последовательной коррекции, определив необходимую для этой цели передаточную функцию регулятора положения. В соответствии с рис. 8.4 объект регулирования положения в данном случае имеет следующую передаточную функцию:

$$W_{o,p,n} = W_{зам,c} \frac{1}{p} = \frac{1/k_{o,c}}{a_c a_T T_{\mu} p + 1} \frac{1}{p}. \quad (8.10)$$

Для получения передаточной функции разомкнутого контура регулирования положения вида

$$W_{раз,n} = \frac{1/k_{o,n}}{a_n a_c a_T T_{\mu} p (a_c a_T T_{\mu} p + 1)}$$

регулятор положения должен иметь передаточную функцию

$$W_{p,n} = \frac{k_{o,c}}{k_{o,n} a_n a_c a_T T_{\mu}} = k_{p,n,o}. \quad (8.11)$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования положения

$$W_{зам,n} = \frac{1/k_{o,n}}{a_n a_c a_T T_{\mu} p (a_c a_T T_{\mu} p + 1) + 1}. \quad (8.12)$$

Проведем качественный анализ работы синтезированной системы регулирования положения при различных условиях. Сначала будем полагать, что система автоматического регулирования положения замыкается при подходе к зоне точного

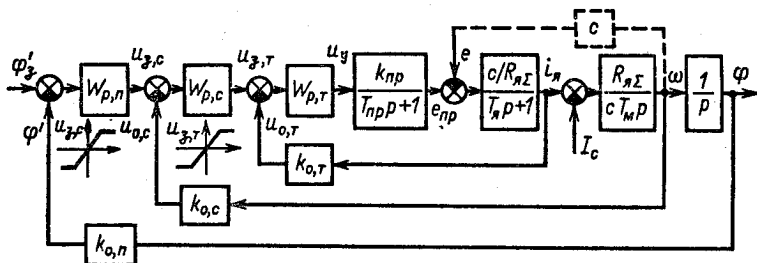


Рис. 8.4. Структурная схема системы автоматического регулирования положения

останова электропривода в целях увеличения точности позиционирования. В момент замыкания системы электропривод движется с начальной установившейся скоростью $\omega_{нач}$ и датчик положения выдает сигнал ошибки $\Delta\varphi'_{нач}$, равный расстоянию от начальной точки до заданной позиции φ'_3 . При настройке контура на критическое демпфирование ($a_n = 4$) и отсутствии статической нагрузки ($M_c = 0$) переходный процесс точного позиционирования будет иметь характер, показанный на рис. 8.5, а. На этом рисунке приведены зависимости $\Delta\varphi$, ω и $i_a = f(t)$, соответствующие сформулированным начальным условиям. Для анализа этих зависимостей обратим внимание на то, что выходное напряжение регулятора положения в данной схеме представляет собой сигнал задания скорости

$$k_{p,n}\Delta\varphi' = U_{3,c} = k_{o,c}\omega_3. \quad (8.13)$$

С помощью (8.13) можно определить задаваемый на входе контура регулирования скорости темп замедления в процессе отработки сигнала ошибки $\Delta\varphi'$:

$$\frac{d\omega_3}{dt} = \frac{k_{p,n}}{k_{o,c}} \frac{d}{dt} (\varphi'_3 - \varphi') = \frac{k_{p,n}k_{o,n}}{k_{o,c}} \omega. \quad (8.14)$$

Таким образом, задаваемое регулятором положения максимальное ускорение электропривода в процессе замедления тем больше, чем больше начальная скорость $\omega_{нач}$. Так как $\omega_{нач} \approx \omega_{3,нач}$, то из (8.13) следует, что при данном коэффициенте усиления $k_{p,n}$, определяемом (8.11), максимальное ускорение в процессе замедления возрастает с возрастанием обрабатываемого перемещения $\Delta\varphi'_{нач}$.

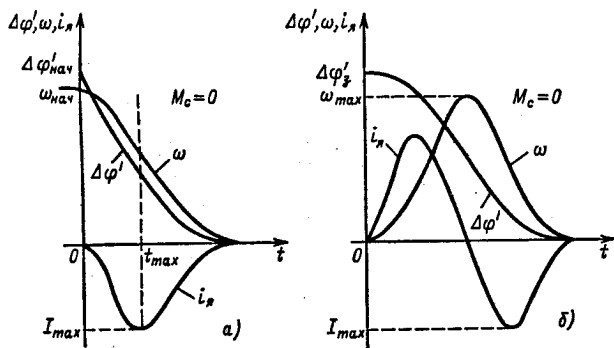


Рис. 8.5. Процессы точного позиционирования в замкнутой системе регулирования положения

Соответственно возрастает и максимальный ток якоря I_{max} , который в соответствии с уравнением движения равен:

$$I_{max} = \frac{1}{c} \left[J_{\Sigma} \left(\frac{d\omega}{dt} \right)_{max} + M_c \right]. \quad (8.15)$$

До тех пор пока задаваемое перемещение при замыкании системы невелико и $I_{max} < I_{стоп}$, система остается линейной, обеспечивая требуемое качество регулирования. Если $\Delta\phi'_{нач}$ и соответственно $\omega_{з,нач}$ и $\omega_{нач}$ настолько велики, что $I_{max} > I_{стоп}$, регулятор скорости переходит на насыщенный участок своей характеристики, выдавая $U_{з,т} = U_{з,т max} = k_{о,т} I_{стоп} = const$, система регулирования положения размыкается, и идет процесс замедления с $i_{я} \approx I_{стоп} = const$. Так как ускорение, соответствующее стопорному моменту, меньше задаваемого, накапливается дополнительная ошибка регулирования положения, которая в конце процесса обрабатывается с перерегулированием.

Из изложенного следует, что оптимизированный контур регулирования положения ($k_{р,п} = k_{р,п,о}$) требует ограничения обрабатываемого перемещения и ограничения начальной скорости в момент замыкания системы допустимыми значениями, при которых ток якоря в процессе замедления не достигает стопорного значения. Определим с помощью (8.14) и (8.15) допустимое значение скорости электропривода в момент максимума тока якоря $t_{max} (d\omega_3/dt = -\varepsilon_{т max})$:

$$\omega_{max доп} = \frac{k_{о,с} \varepsilon_{т max}}{k_{р,п,о} k_{о,п}} = \frac{k_{о,с}}{k_{р,п,о} k_{о,п}} \frac{c I_{стоп} + M_c}{\beta_c T_m}. \quad (8.16)$$

Кроме того, если примем время нарастания тока до максимума $t_{max} \approx 2a_t T_{\mu}$, получим

$$\omega_{max доп} = \omega_{нач, доп} - \varepsilon_{т max} t_{max} / 2 = \omega_{нач, доп} - a_t \varepsilon_{т max} T_{\mu}. \quad (8.17)$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} \omega_{нач, доп} &= \frac{k_{о,с}}{k_{р,п,о} k_{о,п}} \frac{c I_{стоп} + M_c}{\beta_c T_m} \left(1 + \frac{k_{р,п,о} k_{о,п} a_t T_{\mu}}{k_{о,с}} \right) = \\ &= \frac{a_{п} a_c a_t T_{\mu}}{\beta_c T_m} (c I_{стоп} + M_c) \left(1 + \frac{1}{a_{п} a_c} \right). \end{aligned} \quad (8.18)$$

Таким образом, и при использовании для увеличения точности позиционирования автоматического регулирования положения в зоне точного останова для нормального функционирования системы необходимо снижать скорость при подходе к этой зоне до значения, определяемого (8.18). Из (8.18) следует, что тормозной момент нагрузки увеличивает допустимое зна-

чение начальной скорости, поэтому, если нагрузка изменяется в широких пределах, эту скорость нужно определять по минимальному значению M_c .

Аналогичные условия складываются и в тех случаях, когда система регулирования положения предусматривается для отработки различных дозированных перемещений, задаваемых на входе системы. В этом случае цикл перемещения начинается при нулевых начальных условиях и, как показано на рис. 8.5, б, состоит из участка ускорения электропривода до скорости ω_{max} и участка замедления его с остановом в заданной точке пути. Чем больше заданное перемещение $\Delta\phi_3$, тем больше максимум тока при пуске, тем больше максимум скорости ω_{max} и тем больше максимальный ток в процессе замедления I_{max} . Поэтому и здесь оптимальные динамические свойства системы регулирования положения сохраняются только в пределах тех задаваемых перемещений $\Delta\phi_3$, при которых в процессах замедления она остается линейной ($I_{max} < I_{стоп}$). При этом ω_{max} оказывается значительно меньше номинальной рабочей скорости $\omega_{ном}$, следовательно, ограничить $u_{3,c}$ значением $k_{o,c}\omega_{max}$ в данном случае нельзя.

Избежать дополнительного перерегулирования при торможении с максимальной рабочей скорости ω_{pmax} можно, подобрав такой коэффициент усиления регулятора положения, при котором в момент перехода на торможение в соответствии с (8.13) задается номинальная рабочая скорость электропривода при рассогласовании, равном максимальному пути торможения со скорости $\omega_{ном}$ при $|\varepsilon| = \varepsilon_{Tmax} = const$:

$$\Delta\phi'_{Tmax}/k_{o,p} = \omega_{ном}^2/2\varepsilon_{Tmax}. \quad (8.19)$$

Подставив (8.19) в (8.13), разрешим полученное уравнение относительно $k_{p,p} = k_{p,п1}$:

$$k_{p,п1} = 2k_{o,c}\varepsilon_{Tmax}/k_{o,p}\omega_{ном}. \quad (8.20)$$

Выбор коэффициента усиления регулятора положения по условию (8.20) позволяет получить удовлетворительное качество регулирования при задании перемещений, которым соответствует начальная скорость при торможении, равная $\omega_{ном}$. Однако при отработке перемещений, при которых начальная скорость при торможении оказывается меньше $\omega_{ном}$, процессы торможения сопровождаются дотягиванием, причем их длительность остается такой же, как и при отработке больших перемещений. В связи с этим для подобных электроприводов используют регулятор положения с параболической характеристикой.

Целесообразность такого решения можно обнаружить, анализируя (8.14). По-видимому, дополнительные ошибки при ограничении тока не накапливались бы в том случае, если бы задаваемый регулятором положение темп торможения $d\omega_3/dt$ был равен максимальному ускорению ε_{Tmax} и оставался постоянным на всем участке торможения с $I_{я} \approx I_{стоп}$. В соответствии с (8.14) это возможно, если коэффициент усиления регулятора положения $k_{p,п}$ изменялся бы обратно пропорционально ω :

$$k_{p,п} = k_{o,c} \varepsilon_{Tmax} / k_{o,п} \omega. \quad (8.21)$$

В процессе замедления с постоянным ускорением ε_{Tmax} скорость ω связана с рассогласованием аналогично (8.19):

$$\Delta\varphi' / k_{o,п} \approx \omega^2 / 2\varepsilon_{Tmax}. \quad (8.22)$$

Определив из (8.22) ω и подставив это выражение в (8.21), получим

$$k_{p,п} = k_{o,c} \varepsilon_{Tmax} \sqrt{2\varepsilon_{Tmax} \Delta\varphi' / k_{o,п}}. \quad (8.23)$$

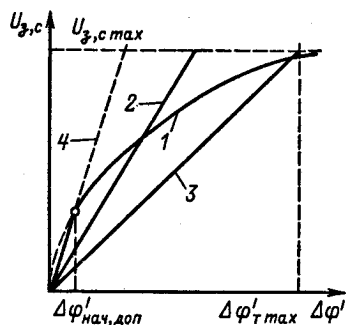
Выходное напряжение регулятора положения $U_{3,c}$ с входным сигналом рассогласования $\Delta\varphi'$ должно быть связано соотношением

$$U_{3,c} = k_{o,c} \omega_3 \approx k_{oc} \sqrt{\frac{2\varepsilon_{Tmax} \Delta\varphi'}{k_{o,п}}} = k \sqrt{\Delta\varphi'}. \quad (8.24)$$

Зависимость $U_{3,c} = f(\Delta\varphi')$, соответствующая (8.24) представлена на рис. 8.6 (кривая 1). При $\Delta\varphi' = \Delta\varphi'_{Tmax}$ коэффициент $k_{p,п}$ имеет значение

$$k_{p,пmin} = \frac{k_{o,c} \varepsilon_{Tmax}}{k_{o,п} \omega_{ном}} \quad (8.25)$$

в 2 раза меньше, чем при линейном регуляторе с коэффициентом усиления $k_{p,п1}$ (8.20).



На рис. 8.6 показаны характеристики регулятора, соответствующие (8.20) — прямая 2 и (8.25) — прямая 3, причем показано ограничение заданного значения скорости $U_{3,cmax} = k_{o,c} \omega_{ном}$.

Рис. 8.6. Характеристики регулятора положения

Уменьшение $\Delta\varphi'$ в соответствии с (8.23) приводит к увеличению коэффициента регулятора вплоть до оптимального значения, определяемого (8.11). Это значение имеет место при $\Delta\varphi' = \Delta\varphi'_{\text{нач, доп}}$ и ему соответствует характеристика 4 на рис. 8.6. В этом можно убедиться, подставив в (8.21) значения $\omega = \omega_{\text{max доп}}$ из (8.16). При дальнейшем уменьшении $\Delta\varphi' < \Delta\varphi'_{\text{нач, доп}}$ увеличение $k_{p, n}$ по (8.23) привело бы к увеличению колебательности. Поэтому нелинейная зависимость $U_{3, c} = f(\Delta\varphi')$ имеет вид жирной кривой 1, которая при $\Delta\varphi' < \Delta\varphi'_{\text{нач, доп}}$ совпадает с прямой 4, при $\Delta\varphi'_{\text{нач, доп}} < \Delta\varphi' < \Delta\varphi'_{\text{т max}}$ определяется (8.23), при $\Delta\varphi' > \Delta\varphi'_{\text{т max}}$ ограничена значением $U_{3, c \text{ max}} = \text{const}$.

Для рассмотренных систем основным требованием, предъявляемым к электроприводу в отношении точности регулирования, является требование ограничения статической ошибки позиционирования заданным допустимым значением. В связи с наличием интегральной составляющей передаточной функции регулятора тока в установившемся режиме напряжение на его входе равно нулю:

$$k_{p, n} k_{p, c} \Delta\varphi'_c - k_{o, \tau} I_c = 0. \quad (8.26)$$

Следовательно, статическая ошибка позиционирования

$$\Delta\varphi'_c = \frac{k_{o, \tau} I_c}{k_{p, n} k_{p, c}} = \frac{k_{o, \tau} M_c}{k_{p, n} k_{p, c} c}. \quad (8.27)$$

Подставив в (8.26) выражения $k_{p, c}$ из (7.39) и $k_{p, n} = k_{p, n, o}$ из (8.11), получим статическую ошибку в оптимизированной системе

$$\Delta\varphi'_{c, o} = \frac{k_{o, n} a_n a_{\tau}^2 a_c^2 T_{\mu}^2 R_{\Sigma}}{c^2 T_m} M_c. \quad (8.28)$$

Если коэффициент усиления регулятора $k_{p, n} = k_{p, n1}$ (8.20), ошибка позиционирования возрастает во столько раз, во сколько $k_{p, n1}$ меньше $k_{p, n, o}$ (рис. 8.6):

$$\Delta\varphi'_{c1} = \Delta\varphi'_{c, o} \omega_{\text{ном}} / 2\omega_{\text{max доп}}. \quad (8.29)$$

Необходимость использования регулятора положения с нелинейной характеристикой может быть исключена при любых помещениях путем задания на входе системы требуемого закона $\varphi'_3 = f(t)$, при отработке которого система остается во всех режимах линейной. Для подобных систем автоматического программного регулирования положения характерны более высокие требования к динамической точности регу-

лирования, которые аналогичны требованиям к следящему электроприводу, особенности которого кратко рассмотрены ниже.

8.4. Понятие о следящем электроприводе

Основное отличие следящего электропривода от систем точного позиционирования состоит в постановке задачи регулирования: обеспечение следования (слежения) положения исполнительного органа механизма φ' за изменяющимся по произвольному закону положением задающего органа φ'_3 с ошибкой, во всех режимах работы не превышающей допустимого значения. Поэтому рассмотренная выше трехконтурная система регулирования положения представляет собой следящий электропривод в тех случаях, когда замыкание электропривода, например по углу поворота исполнительной оси установки, имеет целью воспроизведение произвольно меняющегося угла поворота задающей оси, т. е. слежение исполнительной оси за движением задающей оси, с заданной точностью. При этом отработка заданного скачком угла поворота, т. е. рассмотренная выше отработка дозированных перемещений, является частным режимом работы следящего электропривода.

Воспроизведение с высокой точностью произвольных законов движения, задаваемых перемещением задающей оси $\varphi'_3(t)$, является одной из наиболее сложных задач автоматизированного электропривода. Произвольность движения задающей оси определяет исключительное многообразие условий работы электропривода, при котором проявляется влияние существенных нелинейностей системы, таких, как сухое трение при движении с малой знакопеременной скоростью, кинематические зазоры при движении со знакопеременным моментом двигателя и т. п. Высокие требования к точности воспроизведения угла поворота задающей оси требуют особо тщательного синтеза динамических качеств электромеханической системы, причем их удовлетворение сильно осложняется отмеченным ранее влиянием нелинейностей и наличием в системе упругих механических связей.

Ограничимся анализом динамической точности следящего электропривода с линейными жесткими механическими связями. Для этого получим изображение ошибки в трехконтурной системе, структурная схема которой показана на рис. 8.4, с помощью общей формулы ошибки (5.19):

$$\Delta\varphi(p) = \frac{\varphi_3(p) + M_c(p)W'_{o,p,n}(p)}{1 + W_{paz,n}(p)}, \quad (8.30)$$

где $W'_{o,p,n}$ — передаточная функция объекта регулирования положения по возмущению $M_c(p)$.

Для определения этой передаточной функции представим структурную схему рис. 8.4 в виде, показанном на рис. 8.7, пренебрегая внутренней связью по ЭДС и принимая $k_{o,n} = 1$. На основании этой схемы можно записать

$$W'_{o,p,n} = \frac{\varphi(p)}{-M_c(p)} = \frac{k_{o,r}(a_r T_{\mu} p + 1)}{c W_{p,c}} W_{\text{зам},c} \frac{1}{p} = \frac{k_{o,r}(a_r T_{\mu} p + 1)}{c W_{p,c}} \times \\ \times \frac{1/k_{o,c}}{a_c a_r T_{\mu} p (a_r T_{\mu} p + 1) + 1} \frac{1}{p}. \quad (8.31)$$

Подставляем (8.31) в (8.30), выражаем $W_{p,c}$ с помощью (7.39) и учитываем, что при $k_{o,n} = 1$ $\varphi'_3 = \varphi_3$. В результате преобразований получаем

$$\Delta\varphi(p) = \frac{\varphi_3(p) a_n a_c a_r T_{\mu} p [a_c a_r T_{\mu} p (a_r T_{\mu} p + 1) + 1] + \\ + \frac{M_c(p) a_n a_c^2 a_r^2 T_{\mu}^2 (a_r T_{\mu} p + 1)}{\beta_c T_M}}{a_n a_c a_r T_{\mu} p [a_c a_r T_{\mu} p (a_r T_{\mu} p + 1) + 1] + 1}. \quad (8.32)$$

Рассматривая (8.32), можно установить, что статическая ошибка системы определяется только действием постоянной нагрузки M_c и не зависит от задающего сигнала. Статическая ошибка определяется формулой (8.27), которая вытекает из (8.32) при $p = 0$ и которая была уже получена из физических представлений.

Важной оценкой динамической точности следящего электропривода является установившаяся ошибка в режиме отработки линейного нарастания задающего сигнала $\varphi_3(t) = \omega_3 t \equiv \omega_3/p$, которую нетрудно определить, подставив это изображение

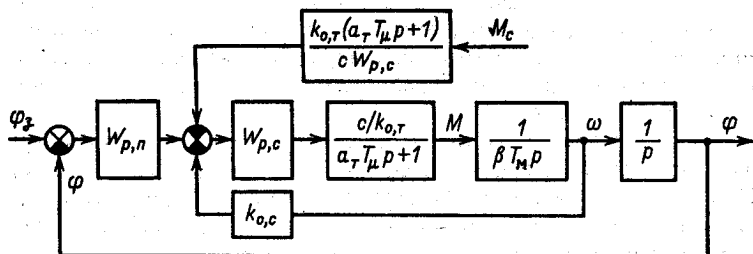


Рис. 8.7. Преобразованная структурная схема трехконтурной системы следящего электропривода

задающего сигнала в (8.32):

$$\Delta\varphi_{\Sigma_{max1}} = \omega_3 a_n a_c a_T T_{\mu} + \frac{M_c a_n a_c^2 a_T^2 T_{\mu}^2}{\beta_c T_M}. \quad (8.33)$$

Рассматриваемый режим есть режим движения следящего электропривода с постоянной скоростью ω_3 , задаваемой вращением задающей оси. Полученное выражение (8.23) свидетельствует о том, что в этом режиме ошибка складывается из двух составляющих. Первая составляющая называется скоростной ошибкой $\Delta\varphi_{max(1)}$, которая пропорциональна скорости и зависит только от некомпенсируемой постоянной контура регулирования положения $T_{\mu n} = a_c a_T T_{\mu}$ и от соотношения постоянных этого контура a_n :

$$\Delta\varphi_{max1} = a_n T_{\mu n} \omega_3. \quad (8.34)$$

Вторая составляющая представляет собой статическую ошибку $\Delta\varphi_c$ и при данной нагрузке $M_c = \text{const}$ зависит от тех же факторов и от модуля статической жесткости в двухконтурной статической системе регулирования скорости $\beta_{3,c}$:

$$\Delta\varphi_c = \frac{a_n T_{\mu,n}}{\beta_{3,c}} M_c. \quad (8.35)$$

Передаточную функцию разомкнутой системы при $k_{0,n} = 1$ можно представить в виде

$$W_{\text{раз,п}} \approx \frac{k_y}{p(a_c a_T T_{\mu} p + 1)}, \quad (8.36)$$

где $k_y = 1/a_n T_{\mu n}$ — коэффициент усиления разомкнутого контура регулирования положения.

Учитывая (8.36), выражение скоростной ошибки (8.34) можно записать в более общем виде:

$$\Delta\varphi_{max(1)} = \omega_3 / k_y = \omega / k_y. \quad (8.37)$$

Соответственно выражение статической ошибки (8.35) имеет вид

$$\Delta\varphi_c = M_c / k_y \beta_{3,c}. \quad (8.38)$$

Следовательно, при данной скорости заводки ω_3 уменьшение скоростной ошибки обеспечивается только увеличением коэффициента усиления разомкнутой системы k_y , т. е. в данном случае выбором наименьших допустимых по критерию качества регулирования коэффициентов a_n , a_c и a_T при данной сумме некомпенсируемых постоянных T_{μ} в контуре регулирования тока. Статическая ошибка зависит как от коэффи-

циента усиления контура регулирования положения, так и от жесткости статических механических характеристик системы при разомкнутой связи по положению. В рассматриваемой системе, оптимизированной методом последовательной коррекции, жесткость $\beta_{3,c}$ зависит от отношения $\beta_c T_M / a_c a_T T_M$, поэтому уменьшение a_n , a_c и a_T снижает статическую ошибку вследствие возрастания коэффициента усиления и увеличения жесткости $\beta_{3,c}$. В соответствии с (8.38) статическая ошибка может быть полностью устранена при использовании двукратноинтегрирующего контура регулирования скорости при ПИ-регуляторе скорости.

Обратим внимание на то, что если момент нагрузки M_c содержит составляющую вязкого трения $\beta_{v,T}\omega$, то статическая ошибка в установившемся режиме движения с постоянной скоростью заводки в соответствии с (8.38) будет содержать составляющую, пропорциональную скорости и увеличивающую скоростную ошибку на значение, равное:

$$\Delta\varphi_{v,Tmax} = \beta_{v,T}\omega/k_y\beta_{3,c}$$

Динамические ошибки в неустановившихся режимах движения могут дополнительно увеличиваться из-за переходных составляющих. Так, при уменьшении a_n , a_c и a_T колебательность системы увеличивается, переходные составляющие ошибки могут возрастать, в то время как установившаяся динамическая ошибка (8.33) при этом уменьшается. Поэтому выбор a_n , a_c и a_T должен обеспечить минимум полной динамической ошибки во всех режимах.

Для того чтобы при произвольном входном сигнале иметь возможность конкретизировать требования к динамической точности, задают максимальные расчетные значения первой и второй производных входного сигнала ω_{max} и $\varepsilon_{max} = (d\omega_3/dt)$. Для расчетных режимов заводки с постоянной скоростью $\omega_3 = \text{const}$ и с линейно возрастающей скоростью $\omega_3 = \varepsilon_3 t$ вводятся понятия добротности по скорости

$$k_\omega = \omega_{max}/\Delta\varphi_{max\text{ доп}} \quad (8.39)$$

и добротности по ускорению

$$k_\varepsilon = \varepsilon_{max}/\Delta\varphi_{max\text{ доп}} \quad (8.40)$$

где $\Delta\varphi_{max\text{ доп}}$ — допустимая ошибка слежения.

Эти параметры позволяют построить граничную ЛАЧХ в области низких частот, которая обеспечивает в этой области значения динамических коэффициентов усиления $L(\Omega)$, достаточные для ограничения ошибки допустимым значением для гармонического входного сигнала $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{max} \sin \Omega t$ при условии

$\omega \leq \omega_{max}$ и $\varepsilon \leq \varepsilon_{max}$. Построение этой ЛАЧХ, как показано на рис. 8.8, сводится к построению прямой 1 с наклоном -20 дБ/дек, пересекающей ось абсцисс в точке $\Omega = k_\omega$, и прямой 2, пересекающей ту же ось в точке $\Omega = \Omega_s = \sqrt{k_\varepsilon}$. Для обеспечения требуемой динамической точности слежения ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования положения не должна заходить в область, граница которой отмечена на рис. 8.8 штриховкой.

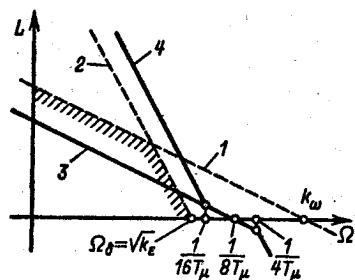
Рассмотренная трехконтурная система следящего электропривода настроена на точную компенсацию постоянных, и ее ЛАЧХ (прямая 3) в низко- и среднечастотной областях имеет наклон -20 дБ/дек, как и прямая 1. Очевидно, эта настройка может обеспечить требуемую точность регулирования, если заданная добротность по скорости k_ω меньше частоты среза системы или равна ей:

$$k_\omega \leq 1/a_n T_{\mu n} = 1/a_n a_c a_r T_\mu. \quad (8.41)$$

При настройке всех контуров на технический оптимум $a_n = a_c = a_r = 2$ и $T_\mu = 0,01$ с заданное значение k_ω не должно превышать 12,5. На практике требуются коэффициенты добротности по скорости на порядок большие, поэтому рассмотренная система в применении к следящему электроприводу обладает ограниченными возможностями.

Вид граничной по условиям точности регулирования ЛАЧХ (отмеченной на рис. 8.8 штриховкой) свидетельствует о целесообразности использования контура регулирования, настроенного на симметричный оптимум. Пусть при заданной добротности по скорости k_ω и ускорению k_ε ЛАЧХ трехконтурной системы с П-регулятором положения имеет вид, показанный на рис. 8.8 ломаной 3. Заменяв П-регулятор положения ПИ-регулятором и подобрав параметры по симметричному оптимуму, получим

$$W_{раз,п} = \frac{1 + 16T_\mu p}{16T_\mu p} \frac{1}{8T_\mu p(4T_\mu p + 1)}. \quad (8.42)$$



Передаточной функции (8.42) соответствует ЛАЧХ с частотой среза $\Omega_c = 1/8 T_\mu$ и низкочастотной асимптотой, имеющей наклон -40 дБ/дек (прямая 4 на рис. 8.8). Сравнивая прямые 3

Рис. 8.8. Варианты ЛАЧХ следящего электропривода

и 4, можно убедиться, что использование симметричного оптимума может обеспечивать выполнение требований к точности в случаях, когда настройка на технический оптимум дает недостаточные для этого коэффициенты усиления в области низких частот. Дополнительное увеличение динамической точности регулирования может быть достигнуто путем использования в качестве подчиненного контура регулирования астатической одноконтурной системы регулирования скорости с ПИД-регулятором скорости.

Реализация такой системы существенно упрощается в тех случаях, когда постоянная T_d достаточно мала и может быть отнесена к некомпенсируемым постоянным без значительного увеличения T_n . В подобных случаях тот же эффект достигается при более помехоустойчивом ПИ-регуляторе скорости.

Глава девятая

ЭНЕРГЕТИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА. ОСНОВЫ ВЫБОРА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПО МОЩНОСТИ

9.1. Общие сведения

Круг вопросов, которые охватывает понятие «энергетика электропривода», весьма широк. Сюда входят расчеты затрат энергии на совершение заданной механической работы, определение необходимой мощности двигателей и преобразователей, анализ режимов потребления энергии на отдельных этапах работы привода. Самостоятельное значение имеют задачи определения греющих потерь энергии в элементах, образующих энергетический канал электропривода, так как они накладывают ограничение на режимы электромеханического преобразования энергии. Практически важным является не только анализ показателей, определяющих экономичность преобразования энергии системой электропривода, но и ее влияние на питающую сеть и автономные источники питания.

Условно энергетические задачи можно разделить на две группы. Первую группу образуют задачи определения интегральных показателей, когда подлежат оценке затраты энергии на реализацию некоторого цикла или связанные с этим потери энергии. К ним относятся задачи определения средней на отрезках времени мощности потребления, средних потерь, среднего уровня реактивной мощности.

В связи с ограниченностью максимальной мощности автономных источников питания, пропускной способности питающих сетей, допустимой мощности рассеяния тепловой энергии в элементах электропривода, перегрузочной способности двигателей возникает вторая группа

задач, связанных с необходимостью определения максимальных значений потребляемой мощности, мощности потерь, пиков потребления реактивной мощности.

С анализом баланса мощности и потерь энергии в системе электропривода органически связаны задачи оценки тепловых режимов приводных двигателей и выбора мощности двигателей по условиям нагрева.

Некоторые энергетические соотношения были приведены в предыдущих главах при анализе разомкнутых систем электропривода, систем УП—Д, каскадных схем, т.е. там, где эти соотношения необходимы для сравнительного анализа систем или являются определяющими при рассмотрении данной системы привода.

В данной главе основным является общий подход к анализу энергетических соотношений в системе электропривода при различных режимах работы, рассматриваются оценки мощностей потребления и потерь энергии как в статических, так и в динамических режимах работы привода, различные составляющие мощности определяются как через электрические, так и через механические координаты.

Возросшие удельные электрические, тепловые и механические нагрузки в новых сериях электрических машин, интенсификация работы электропривода обуславливают все большее число режимов с существенными колебаниями греющих потерь и, как следствие, существенными колебаниями температур двигателей. Поэтому здесь рассматриваются упрощенные тепловые модели двигателей и дается определение характера изменения мощности потерь и температур для различных режимов работы привода. Рассмотренный в этой главе подход к анализу влияния изменений температуры на скорость старения изоляции, а также к оценкам температурного режима позволяет получить общие соотношения эквивалентности тепловых режимов двигателей. Важное значение имеют упрощенные методы сопоставления тепловых режимов, вытекающие из общего соотношения эквивалентности тепловых режимов.

9.2. Баланс мощностей и энергетические характеристики электропривода

Баланс мощностей в электромеханической системе однодвигательного электропривода можно представить в виде равенства

$$P_c = M_{p,0}\omega_{p,0} + \sum_i J_i \omega_i \frac{d\omega_i}{dt} + \sum_j c_j \varphi_j \frac{d\varphi_j}{dt} + \sum_k m_k g \frac{dh_k}{dt} + \sum_l L_l i_l \frac{di_l}{dt} + \sum_n C_n U_n \frac{dU_n}{dt} + \Delta P_\Sigma \quad (9.1)$$

и соответствующей ему схемы на рис. 9.1.

Мощность электрической энергии, поступающей из сети на вход электропривода, обозначена P_c . Будем считать ее направление положительным, когда энергия поступает от сети или другого источника питания в систему электропривода,

и отрицательным, если направление энергии обратное. Доля мощности, расходуемая на реализацию движения рабочего органа механизма, преодоление сил статического сопротивления, есть $P_{p,o} = M_{p,o}\omega_{p,o}$. Она положительна, если энергия направлена к рабочему органу.

Мощность $P_{p,o}$ может быть связана с преодолением реактивных сил на рабочем органе или активных, когда осуществляется привод, например, подъемного механизма. В последнем случае мощность $P_{p,o}$ частично или полностью идет на увеличение потенциальной энергии поднимаемого

груза $m_{гр}g \frac{dh}{dt} h_{гр}$. Наличие в системе, как в механической части,

так и в электрической, элементов, способных запасать энергию, определяет в (9.1) наличие составляющих, равных долям мощности, связанных с изменением энергии этих элементов.

Так, величина $\sum_i J_i \omega_i \frac{d\omega_i}{dt}$ определяет мощность, которая идет на изменение кинетической энергии движущихся элементов механической части. Мощность, которая идет на изменение потенциальной энергии деформируемых элементов механической части, есть $\sum_j c_j \varphi_j \frac{d\varphi_j}{dt}$. Если в процессе движения механизма или машины происходит изменение потенциальной энергии элементов, то определяемая этим доля мощности

$$\sum_k m_k g \frac{dh_k}{dt}$$

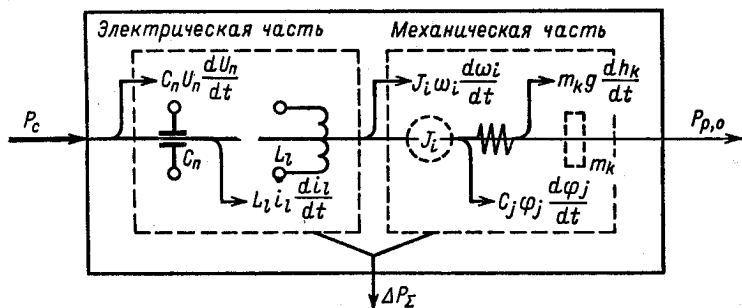


Рис. 9.1. Баланс мощностей в системе электропривода

В электрической части энергия может запасаться в индуктивных и емкостных элементах, при этом изменение суммарной энергии в индуктивных и емкостных элементах определяется соответственно долями мощности,

равными $\sum_l L_l i_l \frac{di_l}{dt}$ и $\sum_n C_n U_n \frac{dU_n}{dt}$. В общем случае каждая из

этих составляющих может быть положительной или отрицательной, что определяется направлением энергии по отношению к соответствующему элементу.

При работе электропривода часть энергии неизбежно теряется, рассеиваясь в виде теплоты. Суммарная мощность потерь ΔP_Σ складывается из потерь в обмотках электрического и электромеханического преобразователей, потерь, связанных с перемагничиванием стали, потерь в емкостных элементах и, наконец, потерь из-за наличия трения в механической части.

В соответствии с (9.1) возможно большое число сочетаний потоков мощности и их направлений в системе электропривода, поэтому весьма велико и число возможных энергетических режимов электропривода.

Рассмотрим энергетические режимы при следующих

условиях: $\sum_j c_j \varphi_j \frac{d\varphi_j}{dt} = 0; \sum_l L_l i_l \frac{di_l}{dt} = 0; \sum_n C_n V_n \frac{dU_n}{dt} = 0;$

$$\sum_k m_k g \frac{dh_k}{dt} = 0.$$

Эти энергетические режимы удобно представить в виде табл. 9.1, в которой указаны направления составляющих мощностей, соотношения между их величинами и дана краткая характеристика.

Цикл движения электропривода с энергетической точки зрения можно разбить на этапы, для которых справедливо одно из рассмотренных в табл. 9.1 соотношений баланса мощности.

Экономичность работы электропривода в любом известном цикле характеризуется отношением произведенной механической

работы $A_{мех} = \int_0^{T_{ц}} M_{p,0} \omega_{p,0} dt$ к потребленной за это время

электроэнергии $A_e = \int_0^{T_{ц}} P_c dt$, называемым цикловым КПД привода:

$$\eta_{\text{ц}} = \frac{A_{\text{мех}}}{A_3} = \frac{\int_0^{T_{\text{ц}}} M_{\text{р,о}}(t) \omega_{\text{р,о}}(t) dt}{\int_0^{T_{\text{ц}}} P_{\text{с}}(t) dt} \quad (9.2)$$

Для оценки циклового КПД следует брать отрезки времени, началу и концу которых соответствует одинаковая энергия, запасенная в элементах привода. В противном случае в определение (9.2) войдет изменение энергии элементов привода, из-за которой может быть, например, совершена часть полезной работы, что исказит значение $\eta_{\text{ц}}$ как показателя экономичности. Например, для подъемных механизмов, полезная работа которых заключается в изменении потенциальной энергии поднимаемых или опускаемых грузов, указанное условие выполняется, если учесть, что груз перед подъемной операцией и после ее завершения в состав механической части не входит и запас энергии в системе не определяет. При определении циклов приводов подъемных механизмов, состоящих из этапов спуска грузов, $\eta_{\text{ц}}$ следует рассматривать как отношение энергии, возвращенной в сеть, к использованной потенциальной энергии.

Если на отдельных участках работы мощность потребляемой электроэнергии и механическая мощность были постоянны, то отношение (9.2) можно заменить отношением мощностей

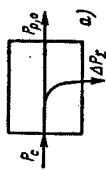
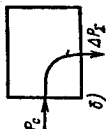
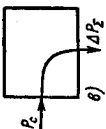
$$\eta = P_{\text{р,о}}/P_{\text{с}} \quad (9.3)$$

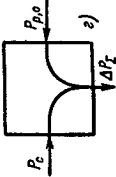
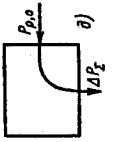
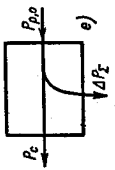
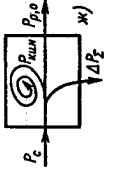
При переменных значениях мощностей $P_{\text{с}}$ и $P_{\text{р,о}}$ отношение (9.3) характеризует мгновенный КПД. Поскольку на отдельных участках энергия может передаваться от рабочего органа к сети, то в этих случаях η отражает экономичность обратного преобразования энергии, но при этом $\eta = P_{\text{с}}/P_{\text{р,о}}$.

Коэффициент полезного действия электропривода как системы, определяемый по (9.3), может быть представлен в виде произведения:

$$\eta = \eta_{\text{э,п}} \eta_{\text{эм,п}} \eta_{\text{м,ч}} = \frac{P_{\text{эм,п}}}{P_{\text{с}}} \frac{P_{\text{эЛМ,м}}}{P_{\text{эм,п}}} \frac{P_{\text{р,о}}}{P_{\text{эЛМ,м}}}, \quad (9.4)$$

где $\eta_{\text{э,п}}$, $\eta_{\text{эм,п}}$, $\eta_{\text{м,ч}}$ — соответственно КПД электрического и электромеханического преобразователей и механической части привода; $P_{\text{эм,п}}$ — мощность на входе электромеханического преобразователя; $P_{\text{эЛМ,м}}$ — электромагнитная механическая мощность. При практических расчетах известны КПД двигателей и механических передач как устройств, поэтому выражение

Мощность				Виды режимов и их характеристика
активная электрическая	механическая	потерь	изменения кинетической энергии	
+	+	+	0	<p>Двигательный режим работы. Потребляемая из сети энергия передается механизму, частично (ΔP_{Σ}) теряясь в системе электропривода</p>  <p>$P_c = P_{p,0} + \Delta P_{\Sigma}$</p>
+	0 ($M = 0$)	+	0	<p>Режим холостого хода привода. Потребляемая энергия идет на покрытие потерь в двигателе, преобразователе и передачах</p>  <p>$P_c = \Delta P_{\Sigma}$</p>
+	0 ($\omega = 0$)	+	0	<p>Режим короткого замыкания. Потребляемая энергия рассеивается в двигателе и преобразователе</p>  <p>$P_c = \Delta P_{\Sigma}$</p>

+	-	+	0	 <p style="text-align: center;">$P_c + P_{p, o} = \Delta P_{\Sigma}$</p>	<p>Тормозной режим противовключения. Энергия поступает из сети и от механизма и вся рассеивается в виде потерь в преобразователе, двигателе и механических передачах</p>
0	-	+	0	 <p style="text-align: center;">$P_{p, o} = \Delta P_{\Sigma}$</p>	<p>Режим торможения активной нагрузки путем рассеяния энергии в системе привода. Если ΔP_{Σ} — только механические потери, то это режим торможения за счет моментов трения. Если же часть энергии рассеивается в силовой цепи двигателя, то это режим динамического торможения</p>
-	-	+	0	 <p style="text-align: center;">$P_{p, o} = P_c + \Delta P_{\Sigma}$</p>	<p>Генераторный режим с возвратом (рекуперацией) энергии в сеть. Мощность, развиваемая активной нагрузкой, передается, за вычетом потерь в передачах, двигателе и преобразователе, в сеть</p>
+	+	+	+	 <p style="text-align: center;">$P_c = \Delta P_{\Sigma} + P_{кин} + P_{p, o}$</p>	<p>Режим увеличения скорости. Потребляемая энергия идет на совершение полезной работы, увеличение запаса кинетической энергии привода и частично теряется</p>

Мощность			Виды режимов и их характеристика	Баланс мощностей
активная электрическая	механическая	потеря		
+	+	+	Режим снижения скорости. Высвобождающаяся кинетическая энергия вместе с энергией, потребляемой из сети, идет на полезную работу и потери	$P_c + P_{кин} = P_{р,о} + \Delta P_{г}$
-	+	+	Режим снижения скорости. Высвобождающаяся кинетическая энергия идет на вал, возвращается в сеть и частично выделяется в виде потерь	$P_{кин} = P_{г} + P_{р,о} + \Delta P_{г}$
0	+	+	Режим снижения скорости, торможение за счет сил статического сопротивления нагрузки и потерь энергии. Если часть энергии рассеивается в силовой цепи, то происходящий процесс идет при динамическом торможении	$P_{кин} = \Delta P_{г} + P_{р,о}$
-	-	+	Увеличение скорости в генераторном режиме с рекуперацией энергии в сеть. Мощность активной нагрузки частично определяет отдачу энергии в сеть, увеличение запаса кинетической энергии и потерь	$P_{р,о} = P_{г} + P_{кин} + \Delta P_{г}$

(9.4) чаще используется в записи

$$\eta = \eta_{\text{э,п}} \eta_{\text{дв}} \eta_{\text{мех}} = \frac{P_{\text{эл}}}{P_{\text{с}}} \frac{P_{\text{м}}}{P_{\text{эл}}} \frac{P_{\text{р,о}}}{P_{\text{м}}}, \quad (9.5)$$

здесь $\eta_{\text{мех}}$ — КПД передаточного механизма; $P_{\text{эл}}$ — электрическая мощность на входе двигателя; $P_{\text{м}}$ — механическая мощность на валу двигателя.

Каждая из составляющих общего коэффициента полезного действия — величина не постоянная, а зависящая от нагрузки каждого устройства, скорости электрических машин и других факторов. Однако исходным параметром, характеризующим каждое устройство, является номинальный КПД, соответствующий номинальной нагрузке и скорости.

Из определения КПД следует, что эта энергетическая характеристика является *мерой экономичности преобразования энергии* системой электропривода, мерой полезного использования потребляемой энергии, поэтому универсальной оценкой КПД является выражение в форме (9.2).

Кроме характеристики экономичности преобразования потребляемой электроприводом энергии важное значение имеет анализ *экономичности потребления энергии* от сети или автономного источника питания, т. е. характеристика электропривода как приемника электрической энергии. Экономичность передачи электроэнергии от источника электроприводу зависит как от типа и технических характеристик элементов электропривода, так и от режимов его работы. Например, энергия, затрачиваемая на возбуждение двигателей постоянного типа независимого возбуждения, идет только на потери, связанные с протеканием токов в обмотках возбуждения и созданием начального запаса электромагнитной энергии, при этом часть энергии теряется на пути от источника к электроприводу. Наиболее существенны эти потери и влияние токов намагничивания на «взаимоотношения» источника энергии и электропривода в системах, питающихся от сети переменного тока.

Напомним кратко особенности передачи и потребления электроэнергии на переменном токе. Для простоты обратимся вначале к соотношениям для однофазной цепи переменного тока.

Пусть напряжение, приложенное к фазе электрического преобразователя ЭП или непосредственно к двигателю, есть $u = U_{\text{max}} \sin \Omega t$, а ток, определяемый режимом ЭП или электро-механического преобразователя ЭМП, $i = I_{\text{max}} \sin (\Omega t - \varphi)$ (рис. 9.2, а). Мгновенная мощность, потребляемая фазой, равна:

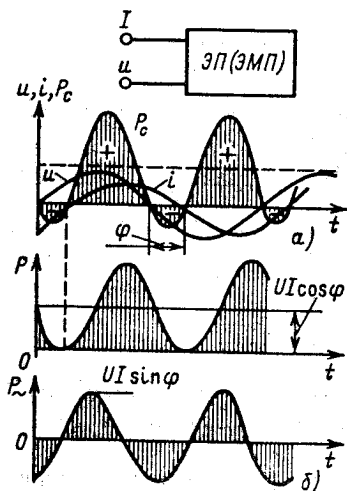
$$P_{\text{с1}}(t) = ui = UI \cos \varphi (1 - \cos 2\Omega t) + UI \sin \varphi \sin 2\Omega t,$$

где U, I — действующие значения напряжения и тока. Согласно последнему выражению мгновенная мощность может быть представлена двумя составляющими (рис. 9.2, б). Одна из них в любой момент положительна, имеет среднее значение $UI \cos \varphi$, которое определяет активную мощность. Другая составляющая имеет среднее значение, равное нулю, и отражает процесс периодического обмена энергией между источником и приемником. Амплитуда переменной составляющей этой мощности $UI \sin \varphi$ определяет реактивную мощность. Ее наличие при питании, например, фазы двигателя переменного тока обусловлено периодическим изменением электромагнитной энергии с частотой 2Ω . Ясно, что для передачи одной и той же средней за период мощности $P_{\text{ср}} = UI \cos \varphi$ при данном напряжении U и отсутствии реактивной составляющей мощности был бы необходим ток $I \cos \varphi$. Поскольку потери мощности в активных сопротивлениях источника, линии и приемника R_{Σ} определяются полным током I , то при заданной активной мощности $P_a = P_{\text{ср}}$ эти потери будут равны:

$$\Delta P = I^2 R_{\Sigma} = \left(\frac{P_a}{U} \right)^2 R_{\Sigma} \frac{1}{\cos^2 \varphi},$$

или

$$\Delta P = \Delta P_{\text{н.т}} \frac{1}{\cos^2 \varphi},$$



т. е. в $1/\cos^2 \varphi$ раз превышать потери $\Delta P_{\text{н.т}}$ при передаче той же мощности постоянным током, например, при $\cos \varphi \approx 0,7$ потери ΔP превышают $\Delta P_{\text{н.т}}$ более чем вдвое. Поэтому $\cos \varphi$ как энергетическая характеристика электроприводов на переменном токе определяет экономичность потребления активной мощности. При симметричном режиме асинхронных и синхронных двигателей суммарная мощность трехфазного питания

Рис. 9.2. Мгновенная мощность однофазной цепи переменного тока и ее составляющие

будет постоянна и равна $3UI \cos \varphi$. В этих условиях сумма мгновенных периодических составляющих $P_{\sim}(t)$ равна нулю, т.е. если по одной из фаз энергия отдается источнику с мощностью $P_{\sim}(t)$, то по двум другим в этот же момент существует поток энергии обратного направления той же мощности.

Еще менее экономично передается энергия, если при регулировании ее потока искажается форма синусоидального тока. Такие искажения возникают, например, при импульсном питании или применении тиристорных преобразователей.

Из теории несинусоидальных токов известно, что активная мощность при периодических несинусоидальных токах и напряжениях равна сумме активных мощностей всех гармонических составляющих: $P_a = \sum U_i I_i \cos \varphi_i$, а полная мощность равна произведению действующих значений напряжения и тока, при этом отношение активной мощности к полной характеризуется коэффициентом мощности

$$k_m = P_a / UI. \quad (9.6)$$

Он не имеет смысла, аналогичного $\cos \varphi$. Лишь при отсутствии высших гармоник $k_m = \cos \varphi$, в остальных случаях

$$k_m = k_n \cos \varphi_1,$$

где k_n — коэффициент искажений, равный отношению действующего значения первой гармоники тока к действующему значению несинусоидального тока; φ_1 — угол сдвига первой гармоники тока.

9.3. Потери энергии в установившихся и переходных процессах электропривода

Анализ потерь энергии в различных режимах электропривода важен как с точки зрения анализа экономичности работы системы, так и для оценок теплового состояния двигателей при выборе или проверке их по условиям нагрева.

В общем случае мощность потерь энергии в двигателях удобно представлять в виде суммы потерь ΔP_c , не зависящих от нагрузки, и потерь ΔP_v , которые пропорциональны нагрузке двигателей:

$$\Delta P = \Delta P_c + \Delta P_v. \quad (9.7)$$

Постоянные потери ΔP_c определяют потери в стали $\Delta P_{ст}$, механические потери $\Delta P_{мех}$, а для двигателей постоянного тока независимого возбуждения и синхронных двигателей — и потери в обмотках возбуждения $\Delta P_v = I_v^2 R_v$. Переменные потери

ΔP_v определяются потерями в меди, которые пропорциональны квадрату тока двигателя и сопротивлениям обмоток.

Для двигателей постоянного тока

$$\Delta P_v = I_a^2 R_a; \quad (9.8)$$

для асинхронных двигателей

$$\Delta P_v = 3I_1^2 R_1 + 3I_2^2 R_2'. \quad (9.9)$$

При небольшом диапазоне изменения токов асинхронного двигателя, когда $I_\mu \approx \text{const}$, при малых скольжениях, для которых $\cos \varphi_2 \approx 1$, удобно принять, что $I_1^2 \approx I_\mu^2 + I_2^2$. Тогда потери от тока намагничивания можно отнести к постоянным потерям, добавив к ним величину $3I_\mu^2 R_1$, а переменные выразить только через ток ротора в виде

$$\Delta P_v = 3I_2^2 R_2' (1 + R_1/R_2'). \quad (9.10)$$

У синхронных двигателей переменные потери определяются потерями в меди статора и равны:

$$\Delta P_v = 3I_1^2 R_1. \quad (9.11)$$

При токах, соответствующих номинальным режимам двигателей при работе на естественных характеристиках, переменные потери можно определить по данным двигателя. Поэтому удобно выразить потери при токах, отличных от номинальных, через номинальные.

Определим кратность тока двигателей x , равную:

для двигателей постоянного тока $x = I_a/I_{a, \text{ном}}$;

для асинхронных $x = I_2/I_{2, \text{ном}}$;

для синхронных двигателей $x = I_1/I_{1, \text{ном}}$.

Запишем общее выражение для переменных потерь в виде

$$\Delta P_v = \Delta P_{v, \text{ном}} x^2.$$

Кроме того, введя отношение постоянных потерь к номинальным переменным $\alpha = \Delta P_c / \Delta P_{v, \text{ном}}$, суммарные потери можно представить выражением

$$\Delta P = \Delta P_{v, \text{ном}} (\alpha + x^2).$$

Значение коэффициента α зависит от номинальной мощности, скорости и исполнения двигателя и лежит в пределах $\alpha = 0,5 \div 2$.

Для двигателя постоянного тока независимого возбуждения и асинхронного двигателя переменные потери могут быть определены через электромагнитный момент и относительный перепад скорости двигателя (скольжение). Поскольку потребляемая якорем двигателя независимого возбуждения мощность P_a

есть $UI = M\omega_0$, а электромагнитная механическая $M\omega$, то

$$\Delta P_v = M\omega_0 - M\omega = M(\omega_0 - \omega) \frac{\omega_0}{\omega_0} = P_{\pi} \frac{\Delta\omega}{\omega_0}.$$

Соответственно для асинхронного двигателя, определив переменные потери в роторе ΔP_{vr} как $M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 s$, получим

$$\Delta P_v = M\omega_0 s (1 + R_1/R_2') = \Delta P_{vr} (1 + R_1/R_2').$$

Полученные выше соотношения относились к статическим установившимся режимам работы двигателей.

На примере гармонического режима колебаний момента и скорости двигателя с линейной механической характеристикой рассмотрим определение потерь в динамическом установившемся режиме. Допустим, что $\omega = \omega_{cp} + \Delta\omega \sin \Omega t$ и соответствующие этим колебаниям скорости изменения момента $M = M_{cp} + \Delta M \sin (\Omega t - \psi)$.

Мгновенные значения мощности переменных потерь в двигателе постоянного тока и в роторе асинхронного двигателя определяются произведением $\Delta P_v(t) = M(t) [\omega_0 - \omega(t)]$. Для сопоставления потерь в статическом и гармоническом режимах получим выражение средних потерь за период колебаний момента и скорости в виде

$$\Delta P_{vcp} = \frac{\Omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\Omega} [M_{cp} + \Delta M \sin (\Omega t - \psi)] [\omega_0 - \omega_{cp} - \Delta\omega \sin \Omega t] dt.$$

Проинтегрировав это выражение, получим

$$\Delta P_{vcp} = M_{cp} (\omega_0 - \omega_{cp}) - \Delta M \Delta\omega \cos \psi. \quad (9.12)$$

Амплитуды колебаний момента ΔM для заданных амплитуд колебаний скорости $\Delta\omega$, а также фазовый сдвиг этих колебаний определяются частотными характеристиками динамической жесткости (3.45) и рис. 3.13, б. Это дает возможность записать (9.12) в виде

$$\Delta P_{vcp} = M_{cp} (\omega_0 - \omega_{cp}) - \Delta\omega^2 \beta(\Omega) \cos \psi(\Omega)$$

или

$$\Delta P_{vcp} = M_{cp} (\omega_0 - \omega_{cp}) - \frac{\Delta M^2}{\beta(\Omega)} \cos \psi(\Omega). \quad (9.13)$$

Поскольку в низкочастотной области, которой соответствуют реальные частоты колебаний, значение $\cos \psi$ отрицательно, то наличие колебаний скорости приводит к увеличению

потерь, и тем в большей степени, чем ниже частота этих колебаний и выше динамическая жесткость механической характеристики двигателя.

Особое значение правильная оценка потерь энергии имеет для регулируемых электроприводов. Дело в том, что выбор способа регулирования скорости или момента двигателя определяется в конечном итоге его экономичностью. И хотя понятие экономичности включает в себя капитальные затраты и эксплуатационные расходы, при этих равных условиях показатели расхода энергии и регулировочных потерь являются основой для сопоставления регулируемых электроприводов по экономичности.

С энергетической точки зрения регулирование скорости или момента означает изменение мощности механической энергии на валу двигателя. В связи с этим возможны несколько способов регулирования $P_{\text{мех}}$.

Наиболее просто можно уменьшить $P_{\text{мех}}$, установив на пути потока энергии устройство, отбирающее часть энергии, при этом отведенную энергию можно рассеять в виде теплоты (рис. 9.3, а) или вернуть в сеть (рис. 9.3, б).

К первому способу относятся реостатные схемы, когда энергия рассеивается на резисторах, включаемых в силовые цепи. Такой же результат можно получить, увеличив потери в самой машине, например при несимметричном питании асинхронного двигателя, при котором в фазах двигателя протекают несинусоидальные токи. Такие способы параметрического регулирования при длительном снижении уровня $P_{\text{мех}}$ с энергетической точки зрения заведомо неэкономичны, так

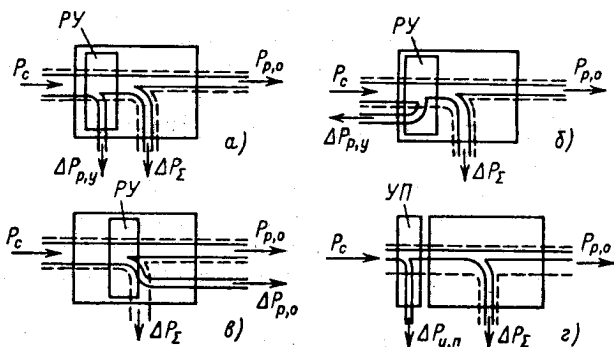


Рис. 9.3. Схема баланса мощности в регулируемом электроприводе: РУ – регулирующее устройство; УП – управляемый преобразователь

как принципиально основаны на увеличении потерь энергии в электроприводе.

Экономичнее, отведя часть энергии, вернуть ее в сеть. Такая энергетическая схема регулирования (рис. 9.3, б) реализуется в каскадных схемах включения. Каскадные схемы, как было рассмотрено в гл. 7, позволяют также обеспечить изменение скорости путем возврата энергии скольжения не в сеть, а на вал механизма (рис. 9.3, в). Этот способ выгоден, когда требуется регулирование скорости при постоянной мощности на валу. Для параметрических способов регулирования снижение скорости при $P_{\text{мех}} = \text{const}$ является более неблагоприятным, чем при $M_c = \text{const}$. В этом случае со снижением скорости возрастают не только потери в двигателе, но и потребляемая от источника энергия. Однако при регулировании вверх от номинальной скорости путем параметрического регулирования тока возбуждения двигателя независимого возбуждения ток якоря и потребляемая мощность не меняются, потери не растут, чем определяется высокая экономичность параметрического способа регулирования в данном случае.

Наиболее экономично, конечно, регулировать координаты электропривода так, чтобы мощность потребляемой энергии определялась мощностью, необходимой в данный момент механизму, и потерями. Такие возможности имеют системы УП—Д, позволяющие регулировать параметры U, I, f на входе электромеханического преобразователя таким образом, чтобы управление механической энергией осуществлялось не за счет увеличения потерь, а за счет необходимого снижения потребления энергии электродвигателем (рис. 9.3, г).

Анализируя потери энергии в регулируемых приводах, надо учитывать, что составляющая суммарных потерь (9.7), не зависящая от нагрузки ΔP_c при регулировании скорости, изменяется. Приблизительно можно считать, что

$$\Delta P_c = \Delta P_v + (\Delta P_{\text{мех, ном}} + \Delta P_{\text{ст, ном}}) (\omega / \omega_{\text{ном}})^2, \quad (9.14)$$

т. е. потери в стали $\Delta P_{\text{ст}}$ и механические $\Delta P_{\text{мех}}$ пропорциональны квадрату скорости, а изменение потерь на возбуждение ΔP_v зависит от наличия регулирования тока возбуждения. В свою очередь переменные потери в этом случае запишем в виде

$$\Delta P_v = I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}\Sigma} = M (\omega'_0 - \omega), \quad (9.15)$$

где ω'_0 — скорость холостого хода на регулировочной характеристике.

Тогда суммарные потери для регулируемого привода с двигателем с независимым возбуждением можно представить в виде

$$\Delta P = \Delta P_{\text{в}} (\Delta P_{\text{мех, ном}} + \Delta P_{\text{ст, ном}}) (\omega/\omega_{\text{ном}})^2 + M (\omega'_0 - \omega). \quad (9.16)$$

При регулировании реостатным способом ($\omega'_0 = \omega_{0, \text{ном}}$) переменные потери растут пропорционально относительноному перепаду скорости, а постоянные снижаются, поэтому изменение суммарных потерь зависит от соотношения постоянных и переменных потерь для данного двигателя и статической нагрузки.

При регулировании скорости путем изменения напряжения ($\omega_0 = \text{var}$), например, с $M_{\text{с}} = M_{\text{с, ном}} = \text{const}$ ток якоря неизменен, неизменны переменные потери и суммарные потери несколько снижаются вследствие снижения постоянных потерь.

Если используется регулирование скорости путем ослабления поля двигателя при $M_{\text{с}} \omega_{\text{с}} = \text{const}$, то ток возбуждения из-за нелинейности кривой намагничивания изменяется в большей степени, чем поток.

Аппроксимируем зависимость между током и потоком на участке $0 - \Phi_{\text{ном}}$ приближенным выражением

$$I_{\text{в}}/I_{\text{в, ном}} \approx (\Phi/\Phi_{\text{ном}})^m = (\omega_0/\omega'_0)^m \approx (\omega_{\text{ном}}/\omega)^m,$$

где m принимает значение от 1 до 2.

Для этого случая выражение постоянных потерь можно записать в виде (при $m = 2$)

$$\Delta P_{\text{с}} = \Delta P_{\text{в, ном}} \left(\frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega} \right)^2 + (\Delta P_{\text{мех, ном}} + \Delta P_{\text{ст, ном}}) (\omega/\omega_{\text{ном}})^2. \quad (9.17)$$

Анализ (9.17) показывает, что приближенно можно считать постоянные потери при регулировании потоком неизменными. Снижение потерь в обмотке возбуждения компенсируется примерно таким же увеличением механических потерь.

При регулировании с постоянной мощностью на валу ток якоря неизменен при регулировании скорости путем изменения потока ($I_{\text{я}} = \text{const}$), т. е. и переменные потери неизменны. Отсюда следует, что и суммарные потери при этом не меняются:

$$\Delta P = \Delta P_{\text{с}} + \Delta P_{\text{в}} = \text{const}.$$

При регулировании скорости путем изменения напряжения на якоре двигателя $\omega_0 = \text{var}$ имеют место потери и в преобразователе. Для системы Г—Д постоянными потерями являются механические и потери в стали машин преобразователя. Так как скорость преобразователя изменяется незначительно, то его постоянные потери можно считать неизменными.

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 (9.8).

Для статического преобразователя с полупроводниковыми вентилями постоянные потери определяются в основном потерями в стали силового трансформатора и реакторов. Эти потери меняются мало, поэтому для управляемых преобразователей постоянные потери практически неизменны и равны номинальным:

$$\Delta P = \Delta P_{\text{пр, ном}} \approx \text{const.}$$

К переменным потерям статического преобразователя относятся потери в меди обмоток силового трансформатора, а также потери в вентилях:

$$\Delta P_{\text{впр}} = 3I_1^2 R_1 + 3I_2^2 R_2 + \Delta P_{\text{вт}} + \Delta P_{\text{р}}. \quad (9.18)$$

Последнее выражение можно записать в виде

$$\Delta P \Delta P_{\text{впр}} = (\Delta P_{\text{к,з}} + \Delta P_{\text{р, ном}}) \left(\frac{I_{\text{я}}}{I_{\text{ном}}} \right)^2 + \Delta P_{\text{вт}} \frac{I_{\text{я}}}{I_{\text{ном}}}, \quad (9.19)$$

где $\Delta P_{\text{к,з}}$ — потери трансформатора при опыте короткого замыкания; $\Delta P_{\text{р, ном}}$, $\Delta P_{\text{вт}}$ — потери при номинальном токе якоря соответственно в уравнивательных и сглаживающих реакторах и вентилях.

Рассмотрим изменение составляющих потерь для регулируемого асинхронного привода.

В асинхронном двигателе к постоянным потерям относятся механические потери $\Delta P_{\text{мех}}$, потери в стали статора $\Delta P_{\text{ст,с}}$ и ротора $\Delta P_{\text{ст,р}}$, а также потери в меди статора от намагничивающего тока I_{μ} , т. е.

$$\Delta P_{\text{с}} = \Delta P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{ст,с}} + \Delta P_{\text{ст,р}} + 3I_{\mu}^2 R_1.$$

Для механических потерь, как и для двигателя постоянного тока, можно без большой ошибки принять

$$\Delta P_{\text{мех}} \approx \Delta P_{\text{мех, ном}} \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} \right)^2, \quad (9.20)$$

где $\Delta P_{\text{мех, ном}}$ — механические потери при номинальной скорости двигателя.

Потери в стали (от вихревых токов и наличия явления гистерезиса) пропорциональны квадрату амплитуды индукции B_m^2 и частоте в степени примерно 1,3. Принимая, что при регулировании скорости двигателя $B_m/B_{\text{м, ном}} = E_1/E_{1\text{ ном}} \approx U/U_{\text{ном}}$ и что объемы статора и ротора равны, можно

получить выражение для суммарных потерь в стали в виде

$$\Delta P_{\text{ст}} = \Delta P_{\text{ст,р}} + \Delta P_{\text{ст,с}} \approx \Delta P_{\text{ст,с,ном}} \left(\frac{U}{U_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{\text{ном}}} \right)^{1,3} + \\ + \Delta P_{\text{ст,с,ном}} \left(\frac{U}{U_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{f_{1s}}{f_{\text{ном}}} \right)^{1,3}$$

или

$$\Delta P_{\text{ст}} = \Delta P_{\text{ст,с,ном}} \left(\frac{U}{U_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{\text{ном}}} \right)^{1,3} (1 + s^{1,3}), \quad (9.21)$$

где $\Delta P_{\text{ст,с,ном}}$ — потери в стали статора при номинальных частоте $f_{\text{ном}}$ и напряжении питания $U_{\text{ном}}$.

При реостатном способе регулирования частота и напряжение номинальны, при этом

$$\Delta P_{\text{ст}} = \Delta P_{\text{ст,с,ном}} (1 + s^{1,3}), \quad (9.22)$$

т. е. суммарные потери в стали при снижении скорости растут вследствие роста потерь в стали ротора. Увеличение потерь в стали в диапазоне скоростей от номинальной до нуля практически компенсируется снижением механических потерь, поэтому

$$\Delta P_{\text{с}} = \text{const} = \Delta P_{\text{мех,ном}} + \Delta P_{\text{ст,с,ном}} + 3I_{\mu}^2 R_1. \quad (9.23)$$

При частотном регулировании и работе двигателя на линейном участке механической характеристики скольжение невелико во всем диапазоне изменения скорости и потерями в стали ротора можно пренебречь. Тогда при регулировании по закону $U/f = \text{const}$ с учетом (9.22) получим

$$\Delta P_{\text{с}} \approx \Delta P_{\text{ст,с,ном}} \left(\frac{U}{f} \right)^2 \frac{f^{3,3}}{U_{\text{ном}}^2 f_{\text{ном}}^{1,3}} = \Delta P_{\text{ст,с,ном}} \left(\frac{f}{f_{\text{ном}}} \right)^{3,3}. \quad (9.24)$$

Переменные потери в цепях асинхронного двигателя определяются суммой (9.9):

$$\Delta P_{\text{в}} \approx 3I_1^2 R_1 + 3I_2'^2 R_{2\text{Σ}} = M \omega_0 s (1 + R_1/R_{2\text{Σ}}),$$

где R_1 — сопротивление цепи фазы статора; $R_{2\text{Σ}}$ — приведенное сопротивление цепи фазы ротора.

Если при частотном регулировании $M_{\text{с}} = \text{const} = M_{\text{ном}}$, то перепад скорости и переменные потери остаются неизменными:

$$\Delta P_{\text{в}} = \Delta P_{\text{вном}} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} \omega_0 s_{\text{ном}} (1 + R_1/R_{2\text{Σ}}) = \text{const}. \quad (9.25)$$

При реостатном регулировании

$$\Delta P_v = M\omega_0 s \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \frac{R'_2}{R'_2 + R'_{2\text{доб}}} \right) = M\omega_0 s + M\omega_0 s_{\text{ном}} \frac{R_1}{R'_2}, \quad (9.26)$$

где R'_2 — приведенное сопротивление обмотки ротора; $R'_{2\text{доб}}$ — приведенное добавочное сопротивление в цепи ротора. Переменные потери в роторной цепи определяются моментом и скольжением, а в статорной цепи — только моментом. Если регулирование осуществляется с $M_c = \text{const}$, то потери в статоре постоянны, а в роторной цепи пропорциональны скольжению. При вентиляторном характере изменения момента сопротивления

$$M_c = M_{\text{ном}} (\omega/\omega_{\text{ном}})^2 \quad (9.27)$$

потери в роторной цепи определяются следующим выражением:

$$\Delta P_{\text{ур}} = M_{\text{ном}} (\omega/\omega_{\text{ном}})^2 (\omega_0 - \omega). \quad (9.28)$$

Дифференцирование (9.28) по скорости позволяет найти максимум потерь в роторной цепи, скорость и скольжение, при которых этот максимум имеет место, а именно

$$\omega_{\text{max}} = 2/3\omega_0; \quad s_{\text{max}} = 1/3;$$

$$\Delta P_{\text{рmax}} = \frac{4}{27} M_{\text{ном}} \omega_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega_{\text{ном}}} \right)^2 = \frac{4}{27} P_{\text{ном}} \left(\frac{\omega_0}{\omega_{\text{ном}}} \right)^2, \quad (9.29)$$

где $P_{\text{ном}}$ — номинальная мощность на валу двигателя.

Потери в статорной цепи убывают с уменьшением скорости:

$$\Delta P_{\text{вс}} = \Delta P_{\text{вс, ном}} \frac{R_1}{R'_2} \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} \right)^2. \quad (9.30)$$

Для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при «вентиляторном» моменте сопротивления и реостатном регулировании потери в якорной цепи определяются также с помощью выражений (9.28) и (9.29).

Рассмотрим далее методику определения потерь энергии за время переходного процесса вначале в нерегулируемых приводах, когда задающее воздействие (ω_0) устанавливается скачком.

В общем случае при переходе от одного установившегося режима работы к другому двигатель на отдельных этапах работает в различных режимах, и суммарные потери энергии

в переходном процессе определяются выражением

$$\Delta A_{n,n} = \int_0^{t_{n,n}} \Delta P(t) dt = \int_0^{t_{n,n}} [\Delta P_c(t) + \Delta P_v(t)] dt = \Delta A_{n,n,c} + \Delta A_{n,n,v} \quad (9.31)$$

Так как в переходных процессах токи двигателей и соответственно потери в большинстве случаев значительно превышают номинальные, то доля потерь энергии, определяемая постоянными потерями, как правило, невелика. На основании (9.16) и (9.26) мощность переменных потерь в якорной цепи двигателя постоянного тока независимого возбуждения и мощность потерь в роторе асинхронного двигателя можно представить одним и тем же выражением и записать потери энергии в виде

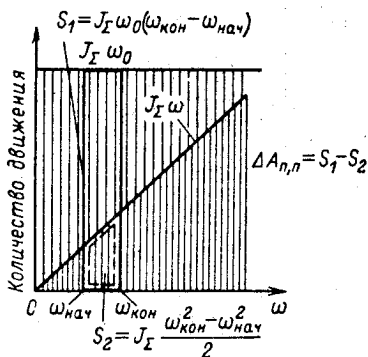
$$\Delta A_{n,n} = \int_0^{t_{n,n}} M \omega_0 s dt = \int_0^{t_{n,n}} (M \omega_0 - M \omega) dt, \quad (9.32)$$

где $s = \Delta \omega / \omega_0$ — относительный перепад скорости для двигателя постоянного тока независимого возбуждения; $s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$ — скольжение для асинхронного двигателя.

Вначале примем, что момент статического сопротивления $M_c = 0$, при этом потери энергии будут обусловлены только переходным процессом.

Подставим в (9.32) выражение для момента двигателя в переходном процессе при $M_c = 0$. В соответствии с уравнением движения $M = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}$, поэтому

$$\Delta A_{n,n} = \int_0^{t_{n,n}} \left(J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} \omega_0 - J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} \omega \right) dt = \int_{\omega_{нач}}^{\omega_{кон}} (J_\Sigma \omega_0 - J_\Sigma \omega) d\omega. \quad (9.33)$$



Как видно из правой части выражения (9.33), производная потеря энергии по скорости не зависит от времени и равна разности количеств движения при скорости ω_0 и текущей скорости ω (рис. 9.4).

Рис. 9.4. К определению потерь энергии в переходных процессах вхолостую

Проинтегрировав выражение (9.33), получим потери энергии при изменении скорости от $\omega_{\text{нач}}$ до $\omega_{\text{кон}}$:

$$\Delta A_{\text{п,п}} = J_{\Sigma} \omega_0 \omega \Big|_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega_{\text{кон}}} - J_{\Sigma} \frac{\omega^2}{2} \Big|_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega_{\text{кон}}} =$$

$$= \underbrace{J_{\Sigma} \omega_0 (\omega_{\text{кон}} - \omega_{\text{нач}})}_{S_1} - \underbrace{J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{кон}}^2 - \omega_{\text{нач}}^2}{2}}_{S_2} = J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2), \quad (9.34)$$

где S_1 и S_2 — соответствующие площади на рис. 9.4.

При изменении скорости затрачено (или высвободилось) количество энергии, равное разности кинетических энергий при начальной и конечной скоростях привода. При подстановке в (9.34) значений $\omega_{\text{нач}} = \omega_0(1 - s_{\text{нач}})$ и $\omega_{\text{кон}} = \omega_0(1 - s_{\text{кон}})$ и приведении подобных членов получается формула потерь энергии, выраженных через запас кинетической энергии привода

$J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2}$ при скорости $\omega = \omega_0$.

Определим затраты и потери энергии при некоторых типичных переходных процессах, подставив в (9.34) соответствующие значения $\omega_{\text{нач}}$, $\omega_{\text{кон}}$ ($s_{\text{нач}}$, $s_{\text{кон}}$). Для пуска вхолостую $\omega_{\text{нач}} = 0$; $\omega_{\text{кон}} = \omega_0$; $s_{\text{нач}} = 1$, $s_{\text{кон}} = 0$ (рис. 9.5, а), поэтому

$$\Delta A_{\text{п}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2}; \quad A_{3,\text{п}} = J_{\Sigma} \omega_0 (\omega_0 - 0) = J_{\Sigma} \omega_0^2,$$

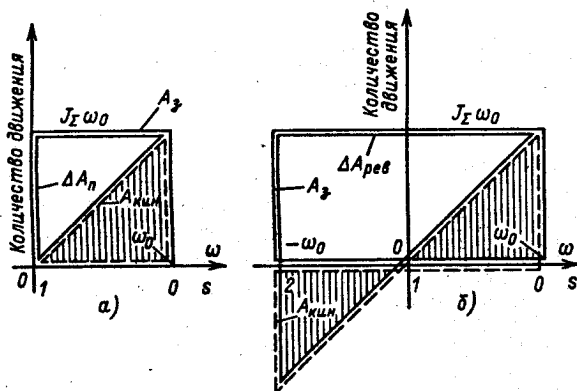


Рис. 9.5. Потребление энергии и потери в переходных процессах вхолостую при пуске (а) и реверсе с торможением противовключением (б)

где ΔA_n — потери энергии; $A_{з,п}$ — затраты энергии при пуске без учета потерь в статоре (или на возбуждение).

Затраты энергии на пуск вхолостую $A_{з,п}$ вдвое больше запаса кинетической энергии привода в конце пуска; половина потребленной энергии рассеивается в виде потерь.

Пусть начальное значение скорости при реверсе вхолостую соответствует режиму противовключения и равно $\omega_{нач} = -\omega_0$, а конечное $\omega_{кон} = \omega_0$, скольжение $s_{нач} = 2$, а $s_{кон} = 0$. Подставив их в (9.34), получим

$$\Delta A_{рев} = 4J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2}; \quad A_{з,рев} = 4J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (9.35)$$

При реверсе потери энергии равны четырехкратному запасу кинетической энергии и равны количеству энергии, потребленной из сети (рис. 9.5, б).

Далее, выполнив аналогичные подстановки, можно получить, что при торможении противовключением потери энергии равны $\Delta A_{пр} = 3J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2}$, при этом из сети будет потреблено

$$A_{з,пр} = 2J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2} \quad (\text{рис. 9.6, а}).$$

Более экономичным, чем торможение противовключением, является динамическое торможение, при котором энергия из сети не потребляется $A_{з,д,т} = 0$; $\Delta A_{д,т} = J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2}$, а потери определяются величиной рассеянной в виде теплоты кинетической энергии привода (рис. 9.6, б).

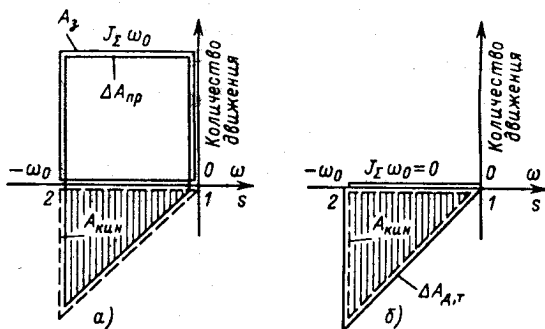


Рис. 9.6. Потребление энергии и потери в переходных процессах при торможении противовключением (а) и динамическом торможении (б)

Наиболее рационально при торможении возвращать энергию, которую высвобождают инерционные массы привода, в источник питания. Такой режим генераторного торможения можно реализовать, например, при снижении скорости двух-скоростного двигателя. В этом случае при $\omega_{02} = 1/2\omega_0$, используя (9.34), получаем

$$A_{\text{з,г}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{01}}{2} (0,5\omega_{01} - \omega_{01}) = -1/2 J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2};$$

$$\Delta A_{\text{т,г}} = \frac{1}{4} J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (9.36)$$

Рассмотренные переходные процессы обладают важной особенностью. Из соотношений (9.33), (9.34) видно, что потери энергии ΔA не зависят от времени переходного процесса, а значит, и от формы механической характеристики двигателя, а определяются только диапазоном изменения скорости в переходном процессе.

В переходных процессах со статической нагрузкой на валу момент двигателя определяется как динамической, так и статической составляющей, поэтому в этом случае мощность потерь в якоре двигателя постоянного тока или в роторе асинхронного двигателя равна:

$$\Delta P = \left(M_c + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} \right) (\omega_0 - \omega) = \left[J_{\Sigma} \omega_0 \frac{d\omega}{dt} - J_{\Sigma} \omega \frac{d\omega}{dt} \right] + M_c (\omega_0 - \omega). \quad (9.37)$$

К мощности потерь, определяемой переходным процессом при холостом ходе, добавляется составляющая, связанная с нагрузкой. Потери энергии в этом случае зависят от характера статического момента и формы механической характеристики двигателя. Изменения скорости зависят от установившейся скорости ω_c . Так, при переходном процессе под нагрузкой

$$\Delta A_{\text{п,п}} = J_{\Sigma} \omega_0 \int_{\omega_{\text{с,нач}}}^{\omega_{\text{с,кон}}} d\omega - J_{\Sigma} \int_{\omega_{\text{с,нач}}}^{\omega_{\text{с,кон}}} \omega d\omega + \int_0^{t_{\text{п,п}}} M (\omega_0 - \omega) dt.$$

Примем, что $\omega_c \approx \omega_0$, тогда составляющая потеря, обусловленная динамическим моментом, не будет отличаться от потерь в переходных процессах при холостом ходе, и последнее равенство можно записать в виде

$$\Delta A_{\text{п,п}} = \Delta A_{\text{х,х}} + \Delta A_c,$$

где $\Delta A_{\text{х,х}}$ — потери в переходном процессе при $M_c = 0$; ΔA_c —

составляющая, отражающая влияние статической нагрузки. При пуске с $M_c = \text{const}$ влияние статического момента учитывает величина ΔA_c , равная:

$$\Delta A_c = M_c \int_0^{t_{n,n}} (\omega_0 - \omega) dt = M_c \omega_0 t_{n,n} - M_c \int_0^{t_{n,n}} \omega dt.$$

Для пусковых режимов ΔA_c положительна. Для тормозных режимов величина ΔA_c отрицательна, так как при динамическом торможении $\omega_0 = 0$, а при торможении противовключением $\omega_0 = -\omega_0$. Потери энергии при торможении под нагрузкой меньше потерь при торможении вхолостую. В режиме реверса потери энергии как без нагрузки, так и под нагрузкой равны сумме потерь при торможении противовключением и пуске.

Суммарные потери энергии в цепях асинхронного двигателя определяются также и потерями в статорной обмотке и добавочном сопротивлении роторной цепи. Поэтому потери в асинхронном двигателе, если по-прежнему пренебречь постоянной составляющей потерь ΔP_c и влиянием тока холостого хода (т. е. считать $I_1 \approx I_2'$), можно определить по формуле

$$\Delta A = \int_0^{t_{n,n}} 3I_2'^2 (R_1 + R_2' + R_{2\text{доб}}') dt.$$

Далее, заменяя потери мощности в роторной цепи мощностью скольжения, т. е. $3I_2'^2 (R_2' + R_{2\text{доб}}') = M\omega_0 s$, в результате несложных преобразований получаем при $M_c = 0$

$$\Delta A = \int_{s_{\text{кон}}}^{s_{\text{нач}}} J_\Sigma \omega_0^2 s \left(1 + \frac{R_1}{R_2' + R_{2\text{доб}}'} \right) ds. \quad (9.38)$$

Например, при пуске, учитывая, что $s_{\text{нач}} = 1$ и $s_{\text{кон}} = 0$, имеем

$$\Delta A_n = J_\Sigma \frac{\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2' + R_{2\text{доб}}'} \right), \quad (9.39)$$

где R_1 , R_2' , $R_{2\text{доб}}'$ — соответственно сопротивление фазы статора и приведенные собственное и добавочное сопротивления фазы ротора (для короткозамкнутых двигателей $R_{2\text{доб}}' = 0$).

Из (9.39) следует, что потери при пуске состоят из потерь в роторной цепи $\Delta A_{n2} = J_\Sigma \frac{\omega_0^2}{2}$ и потерь в статорной цепи

$\Delta A_{n1} = J_\Sigma \frac{\omega_0^2}{2} \frac{R_1}{R_2' + R_{2\text{доб}}'}$, зависящих от активных сопротивлений статора и роторной цепи. Причем чем больше сопротив-

ление роторной цепи, тем меньше потери в статоре асинхронного двигателя.

Для короткозамкнутого двигателя $R'_{2\text{доб}} = 0$ и составляющая потеря в статоре равна:

$$\Delta A_{\text{ст}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2} \frac{R_1}{R'_2}.$$

В короткозамкнутых двигателях общего назначения $R_1 \approx R'_2$, т. е. составляющая потеря энергии в статоре примерно равна потерям в роторе.

У двигателей с короткозамкнутым ротором уменьшение потерь в статоре может быть достигнуто путем применения специальной конструкции ротора, имеющего повышенное сопротивление, — это двигатели с повышенным скольжением и со сплошным стальным ротором. Двигатели с глубоким пазом также обладают повышенным сопротивлением ротора, изменяющимся в функции скольжения, что также приводит к уменьшению переменных потерь в статоре.

При использовании двух- или многоскоростных асинхронных двигателей прямой пуск до максимальной скорости нежелателен, так как потери энергии окажутся значительно выше, чем у односкоростного короткозамкнутого двигателя такой же мощности, имеющего номинальную скорость, равную максимальной скорости многоскоростного двигателя. Это объясняется тем, что габариты и момент нагрузки многоскоростного двигателя, определяемые для низшей скорости, значительно больше, чем у односкоростного двигателя.

Пусть, например, для двухскоростного двигателя осуществляется пуск в две ступени. Если для пуска двигателя на первую ступень обмотка статора включена так, что его синхронная скорость равна половине максимальной скорости $\omega_0/2$, то потери энергии при этом составят (при $M_c = 0$)

$$\Delta A_{\text{стI}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{8} \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \right).$$

Пуск на вторую ступень со скорости $\omega_0/2$ до ω_0 вызовет потери

$$\Delta A_{\text{стII}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{8} \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \right).$$

Суммарные потери при пуске

$$\Delta A_{\text{ст}} = \Delta A_{\text{стI}} + \Delta A_{\text{стII}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{4} \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \right). \quad (9.40)$$

Следовательно, двухступенчатый пуск уменьшает потери энергии вдвое по сравнению с пуском в одну ступень. В этом случае предполагалось, что отношение R_1/R_2 сохранялось неизменным с переключением числа полюсов.

Ступенчатый пуск двухскоростного двигателя аналогичен пуску двигателя постоянного тока независимого возбуждения путем изменения подводимого к якору напряжения в две ступени.

Многоступенчатый пуск трех- и четырехскоростного двигателя приводит к снижению потерь энергии еще в большей степени.

Например, если осуществить ступенчатый пуск четырехскоростного двигателя, имеющего синхронные скорости 500/1000/1500/3000 об/мин, то потери на первой ступени (0–500 об/мин) составят $1/36$ потерь при пуске в одну ступень до 3000 об/мин, на второй ступени (500–1000 об/мин) – $1/36$, на третьей (1000–1500 об/мин) – $1/36$ и на четвертой (1000–1500 об/мин) – $1/4$. Общие потери при пуске в четыре ступени составят $1/3$ полных потерь при прямом пуске до 3000 об/мин. Для двигателя со скоростями 500/700/1000/1500 об/мин при четырехступенчатом пуске общие потери энергии составят $5/18$ потерь при пуске в одну ступень до 1500 об/мин.

Торможение двух- или многоскоростного двигателя для снижения потерь энергии аналогично пуску может быть ступенчатым. Так, если двухскоростной двигатель имеет две синхронные скорости ω_{01} и ω_{02} , то торможение от ω_{02} до ω_{01} можно осуществить с рекуперацией энергии в сеть, а с ω_{01} до 0 – противовключением. Потери энергии при торможении без нагрузки на первой ступени (рекуперативное торможение) можно определить по формуле

$$\begin{aligned} \Delta A_{p,r} &= J_{\Sigma} \omega_{02}^2 \frac{1}{m^2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right)^{1-m} \int_0^1 s ds = \\ &= J_{\Sigma} \frac{\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \frac{(m-1)^2}{m^2}, \end{aligned}$$

где $m = \omega_{02}/\omega_{01}$.

Потери энергии на второй ступени (торможение противовключением)

$$\Delta A_{np} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{02}^2}{m^2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right)^2 \int_1^2 s ds = J_{\Sigma} \frac{\omega_{02}^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \frac{3}{m^2}.$$

Суммарные потери при ступенчатом торможении равны:

$$\Delta A_r = J_{\Sigma} \omega_{02}^2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \frac{(m-1)^2 + 3}{m^2}. \quad (9.41)$$

В отличие от нерегулируемого привода, когда значения ω_0 задаются скачком и при этом в начальной стадии переходного процесса ввиду больших скольжений мощность потерь велика (рис. 9.6), в регулируемом приводе имеется возможность плавного задания ω_0 и снижения тем самым текущего значения скольжения и потерь. Рассмотрим изменение мощности потерь при пуске двигателя постоянного тока независимого возбуждения при линейном задании ЭДС преобразователя. Зависимости $\omega_0(t) = e_n(t)/c$ и $\omega(t)$ при пуске вхолостую представлены на рис. 9.7. На первом этапе пуска ($t \leq t_{п0}$)

$$\omega(t) = \varepsilon_0(t) - T_M \varepsilon_0(1 - e^{-t/T_M});$$

$$M = M_0(1 - e^{-t/T_M}),$$

на втором ($t > t_{п0}$)

$$\omega(t) = \omega_0 + (\omega' - \omega_0)e^{-(t-t_{п0})/T_M}$$

$$M = M_0 e^{-(t-t_{п0})/T_M},$$

где ω' — скорость, соответствующая переходу от первого ко второму участку пуска.

Потери энергии аналогично выражению (9.32) запишем в виде

$$\Delta A_n = \int_0^{t_{п,п}} M(\omega_0 - \omega) dt.$$

Полагая $t_{п,п} \gg T_M$ и допуская для упрощения линейную зависимость ω от t , показанную на рис. 9.7 штриховой линией, получаем

$$\left. \begin{aligned} \omega(t) &= \varepsilon_0 t - T_M \varepsilon_0; \quad \omega_0 - \omega = T_M \varepsilon_0; \\ M &= J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} = J_\Sigma \varepsilon_0; \quad \varepsilon_0 t_{п0} = \omega_0. \end{aligned} \right\} \quad (9.42)$$

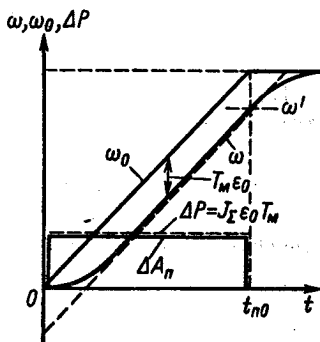


Рис. 9.7. Графики $\omega(t)$, $\omega_0(t)$ и потерь энергии при пуске вхолостую в системе УП — Д

Тогда

$$\Delta A_n = \int_0^{t_{n,n}} J_\Sigma \varepsilon_0 T_m dt, \quad (9.43)$$

или окончательно с учетом соотношений (9.42)

$$\Delta A_n = \frac{J_\Sigma \omega_0^2}{2} \frac{2T_m}{t_{n0}}. \quad (9.44)$$

График мощности потерь при условии (9.42) показан на рис. 9.7 (штриховая линия). Площадь под графиком пропорциональна потерям энергии, определяемым (9.44).

Из (9.44) следует, что когда $T_m \ll t_{n0}$, потери энергии при пуске с линейным изменением напряжения значительно меньше, чем при пуске с постоянным напряжением, когда ω_0 задается скачком.

Если управление двигателем производится по системе Г-Д путем включения обмотки возбуждения генератора на полное напряжение, ЭДС генератора изменяется по экспоненциальному закону и потери в якорной цепи будут определяться выражением

$$\Delta A_n = \int_0^{t_{n,n}} i_a^2 (R_{я,г} + R_{я,дв}) dt. \quad (9.45)$$

При пуске вхолостую ток якорной цепи

$$i_a(t) = I_{к,з} (e^{-t/T_b} - e^{-t/T_m}) \frac{1}{m-1}, \quad (9.46)$$

где $m = T_b/T_m$ — отношение постоянной времени обмотки возбуждения к электромеханической постоянной привода.

Подставляя (9.46) в (9.45), после преобразований получаем

$$\Delta A_{nГ-Д} = \Delta A_n \frac{1}{m+1}, \quad (9.47)$$

где $\Delta A_n = J_\Sigma \frac{\omega_0^2}{2}$.

Очевидно, что чем больше T_b по сравнению с T_m , т. е. чем медленнее нарастает ЭДС генератора, тем меньше потери энергии. Форсирование возбуждения приводит к возрастанию потерь энергии.

Можно показать, что при пуске под нагрузкой потери энергии в якорной цепи Г-Д равны:

$$\Delta A'_{nГ-Д} = \Delta A_{nГ-Д} + P_c (2T_m + \Delta \omega_c t_n), \quad (9.48)$$

где P_c , $\Delta\omega_c$ — соответственно мощность, потребляемая двигателем, и перепад скорости, обусловленный моментом нагрузки M_c при установившейся ЭДС генератора.

В процессе рекуперативного торможения вхолостую потери в якорной цепи составят

$$\Delta A_{p, \Gamma-D} = \Delta A_n \frac{m}{m-1}$$

и при $M_c = \text{const}$

$$\Delta A_{p, \Gamma-D} = \Delta A_n \frac{1}{m+1} - P_c (2T_m + \Delta\omega_c t).$$

Анализируя потери энергии в регулируемом асинхронном приводе при плавном задании частоты f_1 и, следовательно, ω_0 , не будем учитывать влияние на потери электромагнитных переходных процессов и будем считать, что асинхронный двигатель в переходном режиме всегда работает на линейном участке механической характеристики, т. е. абсолютное скольжение s_a всегда меньше критического: $s_a < s_{a,к}$.

При данных допущениях электромагнитный момент асинхронного двигателя является функцией относительного скольжения и относительной частоты $f_* = f/f_{\text{ном}} = \omega_0/\omega_{01}$, т. е. можно записать $M = \varphi(s_a; f_*)$.

Учитывая, что $\omega = \omega_{\text{ном}}(f_* - s_a)$, уравнение движения электропривода с асинхронным двигателем при $c_{12} = \infty$ можно записать в виде

$$\begin{aligned} M &= M_c + J_{\Sigma} \frac{d[\omega_{\text{ном}}(f_* - s_a)]}{dt} = \\ &= M_c + J_{\Sigma} \omega_{\text{ном}} \frac{df_*}{dt} - J_{\Sigma} \omega_{\text{ном}} \frac{ds_a}{dt}. \end{aligned} \quad (9.49)$$

Текущее значение момента асинхронного двигателя в функции относительной частоты f_* и скорости ω при учете того, что при $s_a < s_{a,к}$ электромагнитный момент пропорционален s_a , определяется выражением ($M = K_{sa}s_a$)

$$M = K_{sa}f_* - \frac{K_{sa}}{\omega_{\text{ном}}} \omega. \quad (9.50)$$

Подставляя полученное уравнение механической характеристики асинхронного двигателя (9.50) в уравнение движения (9.49), получаем

$$K_{sa}f_*(t) = M_c + \frac{K_{sa}}{\omega_{\text{ном}}} \omega + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt},$$

где $f_*(t)$ — закон изменения относительной частоты.

Пусть, как и при рассмотрении потерь переходных процессов, при линейном изменении напряжения двигателя независимого возбуждения управляющее воздействие изменяется линейно и $\varepsilon_0 = \text{const}$, тогда абсолютное скольжение будет изменяться по закону

$$s_a = \frac{M_c + J_\Sigma \varepsilon_0}{K_{sa}} (1 - e^{-t/T_M}) + s_{a,c} e^{-t/T_M}, \quad (9.51)$$

где $s_{a,c} = M_c/K_{sa}$ — абсолютное скольжение, соответствующее статическому моменту; $T_M = J_\Sigma \omega_{1\text{ном}} s_{\text{ном}}/M_{\text{ном}}$ — электромеханическая постоянная времени.

Потери энергии в статорной и роторной цепях в переходном процессе при линейном изменении задания частоты будут равны:

$$\Delta A_{\text{п,п}} = \int_0^{t_{\text{п,п}}} M \omega_{1\text{ном}} s_a \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) dt. \quad (9.52)$$

В частности, при пуске с $M_c = 0$, когда заданное время разгона $t_{\text{п,п}} = \omega_{1\text{ном}}/\varepsilon_0 \gg T_M$; $s_a = J_\Sigma \varepsilon$, учитывая (9.52), получаем

$$\Delta A_{\text{п,п}} = \frac{J_\Sigma \omega_{1\text{ном}}^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) \frac{2T_M}{t_{\text{п0}}}. \quad (9.53)$$

Видно, что выражения (9.44) и (9.53) аналогичны, и при сравнительно медленном задании ω_0 при частотном пуске асинхронного двигателя так, чтобы $s_a < s_{a,\text{к}}$ и $t_{\text{п0}} \gg T_M$, потери энергии могут быть существенно снижены по сравнению с потерями при прямом пуске. Аналогичные результаты можно получить при анализе частотного управления торможением асинхронного двигателя.

Пример 9.1. Определить закон изменения момента двигателя постоянного тока независимого возбуждения, при котором потери энергии при заданном изменении скорости (рис. 9.8) будут минимальны.

Данные для расчета: мощность двигателя $P_{\text{ном}} = 200$ кВт; $U_{\text{ном}} = 220$ В; $I_{\text{ном}} = 1000$ А; $n_{\text{ном}} = 1500$ об/мин; $J_{\text{дв}} = 5,75$ кгм²; $J'_{\text{мех}} = 2,3$ кгм²; $R_{\Sigma} = 0,0053$ Ом.

Примем составляющую суммарных потерь ΔP_c , определяемую потерями на возбуждение, потерями в стали, вентиляционными по-

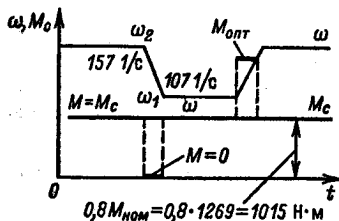


Рис. 9.8. К примеру 9.1

терями, не зависящей от скорости. Тогда минимум суммарных потерь энергии в двигателе будет определяться минимумом переменной составляющей потерь ΔP_v .

Закону изменения момента, при котором потери энергии для заданного диапазона изменения скорости $\Delta\omega_3 = \omega_2 - \omega_1$ будут минимальны, должны соответствовать минимальные потери для любого бесконечного малого изменения скорости $d\omega$ из заданного диапазона $\Delta\omega_3$, т. е. необходимо, чтобы

$$d(\Delta A) = I_r^2 R dt = d(\Delta A_{min}). \quad (9.54)$$

Используя уравнение движения электропривода с жестким механическим звеном, запишем (9.54) в виде

$$d(\Delta A) = \left(\frac{M(\omega)}{c} \right)^2 R \frac{J_\Sigma d\omega}{M(\omega) - M_c(\omega)}, \quad (9.55)$$

где $dt = J_\Sigma d\omega / [M(\omega) - M_c(\omega)]$; $I = M(\omega)/c$.

В свою очередь подставим в (9.55) $J_\Sigma R/c^2 = T_m$, получим

$$d(\Delta A) = T_m \frac{M^2(\omega)}{M(\omega) - M_c(\omega)} d\omega. \quad (9.56)$$

Минимум потерь энергии (9.56) будет при законе $M(\omega)$, обращающем в нуль производную $d(\Delta A)/dM$, т. е.

$$T_m d\omega \frac{\partial}{\partial M(\omega)} \left[\frac{M^2(\omega)}{M(\omega) - M_c(\omega)} \right] = 0. \quad (9.57)$$

Продифференцировав (9.57) и разрешив полученное выражение относительно $M(\omega)$, получим

$$M_{1opt}(\omega) = 0; M_{2opt}(\omega) = 2M_c(\omega). \quad (9.58)$$

Первое решение $M_{1opt}(\omega) = 0$ относится к процессу изменения скорости при торможении, которое для минимизации потерь выгодно осуществлять за счет момента сопротивления M_c при отсутствии тока в якорной цепи. Второе решение $M_{2opt}(\omega) = 2M_c(\omega)$ относится к процессам увеличения скорости, когда моменты M и M_c направлены встречно.

Интегрируя (9.56) в пределах заданного диапазона изменения скорости $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$, с учетом (9.58) получаем

$$\Delta A_{min} = \int_0^{t_{п.п}} d(\Delta A) = \int_{\omega_1}^{\omega_2} T_m \frac{[2M_c(\omega)]^2}{2M(\omega) - M_c(\omega)} d\omega = 4T_m \int_{\omega_1}^{\omega_2} M_c(\omega) d\omega. \quad (9.59)$$

Так как заданное значение M_c не зависит от скорости (рис. 9.8), окончательно имеем

$$\Delta A_{min} = 4T_m M_c (\omega_1 - \omega_2) = 4T_m M_c \Delta\omega. \quad (9.60)$$

Определим необходимое для расчета по (9.60) значение T_m (M_c и $\Delta\omega$, рис. 9.8). Из уравнения электромеханической характеристики

двигателя вначале определим коэффициент c :

$$c = \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\Sigma}}{\omega_{\text{ном}}} = \frac{220 - 1000 \cdot 0,0053}{157} = 1,37 \text{ В} \cdot \text{с},$$

где $\omega_{\text{ном}} = 2\pi n_{\text{ном}}/60 = 6 \cdot 28 \cdot 1500/60 = 157 \text{ 1/с}$.

Жесткость механической характеристики β

$$\beta = c^2/R_{\Sigma} = 1,37^2/0,0053 = 354 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}.$$

Электромеханическая постоянная

$$T_m = J_{\Sigma}/\beta = 8,05/354 = 0,022 \text{ с}.$$

Потери энергии на этапе увеличения скорости

$$\Delta A_{\text{дин}} = 4T_m M_c \Delta\omega = 4 \cdot 0,022 \cdot 0,8 \cdot 1269 \cdot 50 = 4467 \text{ Вт} \cdot \text{с}.$$

Заметим, что при $M < M_{\text{опт}}$ потери увеличиваются в большей степени, чем при $M > M_{\text{опт}}$. Это связано с тем, что при $M \rightarrow M_c$ увеличивается время переходного процесса, которое обратно пропорционально динамическому моменту $M_{\text{дин}} = M - M_c$, при этом мощность потерь, пропорциональная M^2 , снижается в меньшей степени. При $M > M_{\text{опт}}$ увеличивается мощность потерь и снижается время переходного процесса, но при этом соотношение между этими составляющими таково, что потери энергии увеличиваются меньше, чем в предыдущем случае.

9.4. Нагревание и охлаждение двигателей

Выделение тепловых потерь приводит к нагреванию двигателей, накладывая тем самым ограничения на режимы работы электропривода.

Электрическая машина является сложным объектом нагрева, все особенности которого в расчетах по предварительному выбору двигателя учесть трудно. Поэтому на практике применяются упрощенные модели. Чтобы лучше представить суть допущений, лежащих в основе этих тепловых моделей, рассмотрим электрическую машину как объект нагрева. На рис. 9.9 изображены разрезы асинхронного короткозамкнутого двигателя в поперечном и продольном направлениях.

Основное количество теплоты в машине выделяется в обмотках статора 1 и ротора 2.

Конструкция электрических машин содержит элементы, выполненные из материалов, имеющих существенно различную теплопроводность и теплоемкость. Сравнительно хорошо проводят теплоту материалы, из которых выполняются обмотки, — медь и алюминий. Хуже способность к передаче теплоты у сталей, из которых выполнены магнитопроводы и станина машины. Плохо проводят теплоту изоляционные материалы,

окружающие проводники — источники теплоты. Препятствуют хорошему отводу теплоты из машины и нециркулирующие слои воздуха, а также неплотности механического контакта отдельных элементов. В диапазоне температур, при которых работают элементы электрических двигателей, практически все количество теплоты, передаваемое от нагретых элементов менее нагретым, пропорционально первой степени разности температур между этими элементами.

Неоднородность тепловых свойств объема машины, ее «слоистость», неравномерное распределение источников теплоты определяют сложную картину распределения температуры по сечению. Существенным образом на нагрев влияют и способ охлаждения, и положение отдельных частей машины относительно путей протекания охлаждающего воздуха. Так, при развитых путях циркуляции воздуха внутри машины тепловая энергия отводится от обмоток теплообменом с потоками воздуха, в малой степени передаваясь железу статора и корпусу машины. В двигателях с развитой за счет оребрения наружной поверхностью и внешним обдувом теплоотвод реализуется в основном поверхностью машины. Несмотря на высокую теплопроводность меди и равномерное выделение теплоты по длине, в осевом направлении машины тоже имеется неравномерное распределение температуры. Лобовые и пазовые части обмотки находятся в различных условиях охлаждения: пазовая часть отделена от стали дополнительно пазовой изо-

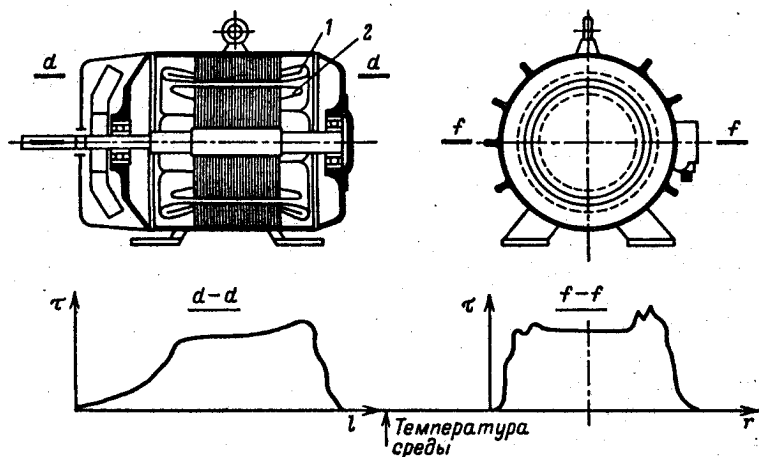


Рис. 9.9. Примерное распределение температуры в продольном (а) поперечном (б) сечениях асинхронного двигателя

ляцией, лобовая часть может оказаться в среде подогретого воздуха в зависимости от положения относительно вентилятора. Поэтому в машинах закрытого исполнения лобовые части оказываются нагретыми больше пазовых, а в машинах защищенного исполнения наоборот.

Из-за конечной скорости распределения теплоты по сечению машины в динамических тепловых режимах распределение температуры зависит еще и от времени.

Разность температур между соседними элементами машины или средой — это как бы «температурное напряжение», определяющее направление перетока теплоты. На рис. 9.9 показано возможное в некоторый момент времени распределение температуры по поперечному сечению и вдоль статорной обмотки асинхронного двигателя.

Расчетная практика и экспериментальные исследования показывают, что удовлетворительные модели нагрева электрических машин для предварительного выбора двигателей и проверки их по тепловому режиму можно получить, приняв некоторые упрощающие положения, не искажающие в целом физическую картину процессов нагрева.

Так, принимается, что мощность теплоотдачи в машине от одного тела другому или окружающей среде равна произведению первой степени разности температур между этими телами на коэффициент теплоотдачи A , Вт/с. Например, если разность температур между корпусом машины и охлаждающей средой, температура которой принимается постоянной, равна t , °С, то мощность теплового потока от корпуса к среде есть $\Delta P = At$, Вт.

Рассмотрим тепловую модель двигателя, состоящую из двух тел, одно из которых представляет ее обмотки с теплоемкостью C_1 , Вт·с/°С, а другое — магнитопроводы и станину с суммарной теплоемкостью C_2 . Теплоемкость численно равна количеству теплоты, необходимой для увеличения температуры тела на 1 °С, поэтому в общем случае справедливо соотношение $C dt = \Delta P dt$, Вт·с. Медь обмоток и сталь конструкции обладают довольно высокой удельной теплопроводностью, поэтому допустимо приближенно принять, что в любой момент времени температура в пределах обмотки и стали одинакова, т.е. считать теплопроводность бесконечной. Наличие между сталью и медью термического сопротивления — изоляции — определяет разность температур между ними. Мощность теплового потока между этими телами модели равна:

$$\Delta P = A_{12} (\Theta_{ст} - \Theta_{м}) = A_{12} (\tau_1 - \tau_2), \quad (9.61)$$

где ΔP — мощность теплового потока между сталью и медью;

τ_1 и τ_2 — соответственно $(\Theta_m - \Theta_{\text{среды}})$ и $(\Theta_{\text{ст}} - \Theta_{\text{среды}})$ — превышения температур меди и стали над температурой охлаждающей среды; $A_{1,2}$ — коэффициент.

Принятым допущениям соответствует физическая модель, изображенная на рис. 9.10. Это составной цилиндр. Внутренняя часть его с теплоемкостью C_1 представляет обмотки, теплопередача между которыми и сталью определяется коэффициентом $A_{1,2}$, моделирующим термическое сопротивление изоляции. Оболочка цилиндра с теплоемкостью C_2 моделирует массу железа машины. Мощность теплового потока от корпуса к окружающей среде пропорциональна A_2 .

Теплоотвод с поверхности и от внутренних частей машины, который осуществляется в основном путем конвекции, зависит от скорости охлаждающего воздуха v . При этом теплота отводится потоками воздуха и от внутренних частей машины. Для этого в модели предусмотрен канал в массе меди и указан коэффициент теплоотдачи A_1 от обмотки к окружающей среде. Коэффициенты A_1 и A_2 в общем случае зависят от скорости движения охлаждающего воздуха. Вентилятор B может приводиться в движение самой машиной, и тогда $v = f(\omega)$, или от специального двигателя, тогда $v = \text{const}$. В ряде типов машин вентилятор отсутствует и $A_1 \approx \text{const}$, $A_2 \approx \text{const}$.

Используем полученную модель для анализа статических тепловых состояний двигателя при постоянных значениях мощности потерь в меди ΔP_m и стали $\Delta P_{\text{ст}}$ и соответственно $\tau_1 = \text{const}$, $\tau_2 = \text{const}$. Уравнения, описывающие статическое тепловое состояние, должны отражать баланс между мощностью внутренних тепловыделений, теплового потока, направленного к каждому из тел модели, и мощностью теплоотвода.

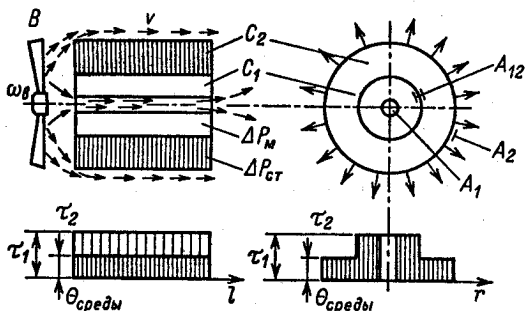


Рис. 9.10. Упрощенная модель двигателя как тела нагрева

Поэтому справедливы следующие уравнения:

для меди

$$\Delta P_m = A_{12}(\tau_1 - \tau_2) + A_1\tau_1; \quad (9.62)$$

Мощность тепловых потерь в меди
 Мощность теплового потока между сталью и медью
 Мощность теплового потока от меди к охлаждающей среде

для стали

$$\Delta P_{ст} + A_{12}(\tau_1 - \tau_2) = A_2\tau_2. \quad (9.63)$$

Мощность тепловых потерь в стали
 Мощность теплового потока между медью и сталью
 Мощность теплового потока от стали к охлаждающей среде

Параметры C_1 и C_2 определяют тепловую инерционность и в (9.62), (9.63) не входят, так как на статические режимы не влияют.

Решить систему алгебраических уравнений (9.62), (9.63) несложно, поэтому приведем выражения для τ_1 и τ_2 без вывода:

$$\tau_1 = \frac{\Delta P_m (A_2 + A_{12}) + \Delta P_{ст} A_{12}}{A_1 A_2 + A_1 A_{12} + A_2 A_{12}}; \quad (9.64)$$

$$\tau_2 = \frac{\Delta P_{ст}}{A_2 + A_{12}} + \frac{\Delta P_m A_{12} (A_2 + A_{12}) + \Delta P_{ст} A_{12}^2}{(A_1 A_2 + A_1 A_{12} + A_2 A_{12}) (A_2 + A_{12})}. \quad (9.65)$$

Важно заметить, что ввиду линейности принятой модели нагрева двигателя выражения (9.64), (9.65) и полученные ниже можно использовать при оценке средних температур $\tau_{1ср}$ и $\tau_{2ср}$ для процессов с периодическим или случайным характером изменения потерь, но постоянными средними значениями.

Рассмотрим некоторые частные случаи тепловых состояний двигателя, соответствующие различным соотношениям между коэффициентами теплоотдачи и потерями $\Delta P_{ст}$ и ΔP_m .

Пусть теплоотвод реализуется в основном через внешнюю поверхность машины (двигатели закрытого исполнения), т. е. $A_1 \approx 0$. Тогда из (9.64) и (9.65) следует, что

$$\tau_1 = \Delta P_m / A_{12} + \Delta P_{ст} / A_2; \quad \tau_2 = \Delta P_{ст} / A_2,$$

где $\Delta P_{ст} = \Delta P_m + \Delta P_{ст}$ — суммарная мощность тепловыделений.

Эпюра температур, соответствующая рассмотренному случаю, приведена на рис. 9.11, а. Из рисунка видно, что температура меди $\Theta_{среды} + \tau_1$ и, следовательно, изоляции обмоток определяется перепадом температур между корпусом и средой

$\tau_2 = \Delta P_{\Sigma} / A_2$ и перепадом температуры между медью и сталью $\tau_1 - \tau_2 = \Delta P_M / A_{12}$. Перепады температур зависят от значений A_{12} , A_2 и потерь ΔP_M , $\Delta P_{\text{ст}}$.

Примем теперь, что в режиме холостого хода потери в меди малы $\Delta P_M \approx 0$ и по-прежнему $A_1 \approx 0$. В этом случае оказывается, что $\tau_1 = \tau_2 = \Delta P_{\text{ст}} / A_2$, несмотря на то что $A_{12} \neq \infty$ (рис. 9.11, б). Температура всего двигателя оказывается одинаковой.

Этот результат обусловлен тем, что при отсутствии источника теплоты в меди и отсутствии теплоотвода непосредственно окружающей среде ($A_1 = 0$) значение τ_2 не может отличаться в установившемся режиме от τ_1 . Аналогичная картина будет и при $A_2 \approx 0$; $\Delta P_{\text{ст}} = 0$, когда теплоотвод реализуется в основном путем вентиляции внутренних частей машины и $\Delta P_M \gg \gg \Delta P_{\text{ст}}$. Только при этом температура определяется мощностью потерь в меди и A_1 : $\tau = \tau_1 = \tau_2 = \Delta P_M / A_1$ (рис. 9.11, в).

Последние два примера указывают на возможность анализировать установившуюся температуру двигателя, рассматривая его как однородное тело, если $A_1 \gg A_2$ и $\Delta P_M \gg \Delta P_{\text{ст}}$ или $A_2 \gg A_1$ и $\Delta P_{\text{ст}} \gg \Delta P_M$. Если потери в стали и меди соизмеримы в случае $A_2 < A_1$, то, приняв $A_2 = 0$, получим

$$\tau_1 = \Delta P_{\Sigma} / A_1; \quad \tau_2 = \Delta P_{\Sigma} / A_1 + \Delta P_{\text{ст}} / A_{12}$$

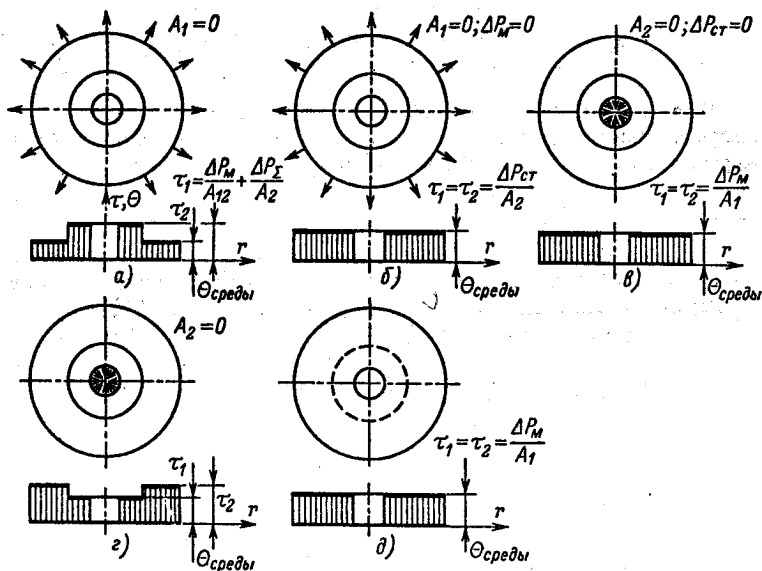


Рис. 9.11. Эпюры температур в установившихся режимах нагрева

стали будет выше температуры меди.

Рассмотрим в заключение ситуацию, при которой коэффициент A_{12} велик и можно считать $A_{12} \rightarrow \infty$. Несмотря на то что коэффициент теплопроводности изоляционных материалов почти в 1000 раз меньше, чем у проводников, надо иметь в виду, что слои изоляции сравнительно тонкие и указанное приближение в отдельных случаях обосновано. Очевидно, что при $A_{12} = \infty$ $\tau_1 = \tau_2 = \Delta P_{\Sigma} / A_{\Sigma}$ [см. (9.64), (9.65) и рис. 9.11, д]. Эпюра температуры двигателя содержит один перепад.

Анализ статических режимов показывает, что представление двигателя всего двумя массами обуславливает весьма разнообразные тепловые состояния в зависимости от условий нагрева и способа охлаждения. Рассмотрим динамические свойства тепловой модели двигателя для случая, когда ΔP_M , $\Delta P_{\text{ст}}$ постоянны и двигатель представлен в виде двух масс. Будем сочетать анализ структурной схемы, соответствующей тепловой модели, с физическим анализом процесса нагрева.

Изменение температур τ_1 и τ_2 возможно, когда нарушен баланс мощностей теплового потока к данному телу и от него, соответствующий уравнениям (9.62), (9.63).

На рис. 9.12, а структурно представлен баланс мощности отдельно для меди и стали тепловой модели двигателя и мощности теплового потока между ними. Замыкающие штриховые линии соединяют элементы тепловой модели в структурную схему.

Рассмотрим переходные процессы нагрева двигателя, приняв нулевые начальные условия $\tau_1 = 0$, $\tau_2 = 0$, при $\Delta P_M = \text{const}$ и $\Delta P_{\text{ст}} = \text{const}$. В начале переходного процесса производная $d\tau_1/dt = \Delta P_M / C_1$, а производная $d\tau_2/dt = \Delta P_{\text{ст}} / C_2$, причем $d\tau_1/dt > d\tau_2/dt$, так как потери в меди, как правило, больше, а теплоемкость меди меньше, чем теплоемкость стали машины (рис. 9.13, а). По мере увеличения отвода теплоты [$A_1\tau_1$; $A_{12}(\tau_1 - \tau_2)$], темп роста τ_1 снижается

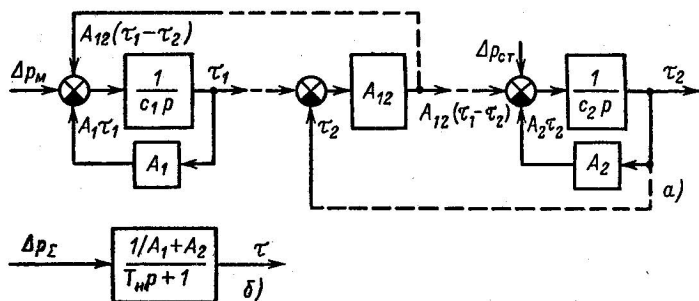


Рис. 9.12. Структурные схемы двухмассовой (а) и одномассовой (б) тепловых моделей двигателя

и τ_1 стремится к значению, определяемому (9.64). Дальнейший характер нагревания стали зависит от баланса мощности, поступающей от меди, и мощности, отводимой в окружающую среду. Если больше последняя, то τ_2 изменяется так, как показано на рис. 9.13, а сплошной линией. В противном случае процесс будет идти, как представлено на рис. 9.13, а штриховой линией. В обоих случаях установившееся значение определится выражением (9.65).

Проанализируем процесс нагрева при $A_1 \approx 0$. В отличие от предыдущего случая здесь уменьшается теплоотвод от обмоток и скорость нагрева снижается медленнее, установившиеся значения τ_1 и τ_2 увеличиваются и определяются (9.64), (9.65) (рис. 9.13, б).

Режиму нагрева при холостом ходе машины, если $\Delta P_{ст} \gg P_M \approx 0$, а $A_1 = 0$, соответствуют кривые, приведенные на рис. 9.13, в. Сталь нагревается быстрее меди, для которой в начале процесса $d\tau_1/dt = 0$, так как принято, что $\Delta P_M \approx 0$. Установившиеся температуры меди τ_1 , стали τ_2 одинаковы (рис. 9.13, в).

Процесс нагрева при $\Delta P_M \gg \Delta P_{ст}$ и $A_1 \gg A_2 \approx 0$ протекает аналогично рассмотренному. Но темп нагрева меди, даже если $\Delta P_M = \Delta P_{ст}$, значительно выше, чем стали, из-за гораздо меньшей теплоемкости (рис. 9.13, г). Установившиеся значения температур τ_1 и τ_2 , так как $A_2 = 0$, $\Delta P_{ст} = 0$, одинаковы.

Когда двигатель представляется как однородное тело нагрева ($A_{12} = \infty$), то в дифференциальное уравнение теплового баланса входят суммарная мощность тепловых потерь $\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{ст} + \Delta P_M$,

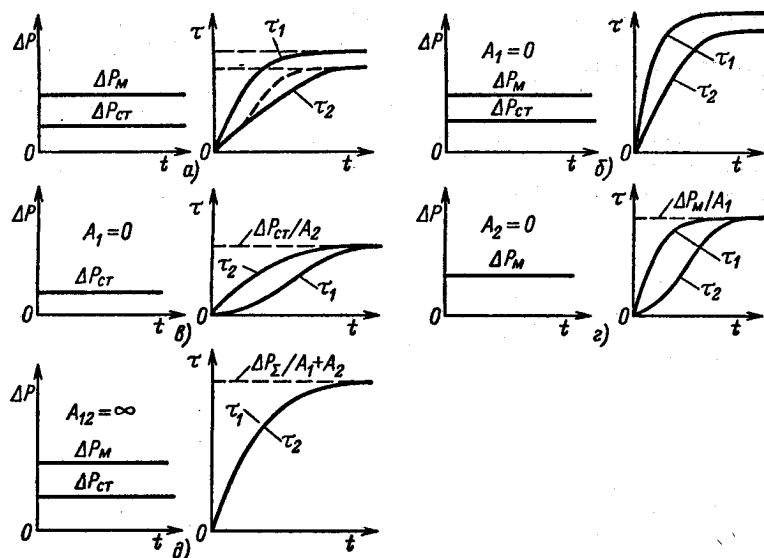


Рис. 9.13. Переходные процессы нагрева двигателя в двухмассовой модели

суммарная мощность теплоотвода $(A_1 + A_2)\tau = A\tau$ ($\tau = \tau_1 = \tau_2$) и мощность, определяющая изменение температуры двигателя,

$$(C_1 + C_2) \frac{d\tau}{dt} = C \frac{d\tau}{dt}, \text{ при этом дифференциальное уравнение теплового}$$

баланса имеет вид

$$\Delta P = A\tau + C \frac{d\tau}{dt}. \quad (9.66)$$

Соответствующая передаточная функция и структурная схема двигателя при допущении $A_{12} = \infty$ даны на рис. 9.12, б. В общем виде процесс нагрева двигателя в этом случае представлен экспонентой на рис. 9.13, д, где $\tau_1 = \tau_2$, а установившееся значение равно $\tau = \Delta P_{\Sigma} / A_{\Sigma}$.

Из рассмотрения приведенных простейших процессов нагрева и структурной схемы рис. 9.12, а также практики анализа тепловых режимов можно сделать следующие выводы.

Целесообразно с помощью простейших тепловых моделей проводить качественный анализ процессов нагрева, позволяющий выбрать наилучшую из них для приближенного представления двигателя в конкретном режиме нагрева.

Так, из приведенного анализа следует, что удобно рассматривать отдельно влияние на температуру обмотки средних потерь, определяющих средние температуры меди и стали $\theta_{\text{среды}} + \tau_2$, $\theta_{\text{среды}} + \tau_1$ [(9.64), (9.65)], и влияние переменных составляющих потерь на колебательные составляющие температур.

При медленных изменениях потерь в качестве тепловой модели для оценок колебаний температуры может оказаться приемлемым представление двигателя инерционным звеном с параметрами C_{Σ} и A_{Σ} .

При быстрых изменениях потерь в обмотках двигателя температура изоляции (меди) может значительно меняться из-за сравнительно малой (по отношению к постоянной нагрева стали) постоянной времени нагрева обмотки.

Таким образом, особенности конкретных условий нагрева можно учесть выбором соответствующих параметров инерционного звена.

Рассмотрим подробно переходные процессы и соотношения между параметрами тепловых потерь и температуры, исходя из представления двигателя в тепловом отношении в виде звена (рис. 9.12, б) с передаточной функцией

$$W_{\tau}(p) = \frac{1/A}{T_{ин}p + 1}, \quad (9.67)$$

которую нетрудно получить, представив уравнение теплового баланса (9.66) в операторной форме.

В общем случае переходные процессы при скачкообразном изменении воздействия на входе инерционного звена описываются экспонентами вида

$$x(t) = x_y + (x_{нач} - x_y) e^{-t/T_{ин}}. \quad (9.68)$$

Они рассматривались в предыдущих главах, в частности при анализе переходных процессов с двигателями, обладающими линейными механическими характеристиками.

Применительно к рассматриваемым тепловым переходным процессам $T = C/A$ — тепловая постоянная времени, A и C — соответственно коэффициенты теплоотдачи и теплоемкости; $x_y = \tau_y = \Delta P/A$ — установившееся значение превышения температуры, к которому стремится τ при $t \rightarrow \infty$; ΔP — суммарные потери на рассматриваемом участке переходного процесса; $x_{нач} = \tau_{нач}$ — начальное значение температуры для данного участка переходного процесса.

Пусть в начале процесса нагрева на рис. 9.14 (участок I) потери есть ΔP_I , а $\tau_{нач} = 0$. Тогда в соответствии с (9.68)

$$\tau_I(t) = \frac{\Delta P_I}{A_I} (1 - e^{-t/T_H}). \quad (9.68a)$$

Начальная производная процесса нагрева, как следует из уравнения (9.66), при $\tau = 0$ равна $d\tau/dt = \Delta P_I/C$. Если бы процесс нагрева продолжался с производной, равной начальной, то до установившейся температуры $\tau_{yI} = \Delta P_I/A_I$ двигатель нагрелся бы за время $t_H = \frac{\tau_y}{(d\tau/dt)} = \frac{\Delta P_I}{A_I} \frac{C}{\Delta P_I} = \frac{C}{A_I} = T_H$, равное постоянной времени нагрева.

За это время при нагреве в соответствии с (9.68a) превышение температуры достигает значения $\tau(T_H) = \tau_y (1 - e^{-1}) = 0,632\tau_y$.

В соответствии со свойствами экспоненты установившееся значение превышения температуры (примем $\tau_y \approx 0,95\tau_y$) достигается через $t = 3T_H$. На участке II (рис. 9.14) потери ниже, чем на участке I, поэтому возникает переходный процесс снижения τ . Начальное значение $\tau_{начII}$ определяется конечным значением $\tau_{конI}$, а установившееся значение превышения температуры будет равно $\tau_{yII} = \Delta P_{II}/A_{II}$, если коэффициент теплоотдачи A не изменяется и $A_{II} = A_I$. Экспонента $\tau(t)$ на участке II имеет ту же постоянную времени, так как параметры C и A , определяющие T_H , не изменились. На участке III графика рис. 9.14 изменение τ вызвано снижением коэффициента A , например если произошло снижение скорости двигателя, имеющего самовентилиацию, а потери остались неизменными.

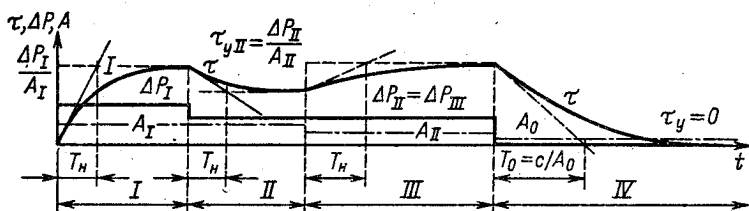


Рис. 9.14. Переходные процессы нагрева двигателя в одномассовой модели

Степень снижения коэффициента теплоотдачи характеризуют коэффициентом $\beta = A/A_{\text{ном}}$. Примерные значения коэффициента β_0 для неподвижного якоря (ротора) двигателей с различными видами вентиляции приведены ниже:

Закрытый с независимой вентиляцией	1
Закрытый без вентиляции	0,95–0,98
Закрытый самовентилируемый	0,45–0,55
Защищенный самовентилируемый	0,25–0,35

Переходный процесс описывается по-прежнему дифференциальным уравнением нагрева (9.68). Начальное значение $\tau_{\text{начIII}} = \tau_{\text{конII}}$, установившееся значение $\tau_{\text{уIII}} = \Delta P_{\text{III}}/A_{\text{III}}$, а постоянная нагрева $T_{\text{нIII}} > T_{\text{нI}} = C/A_{\text{III}}$.

Процесс охлаждения двигателя при отключении его от сети (участок IV на рис. 9.14) идет всегда с постоянной времени $T_0 = T_{\text{н}}/\beta_0$, большей постоянной при нагреве $T_{\text{н}}$. Среднее значение постоянной $T_{\text{н}}$ на участке нагрева для двигателей с самовентиляцией открытого исполнения средней мощности лежит в пределах 1 ч, для закрытых – около 3 ч.

Заметим, что переходные процессы изменения температуры изоляции двигателя при описании его двухмассовой тепловой моделью отличаются, как было установлено выше, от рассмотренных. Однако, анализируя характеристическое уравнение, соответствующее структуре рис. 9.12, можно установить, что при любых сочетаниях параметров процесс $\tau_2(t)$ при $\Delta P_{\Sigma} = \text{const}$ неколебательный, т. е. наибольшее значение температуры соответствует установившемуся $\tau_{\text{max}} = \tau_y$ (9.64), (9.65).

Большинство режимов работы двигателей характеризуется периодическим изменением греющих потерь. Такие изменения вызываются колебанием статической нагрузки привода, наличием этапов пуска и торможения с большим выделением потерь, чередованием периодов работы и отключенного состояния двигателей. Эти изменения, а также изменения условий теплоотдачи приводят к колебаниям температуры двигателей относительно среднего значения. При больших колебаниях температуры максимальные значения ее могут достигать недопустимого уровня. Кроме того, тепловой износ изоляции нелинейно зависит от температуры, и, как будет показано в § 9.5, для анализа влияния температурного режима на срок службы изоляции необходимо располагать оценками, по крайней мере, ее среднеквадратического отклонения.

Рассмотрим в рамках одномассовой тепловой модели связь между параметрами периодической функции потерь и искомыми параметрами температурного режима.

Пусть $\Delta P(t)$ – в общем случае произвольная периодическая функция суммарных тепловых потерь (рис. 9.15, а). Такую функцию всегда можно представить в виде суммы средней неизменной во времени составляющей $\Delta P_{\text{ср}}$ (рис. 9.15, б)

и переменной составляющей $\Delta P_{\sim} = [\Delta P(t) - \Delta P_{cp}]$ (рис. 9.15, в), имеющей среднеквадратическое отклонение $\sigma\{\Delta P\}$, причем

$$\Delta P_{cp} = \frac{1}{T_{\Delta P}} \int_0^{T_{\Delta P}} \Delta P(t) dt;$$

$$\sigma\{\Delta P\} = \sqrt{\frac{1}{T_{\Delta P}} \int_0^{T_{\Delta P}} [\Delta P(t) - \Delta P_{cp}]^2 dt.}$$

Такие функции можно разложить в ряд Фурье

$$\Delta P(t) = \Delta P_{cp} + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \sin[i\Omega_1 t + \psi_i],$$

где a_i — коэффициенты разложения; Ω_1 — частота первой гармоники: $\Omega_1 = 2\pi/T_{\Delta P}$; ψ_i — фазы гармонических составляющих.

При известной передаточной функции двигателя (9.67) ΔP_{cp} и a_i можно было бы оценить значения τ_{cp} и $\sigma\{\tau\}$. Найдем τ_{cp} :

$$\tau_{cp} = \Delta P_{cp} b_0 = \Delta P_{cp}/A,$$

где $b_0 = |W_{\tau}|_{\Omega=0} = 1/A$ — коэффициент передачи.

Используя равенство Парсеваля, гласящее, что сумма квадратов коэффициентов спектрального разложения периодической функции равна ее удвоенному среднему квадрату отклонения от среднего значения, вычисляем

$$\sigma^2\{\tau\} = 1/2 \sum c_i = 1/2 \sum_{i=1}^{\infty} a_i b_i, \quad (9.69)$$

где $b_i = |W_{\tau}|_{\Omega_i}$ — модуль передаточной функции тепловой модели двигателя на соответствующей частоте.

Однако для инженерных оценок такой путь громоздок, так как требует спектрального разложения функции $\Delta P(t)$.

Сохранив соотношение между потерями и температурой, найдем оценку равенству (9.69) сверху. Для этого заменим реальную функцию $\Delta P(t)$ другой — $\Delta P'(t)$ — с той же средней

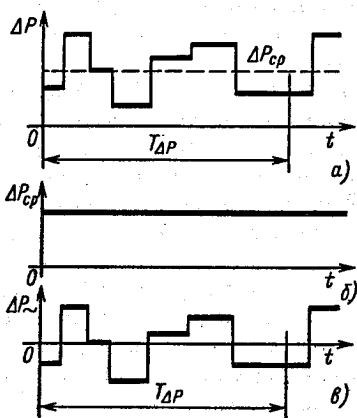


Рис. 9.15. Произвольная периодическая функция потерь и ее составляющие

составляющей $\Delta P_{\text{ср}}$, но имеющей гармоническую составляющую с частотой первой гармоники Ω_1 и среднеквадратическое отклонение, равное исходной функции $\Delta P(t)$. Амплитуду эквивалентной первой и единственной гармонической, представляющей среднеквадратическое отклонение функции $\Delta P(t)$, находим, опираясь на равенство Парсеваля, в виде $\sigma\{\Delta P\} = a_{1\Omega} / \sqrt{2}$, откуда

$$a_{1\Omega} = \sqrt{2} \sigma\{\Delta P\}. \quad (9.70)$$

Теперь среднеквадратическое отклонение температуры можно оценить соотношением

$$\sigma^2\{\tau\} \leq |W_\tau|_{\Omega_1}^2 \cdot 2\sigma^2\{\Delta P\} \quad (9.71)$$

или, учитывая (9.67), (9.71),

$$\sigma\{\tau\} \leq \sqrt{2} \sigma\{\Delta P\} \frac{1/A}{\sqrt{4\pi^2 \left(\frac{T_H}{T_{\Delta P}}\right)^2 + 1}}. \quad (9.72)$$

В большинстве случаев в подкоренном выражении $4\pi^2 (T_H/T_{\Delta P})^2 \gg 1$ и единицей можно пренебречь, записав (9.72) в виде

$$\sigma\{\tau\} \leq \frac{\sigma\{\Delta P\}}{A} \frac{T_{\Delta P}}{\sqrt{2\pi T_H}}. \quad (9.73)$$

Как следует из (9.73), оценка наибольшего среднеквадратического отклонения температуры τ прямо пропорциональна

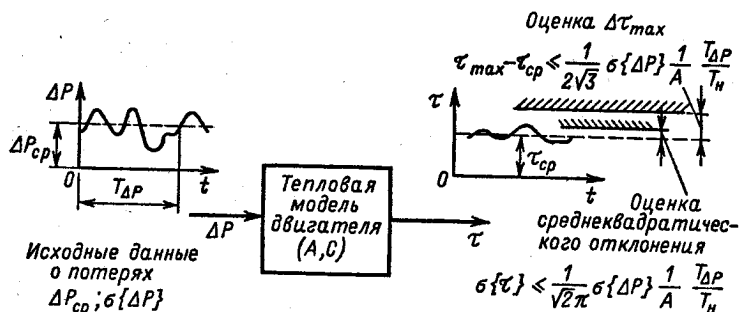


Рис. 9.16. К оценкам максимального значения τ и среднеквадратического отклонения $\sigma\{\tau\}$

среднеквадратическому отклонению функции потерь $\sigma\{\Delta P\}$ и при данном значении A зависит от соотношения периода изменения потерь и постоянной времени нагрева T_n .

В качестве надежной оценки максимального отклонения температуры от среднего значения можно принять соотношение

$$\tau_{max} - \tau_{cp} \leq \sum_{i=1}^{\infty} a_i b_i; \quad (9.74)$$

поскольку $\tau(t)$ отклониться от τ_{cp} на значение, большее, чем сумма амплитуд $c_i = a_i b_i$ разложения $\tau(t)$ в ряд Фурье, не может. В предельном случае, когда $\Delta P(t) = \Delta P_{cp} + a \sin(\Omega t + \psi)$, соотношение (9.74) превращается в равенство и $\tau_{max} - \tau_{cp} = a_i b_i = c_i$. Чтобы не определять значения a_i , воспользуемся неравенством Буняковского — Коши, из которого следует, что

$$\sum_{i=1}^{\infty} a_i b_i \leq \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} a_i^2} \sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} b_i^2}. \quad (9.75)$$

Нетрудно заметить, что первый сомножитель в (9.75) можно, как и ранее, выразить через среднеквадратическое отклонение функции $\Delta P(t)$ (9.69). Вместе с тем для модуля передаточной функции W_r (9.67) можно найти предел суммы:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{\infty} b_i^2 &= \sum_{i=1}^{\infty} |W_r|^2_{\Omega_i} = \sum_{i=1}^{\infty} \left(\frac{1/A^2}{4\pi^2 (T_n/T_{\Delta P})^2 i^2 + 1} \right) < \\ &< \frac{1/A^2}{4\pi^2 (T_n/T_{\Delta P})^2} \sum_{i=1}^{\infty} (1/i^2) = \frac{1/A^2}{4\pi^2 (T_n/T_{\Delta P})^2} \frac{\pi^2}{6} = \\ &= \frac{1}{24} \frac{1/A^2}{(T_n/T_{\Delta P})^2}. \end{aligned} \quad (9.76)$$

Подставив (9.69) и (9.76) в (9.75), а (9.75) в (9.74), окончательно получим

$$\tau_{max} \leq \tau_{cp} + \frac{1}{2\sqrt{3}} \sigma\{\Delta P\} \frac{1}{A} \frac{T_{\Delta P}}{T_n}. \quad (9.77)$$

Рисунок 9.16 иллюстрирует оценки среднеквадратического отклонения (9.73) и максимальной температуры (9.77), полученные для произвольного периодического режима. Они удобны, так как не предполагают знания графиков $\tau(t)$ изменения температуры и позволяют сопоставлять различные по характеру периодические процессы.

9.5. Влияние температуры на срок службы изоляции. Эквивалентирование тепловых режимов

Анализ температурных режимов двигателей в задачах электропривода в большинстве случаев направлен на обоснование упрощенных методов и инженерных приемов предварительного выбора мощности двигателей и проверки по условиям нагрева. Под допустимым тепловым режимом следует понимать такой режим, при котором срок службы изоляции будет не меньше заданного. В процессе эксплуатации двигателя идет непрерывный износ изоляции, связанный с ее нагреванием, и темп этого процесса определяется характером температурного режима.

Кроме того, в процессе нагревания температура изоляции двигателя не должна превосходить предельно допустимого значения даже кратковременно, так как в этом случае происходит ее разрушение.

В тех случаях, когда двигатель работает при неизменной температуре изоляции, оценить скорость процесса старения изоляции или срок службы сравнительно несложно. Известны зависимости, связывающие срок службы изоляции данного класса — время, в течение которого сохраняются заданные диэлектрические свойства, с определенным постоянным уровнем температуры в течение срока службы. На рис. 9.17 приведены графики этих зависимостей для некоторых классов изоляции.

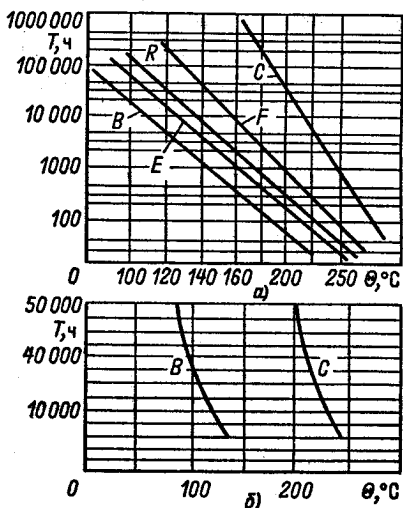


Рис. 9.17. Зависимости срока службы изоляции от температуры: а — логарифмический масштаб; б — натуральный масштаб (фрагмент)

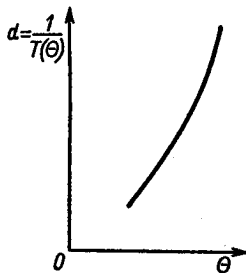


Рис. 9.18. Характер зависимости скорости старения изоляции от температуры

Чаще всего зависимость срока службы от температуры $T(\Theta)$ аппроксимируется экспонентами вида

$$T = Re^{-\gamma(\Theta)}, \quad (9.78)$$

где R — постоянный коэффициент; $\gamma(\Theta)$ — функция, определяемая классом изоляции.

Полезно помнить простое эмпирическое правило, гласящее, что срок службы изоляции уменьшается вдвое при увеличении рабочей температуры на $8-10^\circ\text{C}$.

В большинстве практических случаев режимы работы электрических машин таковы, что температура изоляции в процессе работы не остается постоянной. Ее изменения могут быть большими или малыми, однако во всех случаях непосредственно воспользоваться графиками рис. 9.17 для оценки допустимости теплового режима нельзя. При анализе влияния переменной температуры на срок службы изоляции удобно ввести в рассмотрение величину, обратную сроку службы, — скорость старения изоляции при данной температуре $d(\Theta) = 1/T(\Theta)$. График скорости старения изоляции показан на рис. 9.18.

Примем допущение о том, что скорость старения изоляции определяется температурой только в данный момент, и рассмотрим график $d(t)$, соответствующий приведенному на рис. 9.19 графику изменения температуры.

Анализируя графики $\Theta(t)$ и $d(t)$ (рис. 9.19), отметим, что средняя скорость старения изоляции d_{cp} оказывается выше, чем она была бы при неизменной температуре $\Theta = \Theta_{cp}$. Это связано с тем, что при положительном отклонении температуры от средней на отдельных участках скорость старения возрастает больше, чем снижается при таком же отклонении температуры от Θ_{cp} .

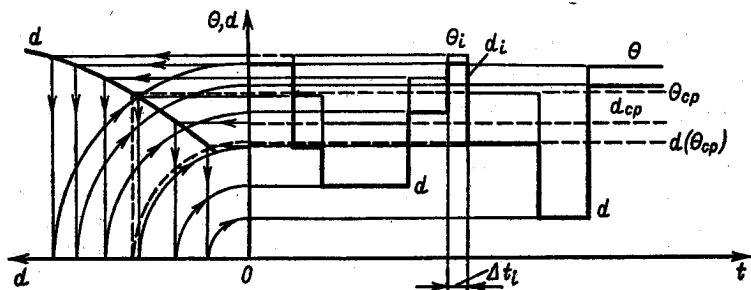


Рис. 9.19. Построение графика $d(t)$

Средняя скорость старения изоляции является удобным показателем, достаточно точно характеризующим данный температурный режим. Действительно, принимая во внимание, что периоды колебаний температуры намного (на пять-шесть порядков) меньше срока службы изоляции, скорость старения d_{cp} изоляции принимает установившееся значение за время $T \ll T_{ст}$. Поэтому достаточно точным является выражение, определяющее износ изоляции D за время эксплуатации T_3 в виде

$$D = T_3 d_{cp} = \sum_i d_i \Delta t_i,$$

где $T_3 = \sum \Delta t_i$ — срок эксплуатации; $d_i \Delta t_i$ — износ изоляции за время Δt_i работы при температуре Θ_i .

Последнее выражение, а также рис. 9.19 позволяют заключить, что если колебания температуры невелики и в этой зоне можно принять линейную аппроксимацию кривой $d(\Theta)$ в окрестности средней температуры Θ_{cp} , то средняя скорость старения изоляции d_{cp} , определяющая достаточно точно напряженность теплового режима, будет зависеть только от средней температуры изоляции.

Однако такие условия возникают не всегда, поэтому необходимо рассмотреть влияние колебаний температуры на среднюю скорость старения изоляции и определить оценки допустимости теплового режима в этом случае.

Запишем выражение для средней скорости старения изоляции при конечном числе уровней температуры в виде

$$d_{cp} = \sum_i \frac{1}{T(\Theta_i)} \left(\frac{\sum_k \Delta t_{ik}}{T_3} \right), \quad (9.79)$$

где k — число одинаковых уровней температуры Θ_i в цикле.

Отношение, записанное в скобках в (9.79) [обозначим его $p_i = (\sum_k \Delta t_{ik} / T_3)$], есть относительная доля времени в цикле с уровнем

температуры Θ_i . Если изменения температуры непрерывны, то можно использовать функцию плотности значений p_i , т. е. $f(\Theta)$. При этом относительное время пребывания $\Theta(t)$ в интервале $\Theta_i + d\Theta$ есть

$$p_i = f(\Theta_i) d\Theta. \text{ Так как } \sum_i \sum_k \Delta t_{ik} = T_3, \text{ то } \sum_i p_i = 1 \text{ и } \int_{\Theta_{min}}^{\Theta_{max}} f(\Theta_i) d\Theta = 1.$$

Используя характеристики процесса $p_i(\Theta_i)$ и $f(\Theta_i)$, с помощью которых компактнее выражаются средние значения, запишем d_{cp} в виде: для дискретных графиков

$$\overline{d_{cp}} = \sum_i \frac{1}{T(\Theta_i)} p_i(\Theta_i); \quad (9.80)$$

для непрерывных

$$d_{\text{ср}} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{T(\Theta)} f(\Theta) d\Theta. \quad (9.81)$$

Чтобы упростить получение количественных оценок $d_{\text{ср}}$ с помощью выражений (9.80), (9.81), примем в качестве аппроксимирующей функции для $d(\Theta)$ экспоненциальную

$$d(\Theta) = 1/T(\Theta) = d_6 e^{-(\Theta - \Theta_6)/k}, \quad (9.82)$$

где Θ_6 — базовая температура; k — коэффициент, зависящий от класса изоляции.

В таком виде $d(\Theta)$ представлена в окрестности некоторой базовой температуры Θ_6 , которой соответствует скорость старения $d_6 = d(\Theta_6)$, в функции отклонения текущего значения Θ от Θ_6 .

Подставляя в (9.82) аппроксимацию зависимости скорости старения изоляции от температуры, представим ее разложением по степеням $(\Theta - \Theta_6)/k$ и получим

$$d_{\text{ср}} = \int_0^{\infty} d(\Theta_6) \left(1 + \frac{\Theta - \Theta_6}{k} + \frac{(\Theta - \Theta_6)^2}{2k^2} + \frac{(\Theta - \Theta_6)^2}{6k^3} + \dots \right) f(\Theta) d\Theta. \quad (9.83)$$

По структуре $d_{\text{ср}}$, определяемая интегралом (9.83), состоит из произведения скорости старения, соответствующей базовой температуре Θ_6 , на сумму единицы и средних отклонений температуры от базовой в возрастающих степенях, деленных на соответствующие коэффициенты. Упростим (9.83), приняв $\Theta_6 = \Theta_{\text{ср}}$, т. е. рассмотрим разложение $d(\Theta)$ относительно средней температуры $\Theta_{\text{ср}}$ и ограничимся лишь членом второго порядка. Учитывая при интегрировании, что $\int_0^{\infty} f(\Theta) d\Theta = 1$; $\int_0^{\infty} \Theta f(\Theta) d\Theta = \Theta_{\text{ср}}$, получаем

$$d_{\text{ср}} = d(\Theta_{\text{ср}}) (1 + \sigma^2 \{\Theta\} / 2k^2), \quad (9.84)$$

где $\sigma^2 \{\Theta\} = \int_0^{\infty} (\Theta - \Theta_{\text{ср}})^2 f(\Theta) d\Theta$ — средний квадрат отклонения температуры от среднего значения.

Учет в (9.83) при интегрировании членов, начиная с четвертого, вносит, естественно, погрешность в оценку $d_{\text{ср}}$, но в худшем случае погрешность не превышает 0,05. Итак, средняя скорость старения изоляции при принятых условиях определяется средним значением температуры $\Theta_{\text{ср}}$ и характеристикой отклонения температуры от средней — средним квадратом отклонения температуры от среднего значения. Важно заметить здесь, что если ограничить число членов в разложении (9.83) не тремя, как было сделано, а двумя,

т. е. принять линейность зависимости $d\Theta$ в окрестности точки $\Theta = \Theta_{cp}$, то получим $d_{cp} = d(\Theta_{cp})$. Теряется возможность учета влияния колебаний температуры на скорость старения изоляции. Пренебрежение колебаниями температуры эквивалентно пренебрежению нелинейностью кривой $T(\Theta)$ и соответственно $d(\Theta)$.

Для иллюстрации с помощью соотношения (9.84) вычислим d_{cp} для трех различных по характеру температурных режимов. Пусть для одного из них температуру в течение срока службы можно считать постоянной и равной $\Theta = \Theta_{cp1}$ (рис. 9.20, а). Распределение температуры $f(\Theta)$ для такого режима (рис. 9.20, а, правая часть) есть δ -функция, при этом средний квадрат отклонения температуры от среднего значения для такого режима равен нулю: $\sigma_1^2\{\Theta\} = 0$. На рис. 9.20, б температура колеблется около среднего значения Θ_{cp} : $\Theta_{cp} = \Theta_{cp2} = \Theta_{cp1}$. При этом распределение температуры в диапазоне $\Theta_{cp2} \pm \Delta\Theta_2$ равномерно, т. е. для такого графика характерно одинаковое время пребывания функции $\Theta(t)$ в любом интервале всего диапазона. Поэтому $f(\Theta)$ имеет вид, показанный на рис. 9.20, б, а средний квадрат отклонения такого распределения есть

$$\sigma_2^2\{\Theta\} = \int_{\Theta_{cp} - \Delta\Theta}^{\Theta_{cp} + \Delta\Theta} (\Theta - \Theta_{cp})^2 \frac{1}{2\Delta\Theta_2} d\Theta = \frac{\Delta\Theta_2^2}{3}.$$

Пусть для третьего режима $\Theta_{cp3} = \Theta_{cp2} = \Theta_{cp1}$ и $\Delta\Theta_2 = \Delta\Theta_3$,

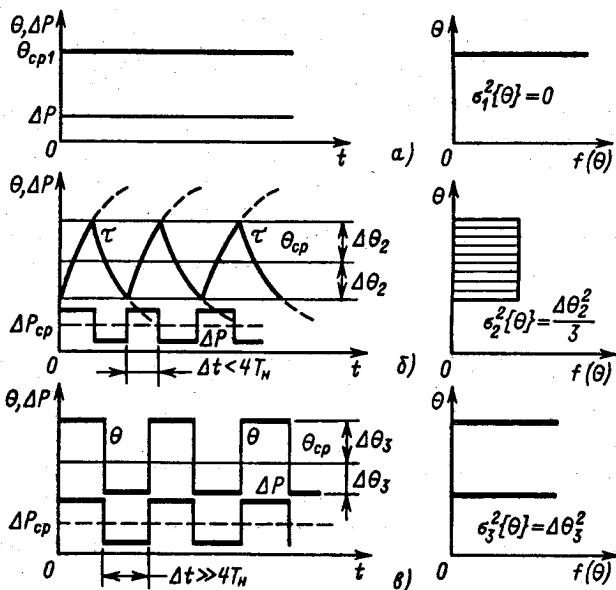


Рис. 9.20. Распределение температуры $f(\Theta)$ для графиков различного характера

но время изменения температуры от $\Theta_{cp3} + \Delta\Theta_3$ до $\Theta_{cp3} - \Delta\Theta_3$ и от $\Theta_{cp3} - \Delta\Theta_3$ до $\Theta_{cp3} + \Delta\Theta_3$ намного меньше, участков с неизменной температурой, а относительное время верхнего и нижнего уровней температур одинаково, чему соответствует распределение $f(\Theta)$ на рис. 9.20, в.

В этом случае $\sigma_3^2\{\Theta\}$ есть $\Delta\Theta_3^2$, так как все отклонения одинаковы и равны $\Delta\Theta_3$. Воспользуемся теперь выражением (9.84) для количественной оценки d_{cp} , для указанных режимов принимаем $k = 14^\circ\text{C}$, $\Delta\Theta_2 = \Delta\Theta_3 = 10^\circ\text{C}$ и получаем

$$d_{cp1} = d(\Theta_{cp}); \quad d_{cp2} = d(\Theta_{cp}) \left(1 + \frac{100}{3 \cdot 2 \cdot 196} \right) = 1,085d(\Theta_{cp});$$

$$d_{cp3} = d(\Theta_{cp}) \left(1 + \frac{100}{2 \cdot 196} \right) = 1,25d(\Theta_{cp}).$$

Рассмотренный пример позволил проиллюстрировать влияние колебаний температуры на ухудшение условий работы изоляции, на увеличение скорости ее старения. Так, при одинаковой средней температуре во всех трех режимах скорость старения для режимов, показанных на рис. 9.20, б и в, существенно выше. Вместе с тем при одинаковом размахе колебаний $\Delta\Theta$ в этих режимах скорость старения для режима, показанного на рис. 9.20, в, выше. Это определяется характером изменения кривой $\Theta(t)$ (рис. 9.20, в), имеющей более длительные участки с максимальными отклонениями от средней температуры, чем для случая рис. 9.20, б. Нетрудно представить ситуацию, когда для двух сравниваемых режимов напряженной в тепловом отношении окажется режим, имеющий меньшее среднее значение температуры, но сравнительно большие колебания температуры. В связи с этим ясно, что при оценке теплового режима двигателей пренебрежение без достаточных оснований колебаниями температуры может привести к неправильным выводам.*

Оценим приближенно уровень $\sigma^2\{\Theta\}$, при котором скорость старения изоляции возрастает не более чем на 5% по отношению к скорости, определяемой средней температурой. Для этого воспользуемся по-прежнему выражением (9.84) и при $k = 14^\circ\text{C}$ запишем

$$\sigma_{max}^2\{\Theta\} \leq 2k^2 \cdot 0,05 = 19,6^\circ\text{C}. \quad (9.85)$$

Поскольку при данном наибольшем отклонении температуры от среднего значения $\Delta\Theta$ наибольшее $\sigma^2\{\Theta\}$ соответствует рис. 9.20, в, то из (9.84) следует, что если $\Delta\Theta$ для любого режима (при $k = 14^\circ\text{C}$) меньше $\sqrt{\sigma_{max}^2\{\Theta\}} = 4,4^\circ\text{C}$, то $d_{cp} \leq 1,05d(\Theta_{cp})$.

Полученная с помощью (9.84) оценка позволяет конкретизировать понятие малости колебаний температуры. Такими отклонениями можно считать $\Delta t \leq 4,5^\circ\text{C}$, как приводящие к снижению срока службы не более чем на 5%, что лежит в пределах точности принятой модели.

* Результаты сопоставления влияния характера температурного режима на срок службы изоляции можно распространить и на случайные режимы, имеющие те же плотности распределения $f\{\Theta\}$.

Рассмотренная модель старения изоляции и влияние на среднюю скорость старения изоляции характера температурного режима позволяют применить соотношение (9.84) для сравнения различных температурных режимов. Так, пусть одному режиму работы двигателя соответствует $\Theta_{\text{ср}} = \Theta_{\text{ср}1}$; $\sigma_1^2\{\Theta\} = \sigma_1^2\{\Theta\}$, а другому — $\Theta_{\text{ср}2}$; $\sigma_2^2\{\Theta\}$. Тогда они эквивалентны в тепловом отношении по их влиянию на старение изоляции, если $d_{\text{ср}1} = d_{\text{ср}2}$ или

$$d(\Theta_{\text{ср}1}) \left(1 + \frac{\sigma_1^2\{\Theta\}}{2k_1^2} \right) = d(\Theta_{\text{ср}2}) \left(1 + \frac{\sigma_2^2\{\Theta\}}{2k_2^2} \right). \quad (9.86)$$

При $\Theta_{\text{ср}1} \neq \Theta_{\text{ср}2}$ (9.86) удобнее использовать, когда разложение $d(\Theta)$ записано относительно одной из средних температур. Если сравниваются режимы с одинаковыми средними температурами $\Theta_{\text{ср}1} = \Theta_{\text{ср}2}$ и для одной и той же изоляции $k_1 = k_2$, то (9.86) упрощается и $d_{\text{ср}1} = d_{\text{ср}2}$, если

$$\sigma_1^2\{\Theta\} = \sigma_2^2\{\Theta\}. \quad (9.87)$$

Обратим внимание еще раз на то, что одинаковое влияние температурных режимов на скорость старения изоляции не предполагает равенства $\Theta_1(t) = \Theta_2(t)$. Более того, применить (9.86) можно и тогда, когда один или оба режима случайны с известными средними и среднеквадратическими $\sigma\{\Theta\}$.

Используем соотношение (9.73), связывающее потери и температуру, для записи соотношения эквивалентности тепловых режимов двигателей непосредственно через потери. Для этого подставим (9.73) в (9.84) с учетом того, что $\Theta_{\text{ср}} = \Theta_{\text{среды}} + \tau_{\text{ср}}$, а изменение температуры изоляции определяется только изменением τ , так как $\Theta_{\text{среды}}$ принята постоянной, и поэтому $\sigma^2\{\Theta\} = \sigma^2\{\tau\}$.

В результате получим

$$\begin{aligned} d \left(\Theta_{\text{среды}1} + \frac{\Delta P_{\text{ср}}}{A_1} \right) \left(1 + \frac{\sigma_1^2\{\Delta P\} T_{1\Delta P}^2}{2\pi^2 k^2 A_1 T_{\text{н}1}^2} \right) = \\ = d \left(\Theta_{\text{среды}2} + \frac{\Delta P_{\text{ср}}}{A_2} \right) \left(1 + \frac{\sigma_2^2\{\Delta P\} T_{2\Delta P}^2}{2\pi^2 k^2 A_2^2 T_{\text{н}2}^2} \right). \end{aligned} \quad (9.88)$$

Это общее выражение предполагает известным сравнительно небольшое количество данных о параметрах двигателя (A , C), режима потерь ($\Delta P_{\text{ср}}$, $T_{\Delta P}$), об охлаждающей среде ($\Theta_{\text{среды}}$) и кривой $T(\Theta)$ (k). Оно позволяет рассмотреть частные случаи эквивалентности тепловых режимов.

Пусть, например, в сравниваемых режимах одинаковы средние температуры:

$$\Theta_{\text{среды}} + \Delta P_{\text{ср}1}/A_1 = \Theta_{\text{среды}} + \Delta P_{\text{ср}2}/A_2. \quad (9.89)$$

Тогда из (9.89) следует, что режимы в тепловом отношении эквивалентны, если

$$\sigma_1^2\{\Delta P\} T_{1\Delta P}^2 = \sigma_2^2\{\Delta P\} T_{2\Delta P}^2, \quad (9.90)$$

так как $A_1^2 T_{н1}^2 = A_2^2 T_{н2}^2 = C^2$ даже при $A_1 \neq A_2$ ввиду постоянства теплоемкости C .

Итак, если влияние переменной составляющей на скорость старения изоляции мало или выполняется соотношение (9.90), то эквивалентность двух режимов двигателя в тепловом отношении определяет соотношение между средними температурами изоляции в виде

$$(\Theta_{\text{среды}} + \Delta P_{\text{ср}1}/A_1) = (\Theta_{\text{среды}} + \Delta P_{\text{ср}2}/A_2). \quad (9.91)$$

При одинаковой температуре охлаждающей среды (9.91) упрощается:

$$\Delta P_{\text{ср}1}/A_1 = \Delta P_{\text{ср}2}/A_2. \quad (9.92)$$

Равенство теплоотдач $A_1 = A_2$ в обоих режимах позволяет представить выражение эквивалентности в виде

$$\Delta P_{\text{ср}1} = \Delta P_{\text{ср}2}. \quad (9.93)$$

Соотношения (9.91)–(9.93) позволяют эквивалентировать тепловые режимы двигателей на основе сопоставления только средних потерь каждого режима. Основанный на сравнении средних потерь метод эквивалентирования тепловых режимов называют *методом средних потерь*.

9.6. Номинальные режимы двигателей. Нагрузочные диаграммы электроприводов

Практические задачи эквивалентирования режимов двигателей в тепловом отношении возникают как на стадии проектирования при предварительном выборе двигателей для производственного механизма и при проверке его по нагреву после окончательного расчета системы, так и в процессе эксплуатации.

В любом случае выбор или проверка двигателя по условиям нагрева состоит в сопоставлении определенным образом параметров режима работы, для которого двигатель проектировался и изготовлялся (этот режим называется номинальным), с параметрами режима, в котором двигатель работает в конкретной системе привода.

Данные, содержащиеся в паспорте электрической машины, относятся к определенному номинальному режиму и называются номинальными данными двигателя. Заводы-изготовители гарантируют при работе двигателя в номинальном режиме при номинальной нагрузке полное использование его в тепловом отношении.

Для выпускаемых в настоящее время электрических двигателей предусматриваются восемь номинальных режимов, которые в соответствии с международной классификацией имеют условные обозначения S1 – S8.

Рассмотрим краткую характеристику режимов.

1. *Продолжительным номинальным режимом (S1)* работы электрической машины называется режим работы ее при неизменной нагрузке такой продолжительностью, что превышения температуры всех частей электрической машины достигают установившихся значений. Иллюстрация этого режима дана на рис. 9.21. В паспортных данных номинального режима работы указываются номинальные мощности $P_{\text{ном}}$, кВт, частота вращения $n_{\text{ном}}$, об/мин, напряжение $U_{\text{ном}}$, В, ток $I_{\text{ном}}$, А. Номинальному продолжительному режиму работы, как следует из рис. 9.21, соответствует простейший график превышения температуры, принимающей установившееся значение $\tau_y = \Delta P_{\text{ном}}/A$. Так как условиями номинального режима определено, что температура охлаждающей среды $\Theta_{\text{среды, ном}} \leq 40^\circ\text{C}$, то температура лимитируется значением $\Theta \leq \Theta_{\text{среды, ном}} + \Delta P_{\text{ном}}/A$, при котором обеспечивается номинальный срок службы изоляции. Одновременно указанное значение является наибольшим для данного номинального режима.

2. *Кратковременным номинальным режимом работы (S2)* электрической машины называется режим, при котором период неизменной номинальной нагрузки чередуется с периодом отключения машины, при этом периоды нагрузки не настолько длительны, чтобы превышения температуры машины могли достигнуть установившихся значений, а периоды отключения настолько длительны, что все части ее охлаж-

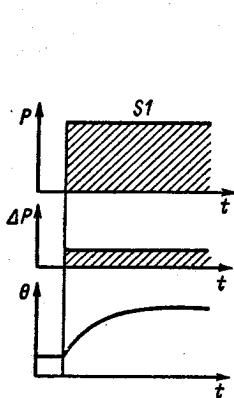


Рис. 9.21. Зависимости мощности на валу двигателя, потерь и температуры от времени, режим S1

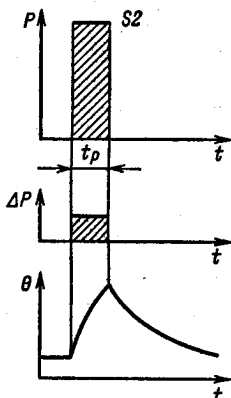


Рис. 9.22. Зависимости мощности на валу двигателя, потерь и температуры от времени, режим S2

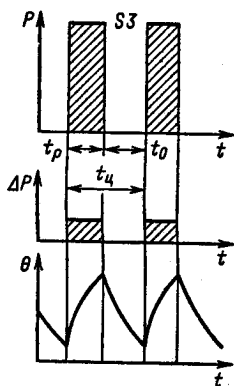


Рис. 9.23. Зависимости мощности на валу двигателя, потерь и температуры от времени, режим S3

даются до температуры окружающей среды (рис. 9.22). Для кратковременного режима работы рекомендуются продолжительности рабочего периода t_p 15, 30, 60, 90 мин. Соответственно номинальные данные содержат указания о мощности, напряжении, токе, частоте вращения при определенной длительности включения. Как видно из условий определения номинального кратковременного режима работы, критерием здесь является не срок службы изоляции, а значение максимальной температуры изоляции, достигаемое в конце рабочего участка и равное с учетом (9.68)

$$\Theta_{max} = \Theta_{среды, кон} + \tau'_{max};$$

$$\Theta_{max} = \Theta_{среды, ном} + \tau'_y (1 - e^{-t_p, ном / T_n}),$$

где T_n — среднее значение постоянной времени нагрева на начальном и конечном участках кривой нагрева.

3. *Повторно-кратковременным номинальным режимом* работы электрической машины (S3) называется режим, при котором кратковременные периоды неизменной номинальной нагрузки — рабочие периоды — чередуются с периодами отключения машины — паузами, причем как рабочие периоды, так и паузы не настолько длительны, чтобы превышения температуры частей машины могли достигнуть установившихся значений. Повторно-кратковременный режим работы характеризуется относительной продолжительностью включения (рис. 9.23):

$$ПВ = \frac{t_p}{t_p + t_o} 100\% = \frac{t_p}{t_u} 100\%.$$

где t_p — время работы; t_o — время паузы; t_u — время цикла.

Нормируемые значения продолжительности включения 15, 25, 40, 60%, или $\epsilon = t_p/t_u = 0,15; 0,25; 0,4; 0,6$.

Для режима S3 номинальные данные соответствуют только определенному значению ПВ и относятся к рабочему периоду. Причем важно, что вводится ограничение на допустимую длительность цикла $T_u \leq 10$ мин. Этим лимитируются и среднеквадратические потери, так как они, как нетрудно показать, определяются номинальным значением $\Delta P_{ном}$ и ϵ :

$$\Delta P_{ср} = \Delta P_{ном} \epsilon;$$

$$\sigma(\Delta P) = \Delta P_{ном} \sqrt{\epsilon(1 - \epsilon)}.$$

Таким образом, совокупность номинальных данных режима с учетом принятой расчетной температуры охлаждающей среды $\Theta_{среды, ном} = 40^\circ\text{C}$ определяет температурный режим, обеспечивающий номинальный срок службы изоляции при ограничении максимальных температур.

Режимы S1 — S3 являются в настоящее время основными, номинальные данные на которые включаются в паспорт машины и каталоги отечественными электромашиностроительными заводами.

Номинальные режимы S4 — S8 введены для того, чтобы впоследствии упростить задачу эквивалентирования произвольного режима номинальным, расширив и номенклатуру последних. Ограничимся здесь лишь упоминанием этих режимов.

4. Повторно-кратковременным номинальным режимом работы электрической машины с частыми пусками (S4) называется режим, при котором в отличие от режима S3 пусковые потери оказывают существенное влияние на превышение температуры частей машины.

5. Повторно-кратковременным номинальным режимом работы электрической машины с частыми пусками и электрическим торможением (S5) называется режим, при котором периоды пуска, кратковременной неизменной нагрузки и электрического торможения чередуются с периодами отключения машины, причем как рабочие периоды, так и паузы не настолько длительны, чтобы превышения температуры частей машины могли достигнуть установившихся значений. В этом режиме пусковые потери и потери при электрическом торможении оказывают существенное влияние на превышения температуры частей машины.

6. Перемежающимся номинальным режимом работы электрической машины (S6) называется режим работы, который отличается от повторно-кратковременного номинального режима S3 тем, что после периода работы двигатель не отключается, а продолжает работать вхолостую.

7. Перемежающимся номинальным режимом работы электрической машины с частыми реверсами (S7) называется режим, при котором периоды реверса чередуются с периодами неизменной номинальной нагрузки, причем периоды нагрузки не настолько длительны, чтобы превышения температуры частей машины могли достигнуть установившихся значений. В этом режиме потери при реверсировании оказывают существенное влияние на превышение температуры частей машины, которая работает без остановки, находясь постоянно под напряжением.

8. Перемежающимся номинальным режимом работы электрической машины с двумя или более скоростями (S8) называется режим, при котором периоды работы с одной нагрузкой на одной скорости чередуются с периодами работы на другой скорости при соответствующей этой скорости нагрузке. Периоды нагрузки на каждой из скоростей не настолько длительны, чтобы превышения температуры частей машины могли достигнуть установившихся значений.

Первичной информацией для расчета параметров реального режима, необходимых для выбора двигателей по мощности, являются зависимости от времени статического момента на валу двигателя на всех этапах работы и данные о характере движения электропривода, задаваемые обычно в виде зависимости $\omega(t)$. График $M_c(t)$ является нагрузочной диаграммой механизма, которая может быть задана на основании опытных данных или данных, позволяющих построить расчетный график $M_c(t)$ (рис. 9.24, а, б).

Напомним, что на отдельных этапах работы значения

$$M_{ci} = M_{p,oi}/i_p\eta_i \text{ или } F_{p,oi}/\eta_i, \quad (9.94)$$

где $M_{p,oi}$, $F_{p,oi}$ — соответственно момент или сила на рабочем

органе; η_i — КПД механической части; i , ρ — передаточное отношение и радиус приведения.

В соответствии с уравнением движения механической части электропривода, представленной одномассовой обобщенной расчетной схемой, момент двигателя $M(t)$ может быть определен соотношением

$$M(t) = M_c(t) + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}. \quad (9.95)$$

На этапах статического режима работы двигателя $M = M_c$, в переходных и установившихся динамических режимах момент двигателя определяется и динамическим моментом

$J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}$. Зависимость $M(t)$ называется нагрузочной диаграммой

двигателя и, как следует из (9.95), может быть построена при известных графиках $M_c(t)$ и $\omega(t)$. Надо заметить, что на этапе предварительного выбора двигателя получение точного значения динамической составляющей момента двигателя невозможно, так как момент инерции ротора двигателя входит в значение J_{Σ} . Поэтому только при проверке двигателя по условиям нагрева имеется возможность полностью учесть вклад динамического момента в нагрузочную диаграмму двигателя.

Для анализа нагрузочных диаграмм удобно все многообразие реальных режимов электроприводов разделить на две группы. Так, можно выделить диаграммы, соответствующие механизмам непрерывного действия, для электроприводов которых характерен продолжительный режим работы с некоторой средней скоростью ω_{cp} (рис. 9.24, а). Для таких режимов время пуска и торможения мало по сравнению с общим временем работы, и поэтому эти этапы в построении нагрузочной диаграммы можно не учитывать.

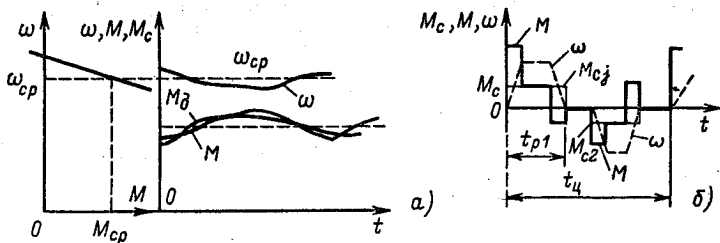


Рис. 9.24. Нагрузочные диаграммы электроприводов непрерывного (а) и циклического (б) действия

Чтобы установить связь между моментом статического сопротивления M_c и моментом двигателя M , рассмотрим вначале электропривод с двигателем, имеющим линейную механическую характеристику, при $T_3 = 0$, $c_{12} = \infty$ (рис. 9.25, а). Пусть $M_c(t) = M_{cр} + \Delta M_c \sin(\Omega t + \psi)$, тогда связь между M_c и M легко устанавливается с помощью АЧХ передаточной функции, связывающей M и M_c (рис. 9.25, б). При $M_{cр} = M_{с,р}$ амплитуда колебаний момента двигателя равна:

$$\Delta M = \Delta M_c / \sqrt{4\pi^2 (T_M/T_{M,c})^2 + 1}, \quad (9.96)$$

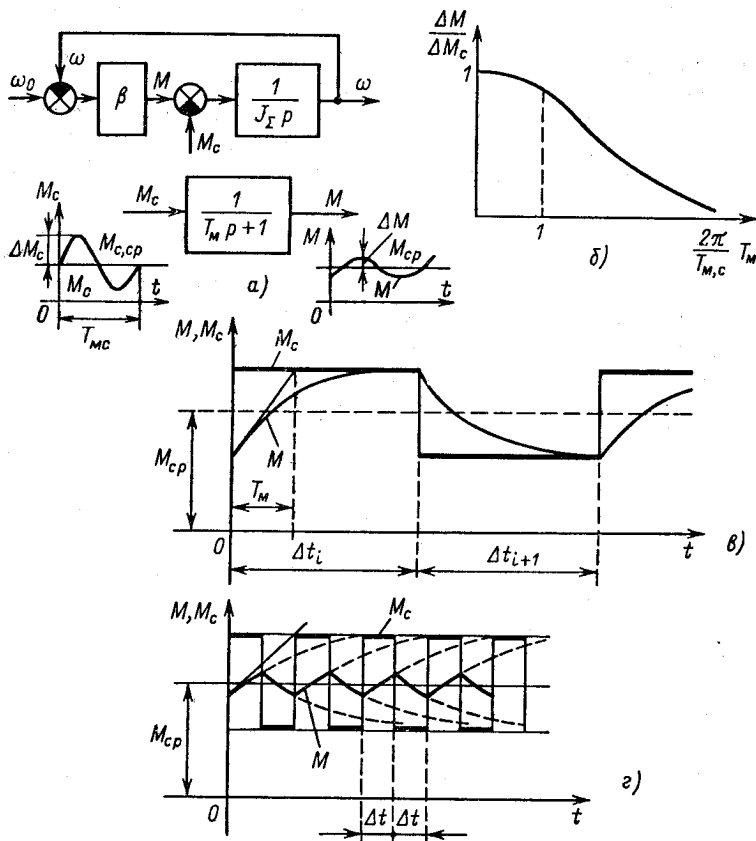


Рис. 9.25. Нагрузочные диаграммы двигателя с линейной механической характеристикой при $T_3 = 0$, $c_{12} = \infty$ и периодическом изменении M_c

где $T_{м,с}$ — период изменения статического момента; ΔM — амплитуда изменений момента двигателя. При значениях электромеханической постоянной времени T_m , когда $T_m \Omega \ll 1$, график момента двигателя будет близок к нагрузочной диаграмме механизма $M_c(t)$, при этом максимальное значение электромагнитного момента двигателя приближается к максимальному значению статического момента, приведенного к валу двигателя (рис. 9.25, в).

При возрастании механической инерции привода колебания момента двигателя уменьшаются и в пределе при $T_m \rightarrow \infty$, $\Delta M \rightarrow 0$. Так как $T_m = J_\Sigma / \beta$, то снижение максимального момента двигателя происходит при увеличении J_Σ или уменьшении жесткости механической характеристики двигателя β . Однако в последнем случае снижается и средняя угловая скорость привода, так как $\omega_{с,ср} = \omega_0 - M_{ср} / \beta$ и возрастают ее колебания около среднего значения.

Соотношение между электромеханической постоянной T_m и длительностью отдельных участков нагрузочной диаграммы механизма Δt_i определяет степень приближения графика $M(t)$ к графику $M_c(t)$. При изменении статической нагрузки на валу при $T_s = 0$; $c_{12} = \infty$ переходный процесс изменения скорости и момента заканчивается за время $t_{п,п} \approx 3T_m$. Поэтому при $\Delta t_i \gg 3T_m$ нагрузочная диаграмма двигателя близка к нагрузочной диаграмме механизма и $M_{max} = M_{сmax}$ (рис. 9.25, в); при $3T_m > \Delta t_i$ электромагнитный момент двигателя в любой момент времени меньше M_c (рис. 9.25, з).

В тех случаях, когда электропривод непрерывного режима работает с мало меняющейся скоростью, т. е. $\omega \approx \text{const}$, статическая мощность пропорциональна M_c , информацией для построения нагрузочной диаграммы двигателя может служить зависимость $P_c(t)$.

Зависимости $\omega(t)$ для механизмов циклического действия исключительно многообразны, причем общим для них является наличие одного или нескольких включений двигателя и соответствующего числа пауз в каждом цикле, поэтому в качестве типового цикла может быть принят цикл работы с h включениями и n паузами, с заданным законом изменения скорости $\omega_i(t)$ на каждом участке цикла и с возможным изменением направления движения механизма. Примерная тахограмма механизма циклического действия представлена на рис. 9.24, б (штриховая линия). Там же показан примерный вид нагрузочной диаграммы механизма $M_c(t)$ (тонкая линия). Нагрузочная диаграмма двигателя $M(t)$ также может быть рассчитана с помощью уравнения движения и имеет вид, показанный на рис. 9.24, б (утолщенная линия).

Рассматривая (9.95) и рис. 9.24, б, можно заключить, что механическая инерция электропривода циклического действия является фактором, увеличивающим нагрузки двигателя. Существенная неравномерность графика $M(t)$ вследствие наличия динамических нагрузок увеличивается.

Приведенный анализ нагрузочных диаграмм электроприводов позволил выявить принципиально разное влияние инерционных масс привода на нагрузочные диаграммы двигателей механизмов непрерывного и циклического режимов работы.

9.7. Выбор по мощности двигателей номинального продолжительного режима работы

Искусство выбора двигателей по мощности состоит в том, чтобы на основании расчетных данных, полученных из нагрузочной диаграммы двигателя, обеспечить наиболее близкое соответствие его температурного режима номинальному. При этом, как было показано в § 9.5, должно выполняться условие сохранения срока службы изоляции и отсутствия недопустимых пиков температуры.

Отметим, что, как правило, в общем случае задача выбора двигателя по мощности решается в два или более этапов. Как это было показано в § 9.6, точная нагрузочная диаграмма двигателя, на основании которой можно было бы получить необходимые данные для оценки графика мощности или момента двигателя и тем более потерь, может быть построена только при известных данных двигателя и уточненном характере движения. Момент инерции ротора $J_{\text{рот}}$ и жесткость механической характеристики β определяют T_m , а КПД определяет потери. Момент инерции существенно влияет на вид кривой $M(t)$, а зависимость КПД от нагрузки — на потери. В связи с этим на первом этапе двигатель предварительно выбирается, затем производится уточнение кривой $M(t)$ и характера движения, построение графика потерь или графика величины, косвенно оценивающей потери, и далее проверка предварительно выбранного двигателя по уточненным данным.

Если разница номинальной и расчетной мощностей больше, чем разница мощностей выбранного двигателя и ближайшего, имеющего меньшую мощность, следует повторить указанные этапы проверки с двигателем меньшей мощности. Если при проверке номинальная мощность оказалась меньше расчетной, следует перейти к двигателю ближайшей большей мощности.

Рассмотрим процесс выбора по мощности двигателей номинального режима S1 для различных нагрузочных диаграмм.

Наиболее просто задача выбора двигателя номинального продолжительного режима работы решается при непрерывном режиме работы механизма, имеющего неизменную нагрузку: $M_c = \text{const}$. Таким образом должен быть выбран двигатель, мощность которого больше или равна мощности, полученной по нагрузочной диаграмме двигателя:

$$P_{\text{ном}} \geq M_c \omega = P_{\text{расч}} \quad (9.97)$$

Выполнение условия (9.97) обеспечивает выполнение условия эквивалентности данного режима работы номинальному в виде (9.93), так как при этом $\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_{\text{ном}}$. Однако, как следует из (9.91) и (9.92), даже в этом простейшем случае следует убедиться, что $\Theta_{\text{среды}} < \Theta_{\text{среды, ном}}$, $A \gg A_{\text{ном}}$. При выборе двигателя по условию (9.97) нельзя допустить существенного отклонения его номинальной скорости от требуемой по нагрузочной диаграмме, так как при $\omega_{\text{ном}} > \omega_{\text{мех}}$ будет выбран двигатель с меньшим номинальным моментом, чем это необходимо по нагрузочной диаграмме; в другом случае при $\omega_{\text{ном}} < \omega_{\text{мех}}$ будет снижена производительность механизма.

Производить проверку двигателя по мощности, как правило, нет необходимости. Нужно лишь проверить его по пусковому моменту, т. е. проверить выполнение неравенства

$$M_{\text{п}} > M_{\text{стат}}$$

так как для многих механизмов максимальный момент при трогании может превосходить пусковой момент двигателя.

Нагрузка механизмов непрерывного действия не ограничивается случаем $M_c = \text{const}$. На рис. 9.26 показан характерный случай меняющейся во времени нагрузки $P(t)$ и в общем виде соответствующий ему график мощности потерь $\Delta P(t)$.

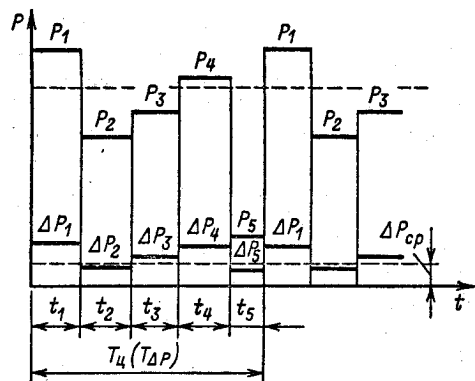


Рис. 9.26. График длительной переменной нагрузки

На первом этапе рассмотрим ситуацию, когда производится грубая оценка необходимой мощности двигателя и выбирается двигатель для режима S1 с номинальной мощностью

$$P_{\text{ном}} = k_3 P_{\text{с,ср}} = (1,1 \div 1,3) P_{\text{с,ср}}, \quad (9.98)$$

где $P_{\text{с,ср}}$ — средняя статическая мощность за цикл; $k_3 = 1,1 \div 1,3$ — коэффициент запаса, который принимается тем больше, чем больше предполагаемый вклад неучтенного динамического момента.

После предварительного выбора двигателя по условию (9.98) строят график $\Delta P(t)$ (рис. 9.26) и производят проверку двигателя по условиям нагрева. В этом случае двигатель следует проверить и по условию эквивалентности тепловых режимов, опираясь на соотношение эквивалентности в виде (9.93), проверяя лишь наличие условий, гарантиру-

ющих малые значения приращения скорости старения $\Delta d =$

$$= \frac{\sigma^2 \{\Delta P\}}{A^2} \frac{T_{\text{н}}^2}{4\pi^2 T_{\text{н}} k^2}, \quad \text{т.е. ориентировочно сопоставив отно-}$$

шения $\sigma^2 \{\Delta P\}/A^2$ и $T_{\Delta P}/T_{\text{н}}$ в (9.88) при данном k .

Использование в рассмотренном случае соотношений (9.91) — (9.93) метода средних потерь при проверке по нагреву не всегда удобно и не всегда необходимо. На базе этого метода можно обосновать более простые методы эквивалентирования режимов двигателей. Идея этих методов состоит в замене соотношений для средних потерь соотношением других величин, которые пропорциональны средним потерям. Обобщим выражения для потерь в двигателях постоянного и переменного тока в виде

$$\Delta P(t) = \Delta P_{\text{с}} + I^2(t) R^*, \quad (9.99)$$

где $I = I_{\text{я}}$ для двигателя постоянного тока, $I = I_2'$ для асинхронного и $I = I_1$ для синхронного двигателя; $R^* = R_{\text{я}}$ для двигателя постоянного тока независимого возбуждения, $R^* = R_{\text{я}} + R_{\text{в}}$ для двигателя последовательного возбуждения, $R^* = 3(1 + R_1/R_2')$ для асинхронного двигателя, $R^* = 3R_1$ для синхронного.

В постоянные потери асинхронного двигателя входит составляющая $I_{\text{н}}^2/R_1$ — составляющая потерь от тока намагничивания, который принят неизменным для линейного участка механической характеристики асинхронного двигателя. Для двигателя независимого возбуждения и синхронного в постоянные потери входят потери на возбуждение.

Записав выражение для средних потерь в соответствии с (9.99) в виде

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{ср}} &= \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \Delta P_{\text{с,ном}} dt + \frac{1}{T_u} \times \\ &\times \int_0^{T_u} I_{\text{ном}}^2(t) R dt = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \Delta P_c dt + \\ &+ \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} I^2(t) R^* dt, \end{aligned} \quad (9.100)$$

можно увидеть, что при равенстве средних за цикл постоянных потерь и «сопротивлений» R^* средние суммарные потери в данном режиме можно сравнивать с номинальными $\Delta P_{\text{ном}}$, сопоставляя так называемый эквивалентный ток

$$I_3 = \sqrt{\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} I^2(t) dt} \quad (9.101)$$

с номинальным.

Из (9.100) и (9.101) следует, что эквивалентный ток двигателя в данном режиме — это такой неизменный ток, при котором выделится такое же количество теплоты при том же сопротивлении R^* , что и при реальном токе $-I(t)$.

Метод, основанный на сравнении эквивалентных токов, получил название *метода эквивалентного тока*. Применение этого метода правомерно при соблюдении условий, накладываемых на применение метода средних потерь, а также при равенстве средних «постоянных» потерь и сопротивления R^* . Условие соответствия номинальной мощности выбранного двигателя мощности, необходимой для данного режима, запишется в этом случае в виде $I_3 \leq I_{\text{ном}}$.

Если известно, что в режиме, для которого выбирается двигатель, соблюдается условие $M = cI$, то подстановка его в выражение (9.101) дает

$$M_3 = cI_3 = \sqrt{\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} M^2(t) dt}. \quad (9.102)$$

При наложенном дополнительном условии о пропорциональности между током и моментом расчетной величиной, пропорциональной средним потерям, окажется эквивалентный момент, определенной выражением (9.102), при этом двигатель выбран правильно, если $M_3 \leq M_{\text{ном}}$.

Наконец, если можно считать, что скорость двигателя меняется мало и справедливы $P = M\omega_c$ и $M = P/\omega_c$, то можно определить эквивалентную мощность аналогично (9.101), (9.102) в виде

$$P_3 = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} P^2(t) dt.} \quad (9.103)$$

При практических расчетах, связанных с определением за цикл или любой другой отрезок времени средних значений мощности потерь или эквивалентных величин, часто интегрирование (9.98), (9.99), (9.101), (9.103) удобно заменить суммированием, разбив графики на участки с примерно постоянными значениями переменных. В этом случае формулы для эквивалентных величин примут вид

$$I_3 = \sqrt{(\sum_i I_i^2 \Delta t_i) / \sum_i \Delta t_i}; \quad (9.104)$$

$$M_3 = \sqrt{(\sum_i M_i^2 \Delta t_i) / \sum_i \Delta t_i}; \quad (9.105)$$

$$P_3 = \sqrt{(\sum_i P_i^2 \Delta t_i) / \sum_i \Delta t_i}. \quad (9.106)$$

Полученные соотношения методов эквивалентных величин позволяют рекомендовать их и на стадии предварительного выбора двигателей (методы эквивалентной мощности, эквивалентного момента), если можно обосновать выполнение условий их применимости. Например, лучше в случае $\omega = \text{const}$, $\Phi = \text{const}$, $\Delta P_c = \text{const}$, $R = \text{const}$ при предварительном выборе мощности в качестве расчетной принять не среднюю мощность, а эквивалентную, т. е. среднеквадратическую (9.106).

Полученные выше соотношения справедливы при условии неизменности условий охлаждения двигателей, т. е. постоянства коэффициента теплоотдачи A . Учет изменения теплоотдачи в целях определения параметров температурного режима — задача весьма сложная. Однако при некоторых условиях учесть изменения теплоотдачи для обоснования рассмотренных выше методов можно достаточно просто. Предположим, что в соответствии с оценками по (9.77) максимально возможное отклонение температуры от среднего значения мало при всех возможных значениях коэффициента A , при этом можно принять

$\tau = \text{const}$. Условие постоянства температуры позволяет записать интегральное соотношение, отражающее тот факт, что при $\tau = \tau_{\text{ср}} = \text{const}$ средняя мощность потерь за цикл должна быть равна средней мощности теплоотвода в охлаждающую среду:

$$\frac{1}{T_{\Delta P}} \int_0^{T_{\Delta P}} \Delta P(t) dt = \frac{1}{T_{\Delta P}} \int_0^{T_{\Delta P}} A \beta(t) \tau_{\text{ср}} dt.$$

Из этого выражения вытекает

$$\Delta P_{\text{ср}} = A \beta_{\text{ср}} \tau_{\text{ср}},$$

откуда следует, что

$$\tau_{\text{ср}} = \Delta P_{\text{ср}} / A \beta_{\text{ср}}. \quad (9.107)$$

Поэтому при подсчетах средней мощности потерь или значений эквивалентных величин для учета ухудшения теплоотдачи на отдельных участках цикла время работы на этом этапе следует умножить на среднее значение коэффициента теплоотдачи. Например, формула для подсчета эквивалентного тока (9.104) примет вид

$$I_3 = \sqrt{\frac{\sum_i I_i^2 \Delta t_i}{\sum_i \beta_{\text{ср}i} \Delta t_i}}.$$

В любом случае при переменной нагрузке, так как $M_{\text{max}} > M_3 > M_{\text{ср}}$, необходимо проверить кроме пускового момента, если возможен пуск под нагрузкой, также перегрузочную способность двигателя.

Во избежание останова двигателя при пиках нагрузки должно выполняться условие

$$M_{\text{max доп}} = M_{\text{ном}} \lambda > M_{\text{с max}}.$$

Для коллекторных двигателей проверяется перегрузочная способность по току, ограниченная током, допустимым по условиям коммутации.

Сглаживание нагрузочной диаграммы двигателя при увеличении J_{Σ} имеет важное практическое значение не только в связи с тем, как это было отмечено выше, что снижает максимальный момент двигателя, но и в связи с тем, что позволяет снизить эквивалентный момент и, следовательно, снизить в ряде случаев установленную мощность. Действительно,

это легко показать, если эквивалентный момент записать в виде

$$M_3 = \sqrt{M_{ср}^2 + \sigma^2 \{M\}},$$

где $\sigma \{M\}$ — среднее квадратическое отклонение момента от среднего значения (действующее значение переменной составляющей момента).

Например, при синусоидальном графике момента с амплитудой ΔM

$$\sigma^2 \{M\} = \frac{\Delta M^2}{2} = \frac{1}{2} \frac{\Delta M_c^2}{4\pi^2 (T_M/T_{M,c})^2 + 1}.$$

Поскольку параметры нагрузочной диаграммы механизма и двигателя в рассматриваемом случае связаны через параметры инерционного звена, удобно воспользоваться соотношениями (9.73), (9.77), которые были получены для связи параметров графика потерь и температуры τ . Меняя в (9.73), (9.77) соответствующие параметры, получаем оценки максимального момента двигателя и эквивалентного момента в виде

$$M_{max} \leq M_{ср} + \frac{\sigma \{M_c\}}{2\sqrt{3}} \left(\frac{T_M}{T_{M,c}} \right);$$

$$M_3 = \sqrt{M_{с,ср}^2 + \frac{2\sigma^2 \{M_c\}}{4\pi^2 (T_M/T_{M,c})^2 + 1}}. \quad (9.108)$$

Полученные соотношения позволяют пояснить эффективность увеличения T_M путем увеличения суммарного момента инерции привода.

Ряд механизмов имеет нагрузочную диаграмму с относительно малым временем работы с максимальной нагрузкой и продолжительным участком холостого хода (прессы, штампы).

Для таких механизмов характерно большое отношение $\lambda' = M_{max}/M_3$, существенно превышающее перегрузочную способность двигателей по моменту. Если не принять мер к выравниванию нагрузочной диаграммы двигателей, то придется выбирать его мощность, ориентируясь на максимальный момент.

Однако практически выгоднее искусственно увеличить J_Σ привода путем введения дополнительного маховика (маховиковый привод). Это приведет к увеличению T_M и, как следует из (9.108), к приближению M_3 к $M_{с,ср}$. В пределе при $J_\Sigma \rightarrow \infty$, $T_M \rightarrow \infty$ $M_3 = M_{с,ср}$ и двигатель может быть выбран по средней мощности

$$P_{с,ср} = M_{с,ср} \omega_{ср}.$$

Реальные значения T_M ограничены, с одной стороны, возможностями конструктивного выполнения маховика больших размеров и его установки в кинематической цепи, а с другой стороны, допустимыми потерями при пуске электропривода, которые возрастут с увеличением J_Σ . Тем не менее, определив $M_{с.р}$ для диаграммы с резкопеременной нагрузкой и задавшись приемлемыми значениями M_{max} и M_3 , можно с учетом (9.108) определить требуемое значение T_M и соответственно J_Σ и J_{max} . Важно также отметить, что в этом случае снижаются и потери в приводе, как это было рассмотрено в § 9.3.

При выборе двигателей номинального продолжительного режима работы для режимов типа повторно-кратковременных рассмотрим случай, отвечающий соотношению эквивалентности (9.92), записав его следующим образом:

$$\Delta P_{вном} \left(\frac{a+1}{A_{ном}} \right) = \Delta P_{вном} \times \times \frac{[a + (I_{пк}/I_{ном})^2] \varepsilon}{A_{ном} [\varepsilon + \beta_0 (1 - \varepsilon)]}, \quad (9.109)$$

где в правой части равенства числитель есть средние потери за цикл при токе нагрузки $I_{пк}$, знаменатель — средний коэффициент теплоотдачи; a — коэффициент потерь; β_0 — коэффициент ухудшения теплоотдачи для неподвижного двигателя.

Преобразуя (9.109), получаем выражение эквивалентной токовой нагрузки двигателя продолжительного номинального режима при работе в повторно-кратковременном режиме с заданным значением ε

$$I_{пк} = I_{ном} \sqrt{[\varepsilon + \beta_0 (1 + a)(1 - \varepsilon)]}. \quad (9.110)$$

Полученное значение тока при проверке двигателя сравнивается с эквивалентным током нагрузочной диаграммы. При выборе двигателя при $\Phi_{ном} = \Phi = \text{const}$ сопоставляются величины $M_{пк} = cI_{пк}$ и M_3 графика нагрузки. Если же работа в период включенного состояния происходит при $\omega = \text{const}$, то можно воспользоваться сопоставлением допустимой мощности двигателя в этом режиме $P_{пк} = I_{пк} \omega c$ и мощности нагрузки в период работы двигателя.

Если постоянными потерями пренебречь и рассматривать двигатели, для которых $\beta_0 \approx 1$, то выражение (9.110) примет вид

$$I_{пк} = I_{ном} / \sqrt{\varepsilon}. \quad (9.111)$$

Практически возможности использования двигателей номинального продолжительного режима для работы в повторно-

кратковременных режимах ограничены. При изменении режима работы во времени $\varepsilon = t_p/T_n$, максимально допустимые токовые нагрузки двигателей (максимальные моменты) не меняются, а номинальные возрастают, что приводит к снижению перегрузочной способности λ (рис. 9.27). Еще более важен учет этих ограничений при выборе двигателя для работы в кратковременном режиме. Простейший график работы двигателя в кратковременном режиме приведен на рис. 9.28. Исходя из определения кратковременного режима работы, можно для установления превышения температуры ограничиться рассмотрением лишь одного периода. Используя (9.68), записываем

$$\tau = \tau_y (1 - e^{-t/T_n}).$$

Если выбрать двигатель, рассчитанный для продолжительного режима, с мощностью, равной мощности при кратковременном режиме работы $P_{к,ном}$, то превышение температуры не достигнет установившегося значения τ_y к концу рабочего периода t_p , как это видно на рис. 9.28 (кривая 1), поэтому в рассматриваемом случае двигатель недоиспользовался бы по нагреву.

При полном использовании по мощности в этом режиме превышение температуры к концу рабочего периода t_p должно быть равным $\tau_{доп}$ (рис. 9.28, кривая 2). В этом случае двигатель может развивать мощность большую, чем была бы допустима для него мощность в продолжительном режиме, а «установившаяся» температура, если бы он развивал эту мощность длительно, была бы равна $\tau'_y > \tau_y > \tau_{доп}$.

Связь τ'_y и τ_y определяется выражением

$$\tau_y = \tau'_y (1 - e^{-t_p/T_{н,ср}}), \quad (9.112)$$

где $T_{н,ср} = (T_{н,нач} + T_{н,кон})/2$ — среднее значение постоянной времени нагрева; $\tau_y = \Delta P_{ном}/A$; $\tau'_y = \Delta P_k/A$; ΔP_k — потери мощности в двигателе при кратковременной нагрузке.

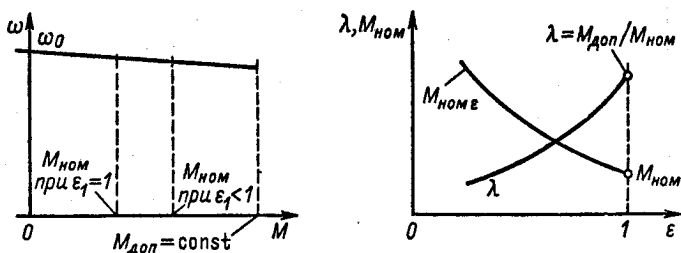


Рис. 9.27. Изменение перегрузочной способности $\lambda = f(\varepsilon)$ двигателей

Отношение потерь при кратковременной нагрузке к потерям, допустимым в длительном режиме, называется коэффициентом термической перегрузки и может быть получено из (9.112):

$$p_{\text{терм}} = \Delta P_{\text{к}} / \Delta P_{\text{ном}} = 1 / (1 - e^{-t_p / T_{\text{н,сп}}}). \quad (9.113)$$

Зависимость $p_{\text{терм}} = f(t_p / T_{\text{н,сп}})$ приведена на рис. 9.29. По коэффициенту термической перегрузки можно найти коэффициент механической перегрузки, равный отношению мощности $P_{\text{к}}$ к мощности при продолжительной нагрузке $P_{\text{ном}}$, т. е. $p_{\text{м}} = P_{\text{к}} / P_{\text{ном}}$.

Действительно,

$$p_{\text{терм}} = \frac{\Delta P_{\text{с}} + \Delta P_{\text{вном}} (P_{\text{к}} / P_{\text{ном}})^2}{\Delta P_{\text{с}} + \Delta P_{\text{вном}}} = \frac{a + p_{\text{м}}^2}{a + 1}; \quad (9.114)$$

$$p_{\text{м}} = \sqrt{(1 + a) p_{\text{терм}} - a}, \quad (9.115)$$

где $a = \Delta P_{\text{с}} / \Delta P_{\text{вном}}$ — отношение постоянных потерь к переменным при номинальной нагрузке.

Подставляя в (9.115) значение $p_{\text{терм}}$ из (9.113), получаем

$$p_{\text{м}} = \sqrt{\frac{a + 1}{1 - e^{-t_p / T_{\text{н,сп}}}} - a}. \quad (9.116)$$

По (9.16) и заданному коэффициенту a может быть построена зависимость допустимого коэффициента механической перегрузки $p_{\text{м}}$ от относительного времени работы $t_p / T_{\text{н,сп}}$ (рис. 9.29).

Пренебрегая постоянными потерями ($a = 0$), выражение (9.116) можно записать в виде

$$p_{\text{м}} = \sqrt{p_{\text{терм}}} = \sqrt{1 / (1 - e^{-t_p / T_{\text{н,сп}}})},$$

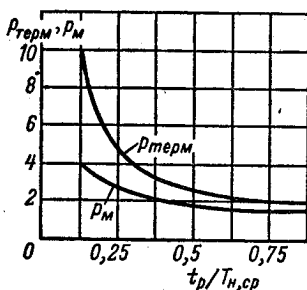
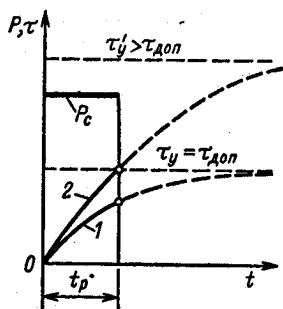


Рис. 9.28. График работы двигателя в кратковременном режиме

Рис. 9.29. Коэффициенты допустимых термической и механической перегрузок

Если нагрузка в рабочий период меняется, то в расчетные формулы вводится вместо P_k эквивалентная мощность за время t_p .

Выбор мощности двигателей номинального продолжительного режима для работы в кратковременном режиме производится из допустимых нагрева и перегрузки, при этом номинальные мощности равны: $P_{ном} = P_k/P_{терм}$; $P_{ном, max} = P_k/\lambda_{дв}$, где λ — допустимая перегрузочная способность двигателя, значения которой указаны ниже:

Двигатель постоянного тока	2—2,5
Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором нормального исполнения	1,7—2,2
То же с контактными кольцами	2—2,5
Синхронные двигатели	2—2,5

При задании графика нагрузки в виде $i = f(t)$ или $M = \varphi(t)$ в расчетные формулы вместо мощности P_k вводится соответствующее значение тока или момента.

Из анализа кривых на рис. 9.29 видно, что уже при $t_p/T_{н, ср} = 0,35$ и допустимой перегрузке по нагреву коэффициент механической перегрузки становится равным 2,5, что для двигателей постоянного тока оказывается предельным. Асинхронные же двигатели допускают еще меньшую перегрузку, поэтому двигатели, предназначенные для продолжительного режима работы и используемые в кратковременном режиме, редко рассчитываются по условиям допустимого нагрева и в большинстве случаев недоиспользуются по нагреву. Для лучшего использования двигателей по нагреву при небольших значениях $t_p/T_{н, ср}$ необходимо применять двигатели специального исполнения, отличающиеся повышенной перегрузочной способностью; асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором должны также иметь большой пусковой момент.

9.8. Выбор по мощности двигателей номинального кратковременного режима работы

Двигатели, предназначенные для кратковременного режима работы, выпускаются заводами с нормированной длительностью работы 15, 30, 60 и 90 мин, следовательно, выбранный по каталогу двигатель для кратковременного режима работы может быть загружен номинальной мощностью в течение указанного времени и будет полностью использован по нагреву. Если же время работы такого двигателя отличается от ката-

ложного, то можно найти перегрузку P_k , при которой двигатель будет полностью использован по нагреву.

Превышение температуры двигателя с номинальной нагрузкой и нормированным временем работы равно:

$$\tau_{\text{доп}} = \frac{\Delta P_{\text{ном}}}{A} (1 - e^{-t_{p,\text{ном}}/T_n}),$$

где T_n — постоянная времени нагрева в кратковременном режиме работы; $t_{p,\text{ном}}$ — время работы, определяемое по каталогу.

В течение фактического времени t_p с нагрузкой, отличной от номинальной,

$$\tau_{\text{доп}} = \Delta P/A;$$

здесь ΔP — потери при нагрузке, отличной от номинальной.

Коэффициент термической перегрузки

$$p_{\text{терм}} = \frac{\Delta P}{\Delta P_{\text{ном}}} = \frac{1 - e^{-t_{p,\text{ном}}/T_n}}{1 - e^{-t_p/T_n}} = \frac{a + (P_k/P_{\text{ном}})^2}{1 + a},$$

откуда

$$P_k = P_{\text{ном}} \sqrt{1 + a \frac{1 - e^{-t_{p,\text{ном}}/T_n}}{1 - e^{-t_p/T_n}} - a}.$$

Если $t_p > t_{p,\text{ном}}$, двигатель должен быть также проверен на допустимую перегрузку.

9.9. Выбор по мощности двигателей номинального повторно-кратковременного режима работы

Двигатели режима S3, как правило, выбираются в тех случаях, когда реальный режим работы электропривода является повторно-кратковременным. Примерный график такого режима показан на рис. 9.30. Он может отличаться от номинального графика работы в режиме S3 числом включений в цикле, нагрузкой двигателя на различных этапах работы в цикле, а также относительной продолжительностью включения:

$$\varepsilon = \sum_i t_{pi}/T_{ц},$$

где t_{pi} — длительность отдельных рабочих участков цикла.

Как и при предварительном выборе двигателя по мощности, при длительном режиме работы с переменной нагрузкой следует в качестве расчетной величины принять с учетом запаса

либо среднее значение мощности

$$P_{\text{ср, расч}} = (1,3 \div 1,5) P_{\text{ср}} = \sum_i P_i / \sum_i \Delta t_{pi}$$

либо среднеквадратическое

$$P_{\text{э, расч}} = (1,2 \div 1,4) P_{\text{э}} = \sqrt{\sum P_i^2 \Delta t_{pi} / \sum \Delta t_{pi}}$$

Но в обоих случаях значения этих величин вычисляются как средние за этапы работы, а не за весь цикл, так как мощность двигателей режима S2 нормируется на время работы $\sum \Delta t_{pi}$, при этом двигатель следует выбрать из тех двигателей, номинальный ПВ (или ϵ) которых наиболее близок к реальному:

$$\text{ПВ} = \frac{\sum \Delta t_{pi}}{T_{ц}} 100 \%$$

Для проверки двигателя методами эквивалентных величин в подобных случаях возникает необходимость приведения реальной нагрузочной диаграммы двигателя к эквивалентной по нагреву нагрузочной диаграмме номинального режима работы. С этой целью сначала определяются расчетные значения тока (момента или мощности), эквивалентные по нагреву реальным нагрузкам за время работы двигателя (9.104) – (9.106).

Если реальная продолжительность включения совпадает с одной из номинальных ($\epsilon_{\text{ном}} = 0,15; 0,25; 0,4; 0,6$), проверка двигателя по нагреву производится непосредственно сопоставлением значений полученных эквивалентных величин с соответствующими номинальными данными двигателя. Однако чаще $\epsilon \neq \epsilon_{\text{ном}}$, при этом требуется осуществить приведение полученных эквивалентных значений $I_{\text{э}}$, $M_{\text{э}}$ или $P_{\text{э}}$ к ближайшей номинальной продолжительности включения $\epsilon_{\text{ном}}$. Для отличного от стандартных значений ϵ в зависимости от конкретных условия должно выполняться условие эквивалентности

тепловых режимов. Пусть, например, выбирается двигатель повторно-кратковременного режима. Теплоотдача двигателя постоянна, и выполняются условия, приводящие к эквивалентности режимов, в виде (9.93). Тогда

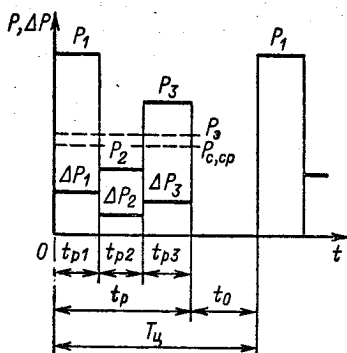


Рис. 9.30. График работы двигателя в повторно-кратковременном режиме

равенство средних потерь для номинального и реального режимов примет вид

$$(\Delta P_c + \Delta P_v) \varepsilon_{\text{НОМ}} = \left[\Delta P_c + \Delta P_v \left(\frac{P_{\varepsilon_1}}{P_{\varepsilon_{\text{НОМ}}}} \right)^2 \right] \varepsilon_1 = \Delta P_{\text{ср}}, \quad (9.117)$$

где $P_{\varepsilon_{\text{НОМ}}}$ — номинальная мощность при $\varepsilon_{\text{НОМ}}$; P_{ε_1} — мощность при данном $\varepsilon = \varepsilon_1$.

Разрешив (9.117) относительно нагрузки, допустимой по условиям нагрева, при $\varepsilon = \varepsilon_1$ получим

$$P_{\varepsilon_1} = P_{\varepsilon_{\text{НОМ}}} \sqrt{(a+1) \frac{\varepsilon_{\text{НОМ}}}{\varepsilon} - a}.$$

Если пренебречь в (9.117) постоянными потерями, то выражение упрощается:

$$P_{\varepsilon_1} = P_{\varepsilon_{\text{НОМ}}} \sqrt{\varepsilon_{\text{НОМ}}/\varepsilon_1}. \quad (9.118)$$

Нетрудно заметить, что соотношения типа (9.118) будут справедливы при этих условиях для эквивалентных токов и моментов, т. е.

$$I_{\varepsilon_1} = I_{\varepsilon_{\text{НОМ}}} \sqrt{\varepsilon_{\text{НОМ}}/\varepsilon_1}; \quad (9.119)$$

$$M_{\varepsilon_1} = M_{\varepsilon_{\text{НОМ}}} \sqrt{\varepsilon_{\text{НОМ}}/\varepsilon_1}. \quad (9.120)$$

Так же как и при выборе двигателей продолжительного режима, при пересчете номинальных данных двигателя к $\varepsilon_1 < \varepsilon_{\text{НОМ}}$ происходит снижение перегрузочной способности двигателей и требуется ее проверка.

Расчеты мощности для повторно-кратковременного режима с частыми пусками и электрическим торможением (S5), когда пусковые и тормозные потери оказывают влияние на нагрев двигателя, можно произвести методом непосредственного учета потерь в двигателе.

Если все потери выделяются в самом двигателе, как это имеет место, например, в асинхронном двигателе с короткозамкнутым ротором при включении его в питающую сеть, то наблюдается интенсивное увеличение превышения температуры, лимитирующее число включений. Задача расчета мощности сводится в этом случае к определению допустимой частоты включений.

9.10. Определение допустимой частоты включений короткозамкнутых асинхронных двигателей

При малых продолжительностях цикла повторно-кратковременных режимов возрастает доля пусковых и тормозных потерь в общем балансе потерь энергии за цикл и лимитирую-

щими режим в тепловом отношении становятся длительность цикла или число включений двигателя в час. Учет этих ограничений особенно важен в приводах с большой частотой включений короткозамкнутых асинхронных двигателей.

В приводах некоторых механизмов возникает необходимость по условиям технологического процесса в частоте включения двигателя 600–800 в 1 ч. Более того, в таких режимах падает эффективность охлаждения самовентилируемых двигателей, что требует учета при проверке по допустимой частоте включений.

Определение допустимого числа включений двигателя в час проведем, сравнив при этом энергию потерь за цикл с энергией, отводимой в охлаждающую среду, при этом предположим, что в соответствии с (9.76) гарантируются малые отклонения температуры двигателя от среднего уровня.

Потери энергии в двигателе за цикл состоят из потерь энергии при пуске ΔA_n и торможении ΔA_T , а также потерь за время установившегося режима $\Delta P t_y$. Пусть при номинальной скорости мощность, отводимая в окружающую среду, есть $\Delta P_{ном}$. Тогда в период паузы из-за ухудшения теплоотдачи самовентилируемого двигателя мощность теплоотвода будет $\beta_0 \Delta P_{ном}$, а в период пуска и торможения $(1 + \beta_0/2) \Delta P_{ном}$. Представим баланс энергий за цикл в виде

$$\Delta A_n + \Delta A_T + \Delta P t_y = \frac{1 + \beta_0}{2} \Delta P_{ном} (t_n + t_T) + \beta_0 \Delta P t_0 + \Delta P_{ном} t_y, \quad (9.121)$$

где t_n , t_T – время пуска и торможения; t_y – время установившейся работы; t_0 – время паузы.

Представим параметры цикла следующим образом:

$$t_0 = \frac{3600}{h} (1 - \varepsilon); \quad \varepsilon = \frac{t_n + t_T + t_y}{T_u};$$

$$t_y = \frac{3600}{h} \varepsilon - (t_n + t_T); \quad T_u = \frac{3600}{h},$$

где h – число включений в час.

Подставляя в (9.121) значения t_y и t_0 и решая его относительно h , получаем

$$h = 3600 \frac{(\Delta P_{ном} - \Delta P) \varepsilon + \Delta P_{ном} \beta_0 (1 - \varepsilon)}{\Delta A_n + \Delta A_T - (t_n + t_T) (\Delta P + \frac{1 + \beta_0}{2} \Delta P_{ном} - \Delta P_{ном})}. \quad (9.122)$$

Для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором третьим членом знаменателя можно пренебречь по сравнению с $\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}$, так как он не превышает 2–4% этой суммы, поэтому

$$h \approx 3600 \frac{(\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P) \varepsilon + \Delta P_{\text{ном}} \beta_0 (1 - \varepsilon)}{\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}}. \quad (9.123)$$

Если в установившемся режиме двигатель работает с номинальной нагрузкой ($\Delta P = \Delta P_{\text{ном}}$), формулу (9.123) можно упростить, и она примет вид

$$h \approx 3600 \frac{\Delta P_{\text{ном}} \beta_0 (1 - \varepsilon)}{\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}}. \quad (9.124)$$

Из (9.123) видно, что число включений в час зависит от статической нагрузки, определяющей мощность потерь ΔP , относительной продолжительности включения ε , коэффициента ухудшения теплоотдачи β_0 и от потерь энергии в переходных режимах.

С уменьшением ΔP возрастает h , достигая наибольшего значения при холостом ходе. На допустимое число включений в час существенно влияют потери энергии в переходных режимах, так как они пропорциональны моменту инерции привода, поэтому с ростом J_{Σ} уменьшается допустимое число включений.

Из (9.123) следует также, что при $(\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P) > \beta_0 \Delta P_{\text{ном}}$ допустимая частота включений не зависит от ε . Когда $(\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P_{\text{т}}) > \beta_0 \Delta P_{\text{ном}}$, то с ростом ε можно допустить большее число включений. Наконец, если $(\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P) < \beta_0 \Delta P_{\text{ном}}$, то с ростом ε уменьшается h . Для номинальной нагрузки в установившемся режиме с ростом $\Delta A_{\text{п}}$ и $\Delta A_{\text{т}}$ допустимая частота включений уменьшается.

Увеличение допустимой частоты включений достигается независимой вентиляцией двигателя, действующей одинаково интенсивно в течение всего цикла работы электропривода. Существенного увеличения h можно добиться путем уменьшения потерь энергии в переходных процессах. В этом отношении, как указывалось, частотное управление асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором по сравнению с другими способами управления обеспечивает минимальные потери в переходных процессах. Исследования показали, что практически потери энергии за время переходного процесса достигают минимума при токах, приблизительно в 1,5–2 раза больших номинального, и оптимальном абсолютном скольжении. В большинстве случаев именно эти значения токов статора и обуславливают максимально допустимую частоту вклю-

чений асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором при частотном управлении.

Для частотно-управляемого асинхронного привода допустимая частота включений оказывается в несколько раз больше по сравнению с допустимой частотой включений при прямом пуске двигателя от сети с неизменной частотой и амплитудой напряжения и торможением противовключением.

Так как повторно-кратковременный режим с частыми пусками (S4) характеризуется, так же как и режим с частыми пусками и электрическим торможением (S5), относительной продолжительностью включения и числом пусков в час, то режим S4 может рассматриваться как частный случай режима S5.

По аналогии с режимом S5 для двигателя, работающего в режиме S4, может быть найдено допустимое число включений в час:

$$h = 3600 \frac{(\Delta P_{\text{ном}} - \Delta P) \varepsilon + \beta_0 \Delta P'_{\text{ном}} (1 - \varepsilon)}{\Delta A_{\text{п}} - t_{\text{п}} \left(\Delta P + \frac{1 + \beta_0}{2} \Delta P_{\text{ном}} - \Delta P_{\text{ном}} \right)}$$

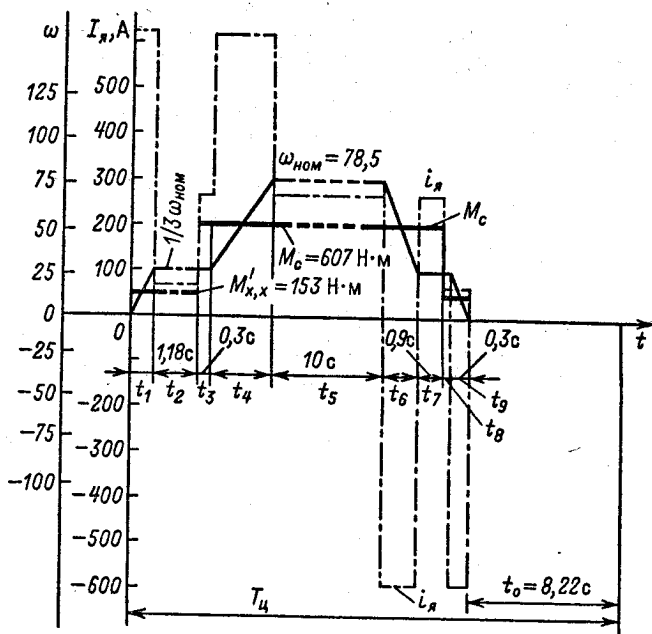


Рис. 9.31. Нагрузочная диаграмма (к примеру 9.2)

Когда управление асинхронным двигателем производится при прямом включении от сети, можно для ориентировочной оценки h не учитывать влияние второго члена знаменателя по сравнению с первым, тогда

$$h \approx 3600 \frac{(\Delta P_{\text{п}} - \Delta P_{\text{т}}) \varepsilon - \beta_0 \Delta P_{\text{ном}} (1 - \varepsilon)}{\Delta A_{\text{п}}} \quad (9.125)$$

Наконец, если в установившемся режиме двигатель работает с номинальной нагрузкой, то

$$h \approx 3600 \frac{\beta_0 \Delta P_{\text{ном}} (1 - \varepsilon)}{\Delta A_{\text{п}}} \quad (9.126)$$

Пример 9.2. Нагрузочная диаграмма механизма, приведенная к валу двигателя, а также требуемая тахограмма приведены на рис. 9.31. Для работы в данном режиме предварительно был выбран двигатель постоянного тока независимого возбуждения, работающий в замкнутой системе управления, которая реализует на этапах изменения скорости $I_{\text{я}} = I_{\text{доп}} = 2,2 I_{\text{ном}}$ и $\Phi_{\text{дв}} = \Phi_{\text{ном}}$ на всех этапах. Проверить выбранный двигатель по условиям нагрева.

Данные для расчета: $P_{\text{ном}} = 53$ кВт; $U_{\text{ном}} = 220$ В; $I_{\text{ном}} = 286$ А; $\text{ПВ}_{\text{ном}} = 60\%$; $n_{\text{ном}} = 750$ об/мин; R_{Σ} (при 80°C) = 0,12 Ом; $J_{\text{дв}} = 3$ кг·м²; приведенный момент инерции механизма $J'_{\text{мех}} = 3,4$ кг·м².

Для проверки двигателя по условиям нагрева уточним нагрузочную диаграмму и построим зависимость $i_{\text{я}}(t)$ без учета времени изменения тока якоря.

Участок t_1 — разгон привода при токе якоря $I_{\text{я1}} = 2,2 I_{\text{ном}} = 2,2 \cdot 286 = 630$ А; длительность разгона до скорости $\omega_{\text{ном}}/3$

$$t_1 = \frac{J_{\Sigma} \omega_{\text{ном}}}{3(M_{\text{дв1}} - M_{\text{х,к}})} = \frac{6,4 \cdot 78,5}{3(1491 - 153)} = 0,12 \text{ с,}$$

где $J_{\Sigma} = J_{\text{дв}} + J'_{\text{мех}} = 3 + 3,4 = 6,4$ кг·м²; $\omega_{\text{ном}} = 2\pi n_{\text{ном}}/60 = 2 \cdot 3,14 \cdot 750/60 = 78,51/\text{с}$; $M_{\text{дв1}} = 2,2 M_{\text{ном}} = 2,2 I_{\text{ном}} c = 2,2 \cdot 286 \cdot 2,36 = 1491$ Н·м, а

$$c = \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{я,ном}} R_{\Sigma}}{\omega_{\text{ном}}} = \frac{220 - 286 \cdot 0,12}{78,5} = 2,36 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с.}$$

Участок t_2 — ток якоря $I_{\text{я}} = I_{\text{ном}} M_{\text{х,к}}/M_{\text{ном}} = 286 \cdot 153/675 = 64,82$ А, где $M_{\text{ном}} = I_{\text{ном}} c = 286 \cdot 2,36 = 675$ Н·м; длительность участка $t_2 = 1,18$ с (рис. 9.31).

Участок t_3 — ток якоря $I_{\text{я3}} = I_{\text{ном}} M_{\text{с}}/M_{\text{ном}} = 286 \cdot 607/675 = 237,4$ А; длительность участка $t_3 = 0,3$ с (рис. 9.31).

Участок t_4 — ток якоря $I_{\text{я,ном}} = I_{\text{я1}} = 630$ А; длительность участка t_4

$$t_4 = \frac{J_{\Sigma} \cdot 2 \omega_{\text{ном}}}{3(M_{\text{дв4}} - M_{\text{с}})} = \frac{6,4 \cdot 2 \cdot 78,5}{3(1491 - 607)} = 0,38 \text{ с.}$$

Таблица 9.2

Участок	1	2	3	4	
$t_i, \text{с}$	0,12	1,18	0,3	0,38	
$I_{яi}, \text{А}$	630	64,82	237,4	630	
$I_{яi}^2, \text{А}^2$	$39,7 \cdot 10^4$	$0,42 \cdot 10^4$	$5,61 \cdot 10^4$	$39,7 \cdot 10^4$	
$\beta_{\text{ср}}$	0,6	0,7	0,7	0,85	

Участок	5	6	7	8	9
$t_i, \text{с}$	10,0	0,16	0,9	0,3	0,08
$I_{яi}, \text{А}$	237,4	-630	237,4	64,82	-630
$I_{яi}^2, \text{А}^2$	$5,61 \cdot 10^4$	$39,7 \cdot 10^4$	$5,61 \cdot 10^4$	$0,42 \cdot 10^4$	$39,7 \cdot 10^4$
$\beta_{\text{ср}}$	1	0,85	0,7	0,7	0,6

Участок t_5 — ток якоря $I_{я5} = M_c/c = 607/2,36 = 257,2 \text{ А}$; длительность участка $t_5 = 10 \text{ с}$ (рис. 9.31).

Участок t_6 — ток якоря $I_{я6} = -2,2 I_{\text{ном}} = -630 \text{ А}$;
длительность участка

$$t_6 = \frac{J_{\Sigma} \cdot 2 \omega_{\text{ном}}}{3(M_{\text{дв6}} + M_c)} = \frac{6,4 \cdot 2 \cdot 78,5}{3(1491 + 607)} = 0,16 \text{ с.}$$

Участок t_7 — ток якоря $I_{я7} = I_{я3} = 237,4 \text{ А}$;

длительность участка $t_7 = 0,9 \text{ с}$ (рис. 9.31).

Участок t_8 — ток якоря $I_{я8} = I_{я2} = 64,82 \text{ А}$;

длительность участка $t_8 = 0,3 \text{ с}$ (рис. 9.31).

Участок t_9 — ток якоря $I_{я9} = -2,2 I_{\text{ном}} = -630 \text{ А}$;

длительность участка t_9

$$t_9 = \frac{J_{\Sigma} \omega_{\text{ном}}}{3(M_{\text{дв9}} + M_c)} = \frac{6,4 \cdot 78,5}{3(1491 + 607)} = 0,08 \text{ с.}$$

Имея диаграмму изменения тока якоря в цикле, проверку двигателя производим методом эквивалентного тока, для чего полученные данные сведем в табл. 9.2, где укажем для удобства дальнейших расчетов квадраты тока на отдельных участках и средние значения коэффициентов ухудшения теплоотдачи.

Эквивалентный ток с учетом (9.108) по данным табл. 9.2 рассчитан по формуле

$$I_2 = \sqrt{\frac{\sum_i I_i^2 t_i}{\sum_i \beta_{\text{ср}i} t_i}} =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{10^4 (39,7 \cdot 0,12) + 0,42 \cdot 1,18 + 5,61 \cdot 0,3 + 39,7 \cdot 0,38 + 5,61 \cdot 10,0 +}{0,6 \cdot 0,12 + 0,7 \cdot 1,18 + 0,7 \cdot 0,3 + 0,85 \cdot 0,38 + 1 \cdot 10,0 +} \rightarrow \\
&\rightarrow \frac{+ 39,7 \cdot 0,16 + 5,61 \cdot 0,9 + 0,3 \cdot 0,42 + 39,7 \cdot 0,08}{+ 0,85 \cdot 0,16 + 0,7 \cdot 0,9 + 0,7 \cdot 0,3 + 0,6 \cdot 0,08} = \\
&= \sqrt{\frac{92,83 \cdot 10^4}{12,45}} = 273 \text{ А.}
\end{aligned}$$

Определим ПВ расчетного цикла:

$$\text{ПВ} = \frac{\sum_i t_{pi}}{\sum_i t_{pi} + t_0} 100 = \frac{13,42}{13,42 + 8,22} 100 = 62 \%.$$

Приводим полученное значение I , к номинальному ПВ для предварительно выбранного двигателя $I_{360\%} = I_3 \sqrt{62/60} = 277,5 \text{ А}$.

Получаем, что выбранный двигатель практически полностью использован в тепловом отношении, так как разница между $I_{360\%}$ и $I_{ном}$ составляет всего 3%.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Обозначение и единицы основных величин

Наименование	Обозначение	Единица
Энергия (работа)	A	Дж
Мощность	P	Вт
Напряжение (ЭДС)	$U(E)$	В
Ток	I	А
Магнитный поток	Φ	Вб
Потокоцепление	Ψ	Вб
Сопротивление активное	R	Ом
Сопротивление реактивное	x	Ом
Индуктивность	L	Гн
Постоянная времени	T	с
Частота колебаний	Ω	1/с
Диапазон регулирования	D	—
Логарифмический декремент	λ	—
Теплоемкость	C	Дж/°С
Теплоотдача	A	Вт/°С
Частота включений	h	—
<i>Вращательное движение</i>		
Путь	φ	рад
Скорость	ω	1/с
Ускорение	ε	1/с ²
Момент	M	Н·м
Момент инерции	J	кг·м ²
Жесткость упругой механической связи	c	Н·м
Передаточное число редуктора	i	—
Жесткость механической характеристики	β	Н·м·с
<i>Поступательное движение</i>		
Путь	S	м
Скорость	v	м/с
Ускорение	a	м/с ²
Масса	m	кг
Радиус приведения	ρ	м
Сила (тяжести)	$F(G)$	Н

Список литературы

1. Голован А. Т. Основы электропривода. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959. 344 с.
2. Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. М.—Л.: Госэнергоиздат. 1963. 722 с.
3. Основы автоматизированного электропривода/М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский. М.: Энергия, 1974. 567 с.
4. Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979. 616 с.
5. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода. М.: Энергоиздат, 1981. 576 с.
6. Башарин А. В., Голубев Ф. Н., Кепперман В. Г. Примеры расчета автоматизированного электропривода. Л.: Энергия, 1972. 440 с.
7. Вешеневский С. Н. Характеристики двигателей в электроприводе. М.—Л.: Энергия, 1977. 432 с.
8. Копылов И. П. Электромеханические преобразователи энергии. М.: Энергия, 1973. 400 с.
9. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980. 928 с.
10. Теория автоматического управления/Под ред. А. В. Нетушила. М.: Высшая школа, 1968, ч. I, 424 с.; 1972, ч. II, 430 с.
11. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972. 450 с.
12. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. М.—Л.: Энергия, 1964. 527 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Аппроксимация кривой намагничивания 141, 177
Астатизм 313

Б

Баланс мощностей 474
— тепловой 512
Быстродействие электропривода 231, 288

В

Вектор изображающий 86, 95
Воздействие возмущающее 48
— управляющее 47
Время безразмерное 224
— первого согласования 289
— регулирования 289

Д

Движение электропривода равномерно ускоренное 60, 253
Декремент логарифмический 54, 213, 225
Демпфирование колебаний 54, 220
Диаграмма векторная 152, 192
— нагрузочная механизма 528
— — электропривода 529
— скорости оптимальная 231, 235
Диапазон регулирования 287
Добротность по скорости 471
— — ускорению 471

Ж

Жесткость механической характеристики динамической 100, 131
— — — оптимальная 226, 362
— — — статическая 115
— упругого элемента 25
— — — приведенная 26
— — — эквивалентная 27

З

Зазор кинематический 14, 70
Закон частотного управления 169, 172
Запаздывание постоянное 316
Запас устойчивости по амплитуде 315
— — — фазе 314
Звено инерционное 214
— интегрирующее 317
— колебательное консервативное 48
— форсирующее 317

И

Инвариантность мощности 89, 96
Индуктивность взаимная 80, 81

— собственная 80, 81
— рассеяния 152
Источник напряжения 128
— тока 135

К

Каскад асинхронно-вентильный 449
— электрический 444
— электромеханический 450
Колебания упругие механические 53
Колебательность регулируемого электропривода 289
— электромеханической системы 222, 225
Контур регулирования подчиненный 320
Координата обобщенная механическая 39
— — — электромеханической системы 283
— — — регулируемая 285
Коррекция последовательная 316
Коэффициент вязкого трения 33
— динамический 73, 74
— затухания 212
— мощности 290
— полезного действия 35, 36
— усиления 313, 395
— ухудшения теплоотдачи 537, 539
— форсировки переходных процессов возбуждения 296, 417

Л

Линеаризация нелинейной системы 145, 172, 180

М

Машина двойного питания 435
— электрическая обобщенная 77, 78
Метод графоаналитический 271
— средних потерь 525
— эквивалентного момента 536
— — эквивалентной мощности 336
— — тока 335
Механизм позиционный 454
Многополосник электромеханический 78
Моделирование структурное 236
Модуль динамической жесткости 100, 131, 191
Момент активный 31
— вязкого трения 33, 65
— динамический 69
— допустимой перегрузки 114
— инерции суммарный приведенный 29
— критический 155
— нагрузки приведенный 30
— — реактивный 32
— сухого трения 32
— эквивалентный по нагреву 536
— электропривода стопорный 337
— электромагнитный 82
Мощность потерь 483
— — средняя 525

Н

- Нагрузка электропривода вентиляторная 33
 - динамическая 68
 - номинальная 103
 - полезная 30
 - статическая 30
 - типовая 30
- Неточность останова допустимая 458

О

- Обмотка компенсационная 109
- Объект управления 48
- Ограничение момента 231
 - ускорения 232
- Оптimum симметричный 325
 - технический (по модулю) 324
- Ослабление поля 407
- Останов точный электропривода 455
- Ошибка регулирования динамическая 313
 - скоростная 470
 - статическая 314, 393

П

- Перерегулирование 289
- Перепад скорости номинальный 113
- Плавность регулирования 288
- Порядок астатизма контура 313
- Постоянная времени возбуждения 128
 - нагрева 512
 - некомпенсируемая 318
 - электромагнитная 180, 312
 - электрохимическая 209
- Потери механические 30, 35
 - переменные 483
 - постоянные 483
 - скольжения 163
- Правило знаков момента 46
- Превышение температуры 507
- Преобразование переменных комплексное 91
 - координатное 84
 - фазное 94
- Преобразователь индуктивно-емкостной 335
 - тиристорный 295, 299
- Продолжительность включения 527
- Противовключение 125
- Пуск электропривода 58

Р

- Работа элементарная 40
- Радиус приведения 26, 42
- Реакция якоря 109, 116
- Реверсирование электропривода 61
- Регулирование автоматическое 284, 377
 - — — возмущению 284
 - — — отклонению 284
 - в разомкнутой системе 284
 - — — реостатное 327, 366
 - частотное 357, 426
- Регулятор интегральный 320
 - положения 462
 - параболический 466
 - пропорциональный 389, 396
 - скорости 389
 - тока 352
- Режим кратковременный 526
 - номинальный 525
 - перемежающийся 528
 - повторно-кратковременный 527
 - продолжительный 526

- работы электропривода генераторный 101
 - — — двигательный 101
 - — — тормозной 102
 - — — шаговый 195
- Резонанс механический 50, 53
- Ротор короткозамкнутый с глубоким пазом 163
 - — — двойной белизней клеткой 163
- Рывок 233

С

- Самовозбуждение критическое 141
- Связь кинематическая нелинейная 44
 - механическая жесткая 25
 - — упругая 24
 - обратная единичная 313, 346
 - электрохимическая 82
- Сила обобщенная 40, 44
 - диссипативная 33, 34, 65
 - консервативная 33
- Система упругая двухмассовая 42
 - — — трехмассовая 47
 - электрохимическая обобщенная 206
- Скольжение абсолютное 170, 359
 - граничное 177, 179
 - критическое 154, 173
 - номинальное 163
 - повышенное 163
- Скорость идеального холостого хода 100, 111
 - расчетная 25
- Сопротивление номинальное 113
- Способ регулирования при постоянной мощности 408
 - — при постоянном моменте 368, 408
- Способность двигателя перегрузочная 104, 114, 139
- Статизм 113
- Структура системы УП—Д 311
- Схема механической части электропривода 24
 - — — — кинематическая 25, 27
 - — — — расчетная 24, 28
 - электропривода структурная 202
 - — с линейной механической характеристикой
- структурная обобщенная 206
 - — электрохимическая 202

Т

- Теплоемкость двигателя 504
- Теплоотдача 507
- Ток короткого замыкания 114
 - намагничивающий 152, 161
 - стопорный 350
 - эквивалентный 535
- Торможение электропривода динамическое 102, 122*
 - — — противовключением 102, 124
 - — — рекуперативное 101, 124
- Точность позиционирования 454
 - регулирования 286

У

- Уравнения движения электропривода 41
 - Кирхгофа 80
 - — преобразованные 88
 - Лагранжа 40, 44
- Ускорение допустимое 232
- Устойчивость статического режима работы электропривода 217

Ф

- Формула преобразования переменных 86, 95
- приведения 26
- Формирование переходных процессов 62
- Форсирование процессов возбуждения 296

Х

- Характеристика двигателя естественная 112, 157
- — искусственная 119, 160
- — механическая 84, 99
- — динамическая 130, 191
- — реостатная 119, 159
- — статическая 111
- — угловая 188
- — электромеханическая 83, 111

Ч

- Частота включений допустимая 545
- возмущений 48
- колебаний парциальная 50
- сопряжения 315
- среза 314

Ш

- Шунтирование якоря 371

Э

- Эквиваленттирование тепловых режимов 518
- Экономичность регулирования 289, 481
- Электропривод групповой 6
- индивидуальный 8
- — автоматизированный 8

Оглавление

Предисловие	3
Введение	5
В.1. Основные понятия и определения	5
В.2. Современный электропривод и направления его развития	9
В.3. Теория электропривода	13
В.4. Задачи и структура учебного курса	18
Глава первая. Механика электропривода	23
1.1. Общие сведения	23
1.2. Расчетные схемы механической части электропривода	24
1.3. Типовые статические нагрузки электропривода	30
1.4. Уравнения движения электропривода	39
1.5. Механическая часть электропривода как объект управления	46
1.6. Механические переходные процессы электропривода	58
1.7. Динамические нагрузки электропривода	68
Глава вторая. Математическое описание динамических процессов электромеханического преобразования энергии	77
2.1. Общие сведения	77
2.2. Обобщенная электрическая машина	77
2.3. Электромеханическая связь электропривода и ее характеристики	82
2.4. Линейные преобразования уравнений механической характеристики обобщенной машины	84
2.5. Фазные преобразования переменных	94
2.6. Структура и характеристики линеаризованного электромеханического преобразователя	97
2.7. Режимы преобразования энергии и ограничения, накладываемые на их протекание	101
Глава третья. Электромеханические свойства двигателей	
3.1. Общие сведения	105
3.2. Математическое описание процессов преобразования энергии в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением	107
3.3. Естественные характеристики двигателя с независимым возбуждением	112
3.4. Искусственные статические характеристики и режимы работы двигателя с независимым возбуждением	119
3.5. Динамические свойства электромеханического преобразователя с независимым возбуждением	128

3.6. Математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в двигателе с последовательным возбуждением	135
3.7. Статические характеристики двигателя с последовательным возбуждением	137
3.8. Динамические свойства электромеханического преобразователя с последовательным возбуждением	145
3.9. Особенности статических характеристик двигателя со смешанным возбуждением	148
3.10. Математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в асинхронном двигателе	151
3.11. Статические характеристики асинхронных двигателей	154
3.12. Динамические свойства асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника напряжения	167
3.13. Статические характеристики и динамические свойства асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника тока	174
3.14. Режим динамического торможения асинхронного двигателя	182
3.15. Электромеханические свойства синхронных двигателей	186
3.16. Шаговый режим работы синхронного электромеханического преобразователя	195
Глава четвертая. Динамика обобщенной разомкнутой электромеханической системы	200
4.1. Общие сведения	200
4.2. Математическое описание и структурные схемы разомкнутых электромеханических систем	201
4.3. Обобщенная электромеханическая система с линеаризованной механической характеристикой	206
4.4. Динамические свойства электропривода с линейной механической характеристикой при жестких механических связях	208
4.5. Устойчивость статического режима работы электропривода	217
4.6. Понятие о демпфировании электроприводом упругих механических колебаний	220
4.7. Переходные процессы электропривода и методы их анализа	229
4.8. Электромеханические переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = \text{const}$	238
4.9. Переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = f(t)$	252
4.10. Переходные процессы электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем	263
4.11. Динамика электропривода с синхронным двигателем	272
4.12. Особенности многодвигательного электропривода	279
Глава пятая. Регулирование координат электропривода	283
5.1. Общие сведения	283
5.2. Основные показатели способов регулирования координат электропривода	285
5.3. Система генератор — двигатель	290

5.4. Система тиристорный преобразователь — двигатель	299
5.5. Система преобразователь частоты — асинхронный двигатель	304
5.6. Обобщенная система управляемый преобразователь — двигатель	311
5.7. Связь показателей регулирования с ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования	312
5.8. Стандартные настройки регулируемого электропривода	316
Глава шестая. Регулирование момента (тока) электропривода	326
6.1. Общие сведения	326
6.2. Реостатное регулирование момента	327
6.3. Система источник тока — двигатель	333
6.4. Автоматическое регулирование момента в системе УП — Д	336
6.5. Последовательная коррекция контура регулирования момента в системе УП — Д	343
6.6. Особенности регулирования момента и тока в системе Г — Д	351
6.7. Частотное регулирование момента асинхронного электропривода	357
6.8. Влияние отрицательной связи по моменту (току) на динамику упругой электромеханической системы	361
Глава седьмая. Регулирование скорости электропривода	364
7.1. Общие сведения	364
7.2. Реостатное регулирование скорости	366
7.3. Схемы шунтирования якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением	371
7.4. Схемы шунтирования якоря двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением	375
7.5. Автоматическое регулирование скорости в системе УП — Д	377
7.6. Свойства электропривода при настройке контура регулирования скорости на технический оптимум	389
7.7. Свойства электропривода при настройке контура регулирования скорости на симметричный оптимум	398
7.8. Регулирование скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением изменением магнитного потока	405
7.9. Способы регулирования скорости асинхронного электропривода	417
7.10. Особенности частотного регулирования скорости асинхронного электропривода	426
7.11. Принцип ориентирования по полю двигателя при частотном управлении	429
7.12. Каскадные схемы регулирования скорости асинхронного электропривода	434
7.13. Каскады с однозонным регулированием скорости	444
Глава восьмая. Регулирование положения	454
8.1. Общие сведения	454
8.2. Точный останов электропривода	455
8.3. Автоматическое регулирование положения по отклонению	461
8.4. Понятие о следящем электроприводе	468

Глава девятая. Энергетика электропривода. Основы выбора электродвигателей по мощности	473
9.1. Общие сведения	473
9.2. Баланс мощностей и энергетические характеристики электропривода	474
9.3. Потери энергии в установившихся и переходных процессах электропривода	483
9.4. Нагревание и охлаждение двигателей	504
9.5. Влияние температуры на срок службы изоляции. Эквивалентирование тепловых режимов	518
9.6. Номинальные режимы двигателей. Нагрузочные диаграммы электроприводов	525
9.7. Выбор по мощности двигателей номинального продолжительного режима работы	532
9.8. Выбор по мощности двигателей номинального кратковременного режима работы	542
9.9. Выбор по мощности двигателей номинального повторно-кратковременного режима работы	543
9.10. Определение допустимой частоты включений короткозамкнутых асинхронных двигателей	545
Приложение. Обозначение и единицы основных величин	552
Список литературы	553
Предметный указатель	554

ВЛАДИМИР ИВАНОВИЧ КЛЮЧЕВ

Теория электропривода

Редактор А. О. Горнов

Редактор издательства Л. А. Решмина

Художественный редактор В. А. Гозак-Хозак

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Корректор З. Б. Драновская

ИБ № 482

Сдано в набор 26.06.84. Подписано в печать 26.02.85. Т-06688.
 Формат 84 × 108¹/₃₂. Бумага тип. № 2. Гарнитура таймс. Печать высокая. Усл. печ. л. 29,40. Усл. кр.-отт. 29,40. Уч.-изд. л. 31,18.
 Тираж 21000 экз. Заказ № 1496. Цена 1 р. 40 к. **Зак 156.**

Энергоатомиздат, 113114, Москва, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, Чкаловский пр., 15.

Ленинградская типография № 6
 ордена Трудового Красного Знамени
 Ленинградского объединения «Техническая книга»
 им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома
 при Государственном комитете СССР по делам
 издательств, полиграфии и книжной торговли
 193144, г. Ленинград, ул. Моисеенко, 10.