

М. В. МАРТЫНОВ  
Н. Г. ПЕРЕСЛЕГИН

# АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД В ГОРНОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ



М. В. МАРТЫНОВ,  
Н. Г. ПЕРЕСЛЕГИН

# АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД В ГОРНОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

*Допущено Министерством высшего и среднего  
специального образования СССР в качестве  
учебника для студентов вузов, обучающихся  
по специальности «Электрификация  
и автоматизация горных работ»*



МОСКВА «НЕДРА» 1977

**Мартынов М. В., Переслегин Н. Г.** Автоматизированный электропривод в горной промышленности. Изд. 2, перераб. и доп. М., «Недра», 1977. 375 с.

В книге рассмотрен комплекс вопросов, относящихся к автоматизированному электроприводу в горной промышленности. Описаны основы механики электропривода, электромеханические свойства электроприводов в установившихся режимах, переходные процессы в электроприводах.

Изложена методика выбора мощности электродвигателей, даны сведения по управлению их пуском.

Приведены сведения по управлению торможением и реверсированием электроприводов и по регулированию их скорости. Рассмотрены электроприводы постоянного и переменного тока, даны понятия о следящем электроприводе.

По сравнению с первым изданием во втором рассмотрены системы управления приводами с подчиненным регулированием параметров. Расширены вопросы динамики электроприводов с упругими связями. Изменен порядок изложения материала.

Книга предназначена для студентов горных вузов, обучающихся по специальности «Электрификация и автоматизация горных работ» (0634).

Ил. 185, список лит. — 28 назв.

## ВВЕДЕНИЕ

За годы Советской власти наша страна заняла первое место в Европе и второе место в мире по производству электроэнергии и создала мощную электротехническую промышленность. Планом развития страны предусматриваются дальнейший рост производства электроэнергии и увеличение электровооруженности труда во всех отраслях народного хозяйства.

Подавляющая часть вырабатываемой электрической энергии (около двух третей) преобразуется в механическую посредством электрического привода для обеспечения работы различных машин и механизмов.

Электрический привод (рис. В.1) представляет собой электро-механическое устройство, состоящее из преобразовательного  $P$ , электродвигательного  $D$ , передаточного  $ПУ$  и управляющего  $УУ$  устройств.

Основным назначением электропривода является приведение в движение рабочих машин, установок и механизмов. При этом электропривод осуществляет преобразование потребляемой из электрической сети энергии  $W$  в механическую  $W_m$ , передаваемую механизму или рабочему органу (РО) машины. В процессе работы возможен и обратный порядок преобразования энергии, когда электропривод превращается в преобразователь механической энергии в электрическую.

Основная функция электропривода осуществляется с помощью электродвигательного устройства, в качестве которого используют различные электрические двигатели, отличающиеся принципом действия, исполнением, родом тока и т. д.

Для управления процессом преобразования энергии с целью согласования его с технологическими условиями процессов, выполняемых машинами и механизмами, предназначено управляющее устройство.

Так как в большинстве случаев питание электроприводов осуществляется от трехфазной сети переменного тока со стандартными значениями напряжения и частоты, то для обеспечения необходимых режимов работы электродвигателей в современных электроприводах применяют преобразовательные устройства, с помощью которых можно изменять амплитуду и частоту напряжения или осуществлять преобразование рода тока.

Передаточное устройство предназначено для согласования скоростей двигателя и рабочего органа машины или преобразования вида движения (например, вращательного в поступательное).

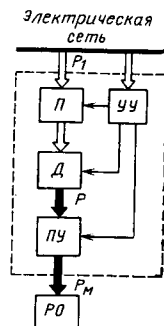


Рис. В.1. Структура системы автоматизированного электропривода



В некоторых случаях для улучшения свойств электропривода применяют управляемые передачи: гидравлические, электромагнитные и др.

По способу передачи механической энергии от двигателей к исполнительным (рабочим) органам машин различают *групповой, одиночный и многодвигательный* электропривод.

Электропривод, в котором исполнительные органы нескольких энергетических машинных устройств приводятся в движение одним электродвигателем, называют *групповым*. Он широко применялся в первые годы после появления электрического привода, когда по традиции сохранялась та же система приведения в движение рабочих машин, что и при гидравлических и паровых двигателях, т. е. один крупный двигатель через передачи (трансмиссии) приводил в действие несколько отдельных рабочих машин. В настоящее время этот электропривод иногда используется для сообщения движения нескольким рабочим органам одной машины.

Однако кинематическая цепь машины при этом получается очень сложной, и в механических передачах теряется большое количество энергии. Поэтому в настоящее время почти исключительное распространение имеет одиночный электропривод, в котором исполнительные органы одного энергетического машинного устройства приводятся в движение одним электродвигателем. При этом иногда двигатель конструктивно является рабочим органом машины. Например, у вентиляторов частичного проветривания на вращающемся корпусе, выполняющим роль ротора, укрепляют лопасти вентилятора, а обмотку статора располагают внутри корпуса на неподвижной части. Другим примером может служить барабан ленточного конвейера со встроенным внутри двигателем.

Одной из форм одиночного электропривода является *многодвигательный* электропривод, в котором каждый исполнительный орган энергетического машинного устройства приводится в движение одним или несколькими электродвигателями.

Говоря о рабочей машине с многодвигательным электроприводом, имеют в виду, что каждый из основных механизмов этой машины имеет собственный одиночный электропривод. При выполнении работы машиной технологического производственного процесса работа этих электроприводов должна быть взаимно согласована. Например, одноковшовый экскаватор с многодвигательным электроприводом имеет одиночные приводы механизмов подъема, поворота и напора (или тяги), работа которых в процессе экскавации должна быть согласована для получения наиболее эффективного результата.

Однако наиболее часто понятие многодвигательного электропривода употребляют для отдельного механизма рабочей машины, при котором один исполнительный орган приводится в движение несколькими двигателями. Например, для механизма поворота одноковшовых экскаваторов применяют двух-, четырех- и восьмидвигательные электроприводы. Такое решение позволяет обеспечить более рациональную конструкцию машины, снизить нагрузки в

зубчатых передачах и уменьшить за счет этого их размеры, повысить быстродействие по сравнению с однодвигательным электроприводом, и т. д.

Система управления в значительной степени определяет свойства и возможности электропривода. В ее состав входят коммутационная аппаратура и элементы, осуществляющие функциональное преобразование сигналов управления для обеспечения требуемых законов движения электропривода. В зависимости от назначения электропривода и выполняемых им функций количество элементов и их конструкция существенно изменяются. В простейшем электроприводе могут применяться только коммутационные аппараты для подключения и отключения двигателя от источника электрической энергии, а у сложных систем автоматизированного электропривода система управления может содержать значительное количество электромагнитной, полупроводниковой и прочей аппаратуры вплоть до вычислительных машин.

В общем случае электрический привод содержит все четыре указанных устройства, каждое из которых может быть достаточно сложным. Однако в отдельных установках преобразовательное и передаточное устройства могут отсутствовать, а устройство управления предельно упрощается. Например, в простейшей системе электропривода вентилятора рабочий орган может быть установлен непосредственно на валу асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, а устройство управления последним может представлять собой рубильник или выключатель.

Электропривод применяют для приведения в действие:

рабочих машин, предназначенных для выполнения каких-либо производственных операций, связанных с изменением свойств, состояния, формы или положения обрабатываемых материалов или изделий;

транспортных устройств, используемых для перемещения пассажиров или материалов;

исполнительных механизмов, выполняющих только определенные кинематические перемещения отдельных элементов в контрольных и измерительных приборах, устройствах для перестановки каких-либо органов в различные положения и т. п.

В первых двух случаях электропривод иногда называют *силовым*, а в последнем случае — *сервоприводом*. Наряду с общими свойствами эти электроприводы имеют существенные различия. Так, основное требование, предъявляемое к силовому электроприводу, — высокий к. п. д., а к сервоприводу — точность отработки движений, задаваемых сигналом управления (к. п. д. в этом случае имеет второстепенное значение).

Отечественным ученым принадлежит приоритет в создании первого машинного устройства для преобразования электрической энергии в механическую. Первый электропривод постоянного тока мощностью порядка 1 л. с. с вращательным движением был создан академиками Б. С. Якоби и Э. Х. Ленцем и применен в 1838 г. для приведения в движение катера на р. Неве. Двигатель получал

электрическую энергию от гальванических батарей. Однако в то время электропривод не нашел практического применения вследствие несовершенства электродвигателя и неэкономичности источника энергии.

Широкое промышленное применение электропривода стало возможным благодаря работам русского ученого и инженера М. О. Доливо-Добровольского (1862—1919 гг.), который создал систему трехфазного тока и изобрел простой, надежный и дешевый асинхронный двигатель.

В горной промышленности электрический привод стал использоваться с конца прошлого столетия, но это были только единичные установки.

Только после Великой Октябрьской социалистической революции в нашей стране была создана мощная энергетическая база и собственная электропромышленность.

Широкая электрификация всех отраслей народного хозяйства является одним из важнейших условий развития производительных сил нашей страны. Как писал В. И. Ленин: «Производительность труда, это, в последнем счете, самое важное, самое главное для победы нового общественного строя» (В. И. Ленин. Полн. собр. соч., т. 39, с. 21).

Более высокая производительность рабочей машины с электроприводом достигается вследствие возможности создания систем электропривода, наиболее полно соответствующих требованиям рабочей машины, ее экономичности, удобству управления и простоте подвода энергии по сравнению с другими системами привода.

Современные системы электропривода обеспечивают возможность создания высокопроизводительных и надежных рабочих машин за счет автоматизации их работы, что ведет к дальнейшему повышению производительности труда и эффективности производства. При этом основные тенденции развития электропривода заключаются в расширении области их применения, создании быстросрабатывающих, надежных и экономичных систем регулируемого автоматизированного электропривода при максимально возможной унификации их электрооборудования на базе бесконтактных полупроводниковых приборов.

Особенностями электропривода в горной промышленности являются специфические условия его работы, которые характеризуются прежде всего наличием в ряде случаев взрывоопасной среды, токопроводящей пыли, влаги и т. п., широким применением нестационарных рабочих машин со своеобразными режимами их работы. Это предьявляет при эксплуатации и проектировании электропривода горных машин и установок ряд требований, отличающихся от требований для других отраслей промышленности. Однако механические и электрические свойства электроприводов независимо от области их применения подчинены общей теории электропривода, рассматриваемой в настоящем курсе.

В настоящее время создание и эксплуатация систем электропривода теснейшим образом связаны с конструкцией и режимами

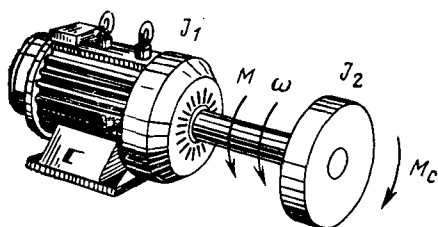
работы машин, для которых они предназначены. При этом в устройствах управления находят широкое применение разнообразные электромагнитные аппараты, полупроводниковые приборы, элементы вычислительной техники. Поэтому при изучении курса «Автоматизированный электропривод» необходимы хорошие знания дисциплин: «Электрические машины», «Промышленная электроника», «Электрические аппараты».

В соответствии с учебным планом специальности 0634 «Электрификация и автоматизация горных работ» курс «Автоматизированный электропривод» читается параллельно курсу «Основы теории автоматического управления». Поэтому при изложении только частично используются методы теории автоматического регулирования.

Главы I—III, VI—IX за исключением §§ I.1, I.2, I.4, III.1, III.2, III.5, III.6, VII.1, VII.2 и VIII.4 написаны М. В. Мартыновым, глава IV подготовлена авторами совместно. Остальные главы написаны Н. Г. Переслегиным.

# § 1.1. Уравнения движения электропривода

Основным назначением электропривода является преобразование электрической энергии в механическую и передача ее производственной машине для совершения полезной работы. При этом из всей энергии  $W$ , передаваемой двигателем на вал рабочей машины, одна часть ее  $W_c$  затрачивается на преодоление сил сопротивления движению, а другая часть  $W_d$  — на изменение запаса кинетической энергии движущихся частей системы, т. е.



Для простейшего случая, когда рабочий орган машины жестко связан с валом двигателя (рис. 1.1) и вращается с той же угловой скоростью  $\omega$  (рад/с), что и ротор (или якорь) двигателя, запас кинетической энергии

$$W = W_c + W_d, \text{ Дж.} \quad (1.1)$$

Рис. 1.1. Пример простейшего электропривода

где  $J = J_1 + J_2$  — момент инерции вращающихся частей системы (ротора  $J_1$  и рабочего органа  $J_2$ ),  $\text{кг} \cdot \text{м}^2$ .

Значение момента инерции может быть найдено по выражению

$$J = m\rho^2, \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \quad (1.3)$$

где  $m$  — масса вращающихся частей, кг;

$\rho$  — радиус инерции, м.

Дифференцируя (1.1) по времени, получим

$$P = P_c + P_d, \text{ Вт,} \quad (1.4)$$

где  $P = \frac{dA}{dt}$  — мощность, развиваемая двигателем, Вт;

$P_c = \frac{dA_c}{dt}$  — мощность, необходимая для преодоления сил сопротивления движению, Вт;

$P_d = \frac{dA_d}{dt}$  — мощность, необходимая для изменения запаса кинетической энергии системы, Вт.

Если момент инерции  $J$  является переменной величиной, то с учетом выражения (1.2)

$$P_d = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^3}{2} \frac{dJ}{dt}. \quad (1.5)$$

Так как механическая мощность и вращающий момент связаны уравнением

$$M = \frac{P}{\omega}, \text{ Н} \cdot \text{м}, \quad (1.6)$$

то, разделив правую и левую части выражения (1.4) на угловую скорость, получим уравнение моментов, которое называется также уравнением движения привода,

$$M = M_c + M_d, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (1.7)$$

Из (1.7) следует, что вращающий момент двигателя можно представить в виде двух составляющих, одна из которых  $M_c$  затрачивается на преодоление сил сопротивления движению, а другая  $M_d$  — на изменение запаса кинетической энергии системы.

С учетом значения  $P_d$  уравнение (1.7) можно представить в виде

$$M - M_c = M_d = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{2} \frac{dJ}{dt}. \quad (1.8)$$

Для подавляющего большинства машин и механизмов момент инерции  $J$  можно считать постоянным. В этом случае уравнение движения (1.8) упрощается:

$$M - M_c = M_d = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.9)$$

Из этого выражения видно, что величина  $M_d \neq 0$  только в динамике, когда угловое ускорение привода  $\frac{d\omega}{dt} \neq 0$ . Поэтому  $M_d$  называют *динамической составляющей* момента  $M$  двигателя. В установившемся, статическом режиме, когда  $\frac{d\omega}{dt} = 0$ , а угловая скорость привода  $\omega = \text{const}$ , величина  $M_d = 0$ . При этом в соответствии с (1.7) вращающий момент двигателя  $M$  равен составляющей  $M_c$ , которая называется *статическим моментом*.

Уравнения движения (1.7) и (1.9) позволяют решить две основные задачи электропривода. Первая из них заключается в определении характера движения привода при известных моментах двигателя  $M$  и сил сопротивления  $M_c$ . В этом случае из (1.9) можно найти угловое ускорение привода

$$\varepsilon = \frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}, \text{ рад/с}^2. \quad (1.10)$$

Очевидно, что при  $M > M_c$  величина ускорения  $\varepsilon > 0$  и скорость  $\omega$  увеличивается, что соответствует работе привода в режиме разгона. Если  $M < M_c$ , то  $\varepsilon < 0$  и скорость вращения уменьшается, т. е. привод работает в режиме замедления или торможения. Та-

кие режимы, характеризующиеся изменением скорости привода, называются неустановившимися или переходными процессами. При  $M=M_c$  величина  $\epsilon=0$  и скорость  $\omega$  остается неизменной. Такой режим работы привода называется установившимся.

Для определения закона изменения скорости в функции времени следует проинтегрировать уравнение (1.9):

$$\omega = \int_0^t \frac{M - M_c}{J} dt. \quad (1.11)$$

Второй задачей электропривода является определение необходимого закона изменения момента  $M$  двигателя при известной нагрузке и требуемом характере движения,

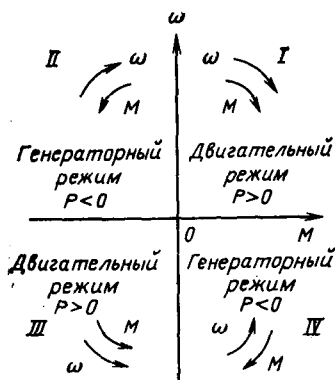


Рис. 1.2. Области режимов работы электропривода в координатах  $\omega$ ,  $M$

задаваемом законом изменения ускорения  $\epsilon$  или скорости  $\omega$ . Эта задача сводится к синтезу системы электропривода, обеспечивающей заданный закон движения.

В общем случае знаки моментов  $M$  и  $M_c$ , входящих в уравнения (1.7) и (1.9), могут быть различными, что необходимо учитывать при использовании этих уравнений. Например, при одинаковых знаках  $M$  и  $M_c$  и  $|M| > |M_c|$  в соответствии с (1.9) величина  $\epsilon > 0$  и привод работает в двигательном режиме с возрастанием скорости  $\omega$ . В этом случае вращение привода происходит в сторону приложения момента  $M$  двигателя, который может действовать в любом из двух возможных направлений (по часовой

стрелке или против нее). Одно из этих направлений, например по часовой стрелке, принимают за положительное, и при вращении привода в этом направлении момент  $M$  и скорость  $\omega$  считают положительными. В системе координат  $M$ ,  $\omega$  такой режим работы будет расположен в I квадранте (рис. 1.2). Так как уравнения (1.7) и (1.9) получены при условии, что к валу двигателя приложены силы сопротивления, препятствующие вращению, т. е. направленные встречно по отношению к вращающему моменту  $M$  двигателя, то перед статической составляющей момента двигателя  $M_c$  стоит знак минус.

Если при неподвижном приводе изменить направление действия вращающего момента  $M$ , то знак его станет отрицательным, а величина  $\epsilon < 0$ . При этом абсолютная величина скорости  $\omega$  возрастает, но знак ее отрицательный, т. е. происходит разгон привода в двигательном режиме при вращении против часовой стрелки. Этот режим будет расположен в III квадранте.

Направление статического момента  $M_c$  (или его знак) зависит от вида сил сопротивления, действующих на рабочий орган, и направления вращения.



Статический момент создается силами полезных и вредных сопротивлений. Полезными являются силы сопротивления, для преодоления которых предназначена машина. Их величина и характер зависят от вида производственного процесса и конструкции машины. Вредные силы сопротивления обусловлены различными видами потерь, возникающих в механизмах при движении, и при их преодолении машина не совершает никакой полезной работы. Основной причиной этих потерь являются силы трения в подшипниках, передачах и т. п., которые всегда препятствуют движению при любом его направлении. Поэтому при изменении знака скорости  $\omega$  изменяется знак статического момента  $M_c$ , обусловленного указанными силами сопротивления. Такие статические моменты называют *реактивными* или *пассивными*, так как они всегда препятствуют движению, но под их воздействием при отключенном двигателе движение не может возникнуть.

Реактивными могут быть и статические моменты, создаваемые силами полезного сопротивления, если работа машины связана с преодолением сил трения, резания или растяжения, сжатия и скручивания неупругих тел.

Однако если производственный процесс, выполняемый машиной, связан с изменением потенциальной энергии элементов системы (подъем груза, упругие деформации скручивания, сжатия и т. п.), то создаваемые полезными силами сопротивления статические моменты называют *потенциальными* или *активными*. Направление действия их остается постоянным, и знак статического момента  $M_c$  при изменении знака скорости  $\omega$  не меняется. В этом случае при увеличении потенциальной энергии системы статический момент препятствует движению (например, при подъеме груза), а при уменьшении — способствует движению (спуск груза) даже при отключенном двигателе.

Если электромагнитный момент  $M$  и скорость  $\omega$  направлены встречно, то электрическая машина работает в тормозном режиме, что соответствует II и IV квадрантам (см. рис. 1.2). В зависимости от соотношения абсолютных значений  $M$  и  $M_c$  скорость вращения привода при этом может возрастать, уменьшаться или оставаться постоянной.

В некоторых рабочих машинах наряду с элементами, совершающими вращательное движение, имеются элементы с поступательным движением. Для таких случаев на основании анализа энергетического баланса можно получить уравнение движения в виде

$$F = F_c + m \frac{dv}{dt}, \text{ Н}, \quad (1.12)$$

где  $F$  — движущая сила, Н;

$F_c$  — статическое усилие, Н;

$m$  — масса поступательно движущихся элементов, кг;

$v$  — линейная скорость, м/с.

Рассмотренные выше уравнения движения получены в предположении, что механические элементы электропривода и рабочей

машины являются абсолютно жесткими. Поэтому для определения положения или скорости любого элемента такой системы достаточно знать закон движения одной какой-нибудь точки, т. е. иметь только одну обобщенную координату. В действительности все механические элементы обладают упругими свойствами. Вследствие

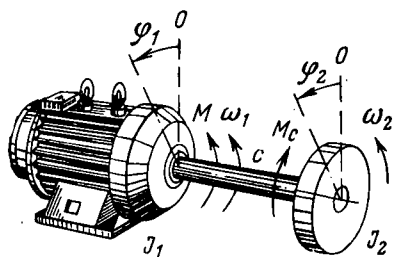


Рис. 1.3. Электромеханическая система с упругим элементом

этого в некоторых случаях возникают режимы работы, коренным образом отличающиеся от поведения абсолютно жесткой системы. Движение элементов системы при этом не может быть описано уравнением (1.8).

Например, если в простейшей электромеханической системе (рис. 1.3) считать упругим вал, соединяющий двигатель с рабочим органом, а статический момент  $M_c$  — реактивным, то при включении двигателя

начнется деформация кручения вала. Эта деформация  $\delta$  равна разности угловых перемещений крайних сечений вала:

$$\delta = \varphi_1 - \varphi_2, \text{ рад}, \quad (1.13)$$

где  $\varphi_1$  — угловое перемещение ротора двигателя, рад;  
 $\varphi_2$  — угловое перемещение рабочего органа, рад.

Сначала под действием вращающего момента  $M$  придет в движение ротор двигателя и величина деформации вала будет определяться только его перемещением, т. е.  $\delta = \varphi_1$ , так как рабочий орган останется неподвижным. В результате этого возникнет момент  $M_y$  упругих сил, создаваемый деформацией вала  $\delta$  и определяющийся в соответствии с законом Гука:

$$M_y = c\delta, \text{ Н} \cdot \text{м}, \quad (1.14)$$

где  $c = \frac{GJ_p}{l}$  — коэффициент жесткости кручения, определяющий-ся величиной момента, при котором деформация достигает 1 рад, Н·м;

$G$  — модуль упругости при сдвиге (например, для стали  $G = 8,3 \cdot 10^{10}$  Па);

$J_p = \frac{\pi d^4}{32}$  — полярный момент инерции поперечного сечения вала, м<sup>4</sup>;

$l$  и  $d$  — длина и диаметр деформируемого участка вала, м.

Момент  $M_y$  препятствует движению ротора и может рассматриваться как момент сопротивления, приложенный к валу двигателя. Тогда для этого периода времени будет справедливым уравнение движения (1.9), представленное в виде

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_y, \quad (1.15)$$

где  $\omega_1 = \frac{d\varphi_1}{dt}$  и  $J_1$  — угловая скорость и момент инерции двигателя.

По отношению к рабочему органу момент упругих сил  $M_y$  является движущим. Вследствие этого при возрастании его до величины, превышающей статический момент  $M_c$ , т. е. при деформации вала  $\delta > \delta_c = M_c/c$ , начнет вращаться рабочий орган. С учетом (1.9) для него может быть записано уравнение движения

$$J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_y - M_c, \quad (1.16)$$

где  $\omega = \frac{d\varphi_2}{dt}$  и  $J_2$  — угловая скорость и момент инерции рабочего органа.

Момент упругих сил при этом по-прежнему зависит от деформации вала, которая определяется теперь разностью угловых перемещений  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , т. е.

$$M_y = c\delta = c(\varphi_1 - \varphi_2) = c \int (\omega_1 - \omega_2) dt, \text{ Н}\cdot\text{м}. \quad (1.17)$$

Таким образом, поведение привода при наличии упругого элемента в период движения масс  $J_1$  и  $J_2$ , т. е. при  $\delta > \delta_c$ , описывается системой уравнений (1.15) и (1.16). В общем случае количество уравнений зависит от числа степеней свободы электромеханической системы или количества движущихся масс, соединенных упругими элементами.

Полученные уравнения позволяют определить законы движения ротора двигателя и рабочего органа, а также характер изменения нагрузки в упругом элементе. Если в (1.15) и (1.16) заменить момент  $M_y$  его выражением из (1.17), то получим систему уравнений в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} J_1 \frac{d^2\varphi_1}{dt^2} &= M - c(\varphi_1 - \varphi_2); \\ J_2 \frac{d^2\varphi_2}{dt^2} &= c(\varphi_1 - \varphi_2) - M_c. \end{aligned} \right\} \quad (1.18)$$

Решая первое уравнение относительно  $\varphi_2$  и определяя с использованием полученного выражения значение  $\frac{d^2\varphi_2}{dt^2}$ , можно получить уравнение движения ротора, если подставить найденные значения  $\varphi_2$  и  $\frac{d^2\varphi_2}{dt^2}$  во второе уравнение. Тогда

$$\frac{J_1 J_2}{c} \frac{d^4\varphi}{dt^4} + (J_1 + J_2) \frac{d^2\varphi_1}{dt^2} = M + \frac{J_2}{c} \frac{d^2 M}{dt^2} - M_c \quad (1.19)$$

или

$$\frac{J_1 J_2}{c} \frac{d^3\omega_1}{dt^3} + (J_1 + J_2) \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_c + \frac{J_2}{c} \frac{d^2 M}{dt^2}. \quad (1.20)$$

Аналогичным образом, заменяя в первом уравнении  $\varphi_1$  и  $\frac{d^2\varphi_1}{dt^2}$  их

значениями, найденными из второго уравнения, получим закон движения рабочего органа

$$\frac{J_1 J_2}{c} \frac{d^4 \varphi_2}{dt^4} + (J_1 + J_2) \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2} = M - M_c - \frac{J_1}{c} \frac{d^2 M_c}{dt^2}$$

или

$$\frac{J_1 J_2}{c} \frac{d^3 \omega_2}{dt^3} + (J_1 + J_2) \frac{d\omega_2}{dt} = M - M_c - \frac{J_1}{c} \frac{d^2 M_c}{dt^2}. \quad (I.21)$$

Сопоставление полученных уравнений движения (I.20) и I.21) с уравнением движения (I.9) для абсолютно жесткой системы свидетельствует о качественном различии процессов, обусловленном наличием упругого элемента.

Разделив первое уравнение (I.18) на  $J_1$ , а второе на  $J_2$  и вычитая из первого полученного уравнения второе, найдем закон изменения деформации в упругом элементе

$$\frac{d^2 (\varphi_1 - \varphi_2)}{dt^2} + \frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 J_2} (\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{M}{J_1} + \frac{M_c}{J_2}$$

или

$$\frac{d^2 \delta}{dt^2} + q^2 \delta = \frac{M}{J_1} + \frac{M_c}{J_2}, \quad (I.22)$$

где  $q = \sqrt{\frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}$  — угловая частота свободных колебаний системы рад/с.

Из уравнения (I.22) видно, что электромеханическая система является консервативной, так как при воздействии внешних возмущений ( $M$  или  $M_c$ ) в ней возникают незатухающие колебания с угловой частотой  $q$  (или периодом колебаний  $T_k = \frac{2\pi}{q}$ ).

В реальных электромеханических системах благодаря поглощению энергии в деформируемых элементах процесс носит затухающий характер. Однако первая амплитуда колебаний, представляющая обычно интерес для оценки максимальных нагрузок в упругом элементе, мало отличается от найденной с использованием (I.22).

Колебательный характер имеют также скорости вращения двигателя и рабочего органа, так как закон изменения их ускорений  $\epsilon_1 = \frac{d\omega_1}{dt}$  и  $\epsilon_2 = \frac{d\omega_2}{dt}$  аналогичен уравнению (I.22). Действительно, заменяя в (I.20) и (I.21) скорости ускорениями, получим

$$\frac{d^2 \epsilon_1}{dt^2} + q^2 \epsilon_1 = \frac{c}{J_1 J_2} \left( M - M_c + \frac{J_2}{c} \frac{d^2 M}{dt^2} \right) \quad (I.23)$$

и

$$\frac{d^2 \epsilon_2}{dt^2} + q^2 \epsilon_2 = \frac{c}{J_1 J_2} \left( M - M_c - \frac{J_1}{c} \frac{d^2 M_c}{dt^2} \right) \quad (I.24)$$

В некоторых электромеханических системах, например у шахтных подъемных установок, электровозного транспорта и других,

наряду с вращающимися элементами имеются элементы с поступательным движением, соединенные упругим органом. В этом случае в упругих элементах могут возникать деформации  $x$  сжатия или растяжения, определяющиеся разностью линейных перемещений  $x_1$  и  $x_2$  крайних сечений деформируемого элемента

$$x = x_1 - x_2, \text{ м.} \quad (I.25)$$

Величина упругих сил, обусловленных деформацией  $x$  упругого элемента, определяется согласно закону Гука выражением

$$F_y = cx, \text{ Н,} \quad (I.26)$$

где  $c = \frac{ES}{l}$  — коэффициент жесткости растяжения, определяющийся величиной усилия, при котором деформация достигает 1 м, Н;

$E$  — модуль упругости растяжения (для стали  $E = 1,5 \cdot 10^{11}$  Па), Па;

$S$  — площадь поперечного сечения упругого элемента,  $\text{м}^2$ ;

$l$  — длина деформируемого участка элемента, м.

Для системы с поступательно перемещающимися массами  $m_1$  и  $m_2$  методом, аналогичным рассмотренному выше, могут быть получены уравнения их движения:

$$\frac{m_1 m_2}{c} \frac{d^3 v_1}{dt^3} + (m_1 + m_2) \frac{dv_1}{dt} = F - F_c + \frac{m_2}{c} \frac{d^2 F}{dt^2}; \quad (I.27)$$

$$\frac{m_1 m_2}{c} \frac{d^3 v_2}{dt^3} + (m_1 + m_2) \frac{dv_2}{dt} = F - F_c - \frac{m_1}{c} \frac{d^2 F_c}{dt^2}, \quad (I.28)$$

где  $F$  — движущее усилие, приложенное к массе  $m_1$ , Н;

$F_c$  — сила статического сопротивления, действующая на массу  $m_2$ , Н;

$v_1 = \frac{dx_1}{dt}$  и  $v_2 = \frac{dx_2}{dt}$  — линейные скорости соответственно масс  $m_1$  и  $m_2$ , м/с.

Деформация упругого элемента определяется в этом случае уравнением

$$-\frac{d^2 x}{dt^2} + q^2 x = F - F_c, \quad (I.29)$$

где  $q = \sqrt{\frac{c(m_1 + m_2)}{m_1 m_2}}$  — угловая частота собственных колебаний системы, рад/с.

## § 1.2. Эквивалентные расчетные схемы электропривода

При выполнении производственного процесса рабочие органы большинства горных машин и механизмов имеют частоты вращения примерно 100—300 об/мин, а у рудничных подъемных машин 30—40 об/мин. Однако современные электродвигатели изготавливаются на значительно большие скорости, поскольку с повыше-

нием номинальной скорости при неизменной мощности  $P$  активные размеры машины уменьшаются, что приводит к снижению ее массы и стоимости. Это следует из формулы

$$P = CD^2 L \omega, \quad (1.30)$$

где  $C$  — машинная постоянная;  
 $D$  — диаметр стали ротора (якоря);  
 $L$  — активная длина стали;  
 $\omega$  — номинальная угловая скорость, рад/с.

Кроме того, с уменьшением скорости двигателя ухудшаются его энергетические показатели, к. п. д. и  $\cos \phi$ .

Двигатели переменного тока имеют ограниченный ряд скоростей, связанных с числом полюсов и частотой питающего тока. У двигателей постоянного тока лимитируется по условиям коммутации только максимальная скорость, и они могут быть выполнены на любую скорость, меньшую максимальной. Однако по экономическим соображениям двигатели нормальных типов выпускаются только на некоторые фиксированные скорости. Поэтому соединение рабочих органов машины, имеющих малую скорость, с электродвигателем производится обычно с помощью промежуточной передачи, в качестве которой чаще всего используют зубчатый редуктор. Только некоторые рабочие машины в горной промышленности (центробежные насосы, вентиляторы и компрессоры, а иногда подъемные машины) имеют непосредственное соединение с электродвигателем.

Кроме того, имеются системы, содержащие элементы с различными видами движений: вращательным и поступательным, например шахтные подъемные установки, поршневые компрессоры, конвейеры.

В рассмотренных случаях электромеханическая система состоит из элементов, имеющих различные скорости. Для решения вопроса о движении таких систем необходимо составить, используя выражение (1.9), уравнения движения для каждого элемента в отдельности с учетом влияния их друг на друга и решить полученную систему уравнений.

Такой метод будет весьма сложным и громоздким. Поэтому для упрощения анализа реальные системы заменяют более простыми расчетными эквивалентными схемами. Например, для электромеханической системы без учета упругих элементов эквивалентная расчетная схема состоит из одного элемента с определенной скоростью вращения. При этом фактические скорости отдельных элементов, моменты инерции и моменты, действующие в системе, заменяют эквивалентными им величинами.

Рассмотрим методы получения эквивалентных расчетных схем. Пусть реальная система (рис. 1.4, а) имеет несколько элементов с моментами инерции  $J_1$ ,  $J_2$  и  $J_3$ , вращающихся с угловыми скоростями  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  и  $\omega_3$ , а также элемент с массой  $m$ , движущийся поступательно по вертикали со скоростью  $v$ . Сопротивление движению зависит от веса поступательно движущегося элемента

$F=mg$ , который создает на валу рабочего органа (барабан радиуса  $R_6$  с моментом инерции  $J_3$ ) момент сопротивления движению  $M_p=FR_6$ .

Выбор эквивалентной расчетной схемы, заменяющей реальную систему, зависит от поставленной задачи расчета. Обычно цель заключается в определении движения одного из элементов системы (в электроприводе обычно двигателя), что при абсолютно жесткой

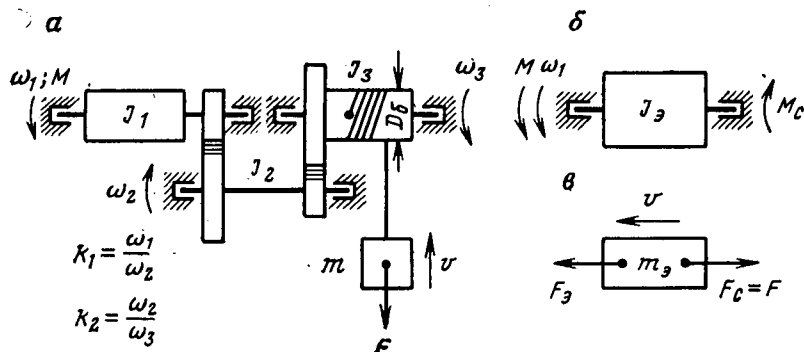


Рис. 1.4. Реальная (а) и расчетные эквивалентные (б, в) схемы электропривода

системе позволяет легко определить движение всех остальных элементов. В этом случае удобно представить эквивалентную расчетную схему в виде элемента с моментом инерции  $J_3$ , вращающегося со скоростью  $\omega_1$  (рис. 1.4, б). Движение такой эквивалентной системы согласно (1.9) описывается уравнением

$$J_3 \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_c. \quad (1.31)$$

Определение эквивалентного момента инерции  $J_3$  и статического момента  $M_c$  по известным величинам для элементов реальной системы, движущихся с другими скоростями, составляет задачу построения эквивалентной расчетной схемы и называется *приведением к определенной скорости*. Поэтому момент инерции  $J_3$  и статический момент  $M_c$  эквивалентной расчетной системы называют приведенными или эквивалентными.

Эквивалентный (приведенный) статический момент определяется из условия равенства мощностей на валу, вращающемся со скоростью  $\omega_1$ , и рабочего органа, скорость которого равна  $\omega_3$ . При выполнении этого условия, если не учитывать потери в передачах между двигателем и рабочим органом,

$$M_c \omega_1 = M_p \omega_3, \quad (1.32)$$

где  $M_p$  — момент на валу рабочего органа.

Отсюда

$$M_c = M_p \frac{\omega_3}{\omega_1} = M_p \frac{1}{k}, \quad (1.33)$$



где  $k = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{\omega_2}{\omega_3} = k_1 k_2$  — передаточное отношение между валами двигателя и рабочего органа.

Таким образом, эквивалентный (приведенный) момент равен фактическому моменту на валу элемента системы, деленному на передаточное отношение между этим элементом и элементом, к скорости которого осуществляется приведение.

Статический момент может быть найден и по известному усилию  $F$ , приложенному к элементу с массой  $m_1$ , движущемуся поступательно со скоростью  $v_1$ . Из условия равенства мощностей  $M_c \omega_1 = Fv$  расчетный статический момент

$$M_c = F \frac{v}{\omega_1} = F\rho, \quad (I.34)$$

где  $\rho = \frac{v}{\omega_1}$  — радиус приведения, м.

Эквивалентный (приведенный) момент инерции движущихся масс определяется из условия равенства кинетической энергии в реальной и эквивалентной системах.

В рассматриваемой системе (см. рис. I.4, а) запас кинетической энергии

$$W = J_1 \frac{\omega_1^2}{2} + J_2 \frac{\omega_2^2}{2} + J_3 \frac{\omega_3^2}{2} + m \frac{v^2}{2}. \quad (I.35)$$

В эквивалентной схеме при выполнении поставленного условия

$$W = J_s \frac{\omega_1^2}{2}. \quad (I.36)$$

Тогда, согласно (I.35) и (I.36),

$$J_s = J_1 + J_2 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} + J_3 \frac{\omega_3^2}{\omega_1^2} + m \frac{v^2}{\omega_1^2}$$

или, заменяя отношения скоростей передаточными отношениями,

$$J_s = J_1 + J_2 \frac{1}{k_1^2} + J_3 \frac{1}{k^2} + m \left( \frac{v}{\omega_1} \right)^2. \quad (I.37)$$

Таким образом, для определения эквивалентного (приведенного) момента инерции системы необходимо моменты инерции отдельных вращающихся элементов разделить на квадрат передаточного отношения между валом каждого элемента и валом, к которому выполняется приведение, а массы элементов с поступательным движением — на квадрат отношения их линейных скоростей к угловой скорости вала приведения.

Величины моментов инерции якорей (ротора) двигателей могут быть определены по приводимым в каталогах значениям махового момента  $GD^2$ , выраженного в кгс·м<sup>2</sup>.

$$J = \frac{GD^2}{4}, \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (I.38)$$

Для других элементов системы моменты инерции определяют из справочников или расчетным путем. В некоторых случаях моменты инерции приходится определять экспериментальными методами.

Для шахтных подъемных установок, добычных комбайнов и некоторых других установок, применяемых в горной промышленности, эквивалентную расчетную схему принимают в виде поступательно

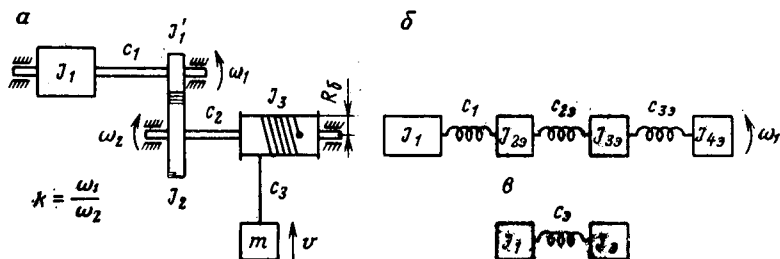


Рис. 1.5. Реальная (а) и расчетные эквивалентные (б, в) схемы электропривода с упругими элементами

движущейся массы (рис. 1.4, в). В этом случае определяется эквивалентная (приведенная) масса движущихся элементов системы из приведенных выше условий равенства кинетических энергий. Применительно к рассмотренной реальной схеме эквивалентная масса согласно (1.35) и (1.36) будет равна

$$m_3 = m + J_1 \left( \frac{\omega_1}{v} \right)^2 + J_2 \left( \frac{\omega_2}{v} \right)^2 + J_3 \left( \frac{\omega_3}{v} \right)^2. \quad (1.39)$$

С использованием условия равенства мощностей в этом случае выполняется и определение эквивалентных усилий. При известном статическом моменте  $M_c$  на валу двигателя, согласно (1.34), величина эквивалентного усилия, действующего на эквивалентную массу, равна

$$F = M_c \frac{\omega_1}{v_1}. \quad (1.40)$$

Эквивалентная жесткость упругих элементов определяется для сложных электромеханических систем (рис. 1.5, а), у которых упругие элементы расположены в различных участках кинематической цепи и имеют разные скорости.

В этом случае реальную систему заменяют эквивалентной, все массы которой имеют одинаковую среднюю скорость. Эквивалентные массы системы определяются указанным выше способом из условия равенства кинетических энергий. Эквивалентные жесткости рассчитываются при условии, что потенциальная энергия деформации в элементах реальной и эквивалентной систем одинакова.

Пусть реальная система (рис. 1.5, а) содержит упругие элементы (валы) с круговой жесткостью  $c_1$  и  $c_2$ , а также поступательно

движущийся упругий элемент (канат) с линейной жесткостью  $c_3$ . Заменяем ее эквивалентной расчетной схемой (рис. 1.5, б), все элементы которой имеют вращательное движение с эквивалентной скоростью  $\omega_1$ . При этом эквивалентные моменты инерции движущихся частей определяются изложенным выше методом.

В реальной системе потенциальная энергия деформации  $\delta_2$  второго вала

$$P_2 = c_2 \frac{\delta_2^2}{2}, \text{ Н} \cdot \text{м} \quad (1.41)$$

Так как при замене этого элемента эквивалентным с круговой жесткостью  $c_{2э}$  и деформацией  $\delta_{2э}$  потенциальная энергия должна остаться неизменной, то

$$c_{2э} \frac{\delta_{2э}^2}{2} = c_2 \frac{\delta_2^2}{2},$$

откуда эквивалентная (приведенная) жесткость

$$c_{2э} = c_2 \left( \frac{\delta_2}{\delta_{2э}} \right)^2 = \frac{c_2}{k^2}, \text{ Н} \cdot \text{м}, \quad (1.42)$$

где  $k = \frac{\delta_{2э}}{\delta_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2}$  — передаточное отношение.

Таким образом, для определения приведенной жесткости упругого элемента необходимо круговую жесткость этого элемента разделить на квадрат передаточного отношения эквивалентной и фактической угловых скоростей.

Потенциальная энергия деформации  $x$  поступательно движущегося элемента

$$P_3 = c_3 \frac{x^2}{2}, \text{ Н} \cdot \text{м} \quad (1.43)$$

должна быть равна потенциальной энергии эквивалентного элемента с круговой жесткостью  $c_{3э}$  и деформацией  $\delta_{3э}$ , т. е.

$$c_{3э} \frac{\delta_{3э}^2}{2} = c_3 \frac{x^2}{2}.$$

Тогда эквивалентная жесткость

$$c_{3э} = c_3 \left( \frac{x}{\delta_{3э}} \right)^2. \quad (1.44)$$

Линейная деформация каната на величину  $x$  соответствует угловому перемещению барабана на величину  $\delta_3 = \frac{x}{R_6}$ , где  $R_6$  — условный радиус барабана от оси его вращения до центра поперечного сечения каната. При этом угловое перемещение вала двигателя будет равно

$$\delta_{3э} = \delta_3 k = \frac{x}{R_6} \frac{\omega_1}{\omega_2} = x \frac{\omega_1}{v} = \frac{x}{\rho}, \quad (1.45)$$

где  $v = R_6 \omega_2$  — линейная скорость поступательно движущегося элемента, м/с;

$\rho = \frac{v}{\omega_1}$  — радиус приведения, м.

Подставляя полученное выражение для  $\delta_{33}$  в (I.44), получим

$$c_{33} = c_3 \rho^2. \quad (\text{I.46})$$

Таким образом, для определения приведенной круговой жесткости поступательно движущегося упругого элемента необходимо его линейную жесткость умножить на квадрат радиуса приведения.

Приведение круговой жесткости к линейной также может быть выполнено с использованием зависимости (I.46).

Иногда электромеханическая система содержит несколько последовательно соединенных упругих элементов с различными коэффициентами жесткости (например, при наличии длинного вала-провода с различными диаметрами на отдельных участках). В этом случае их можно заменить одним упругим элементом с коэффициентом жесткости  $c_\Sigma$ , деформация которого  $\delta_\Sigma$  равна сумме деформаций отдельных элементов:

$$\delta_\Sigma = \delta_1 + \delta_2 + \dots + \delta_n. \quad (\text{I.47})$$

Так как деформация всех элементов создается моментом  $M_y$ , приложенным к системе, то согласно (I.14)

$$M_y = c_1 \delta_1 = c_2 \delta_2 = \dots = c_n \delta_n = c_\Sigma \delta_\Sigma. \quad (\text{I.48})$$

Подставляя в (I.47) значения деформаций из (I.48), получим

$$\frac{M_y}{c_\Sigma} = \frac{M_y}{c_1} + \frac{M_y}{c_2} + \dots + \frac{M_y}{c_n}.$$

Отсюда следует, что при последовательном соединении упругих элементов их общий коэффициент жесткости равен

$$c_\Sigma = \frac{1}{\frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \dots + \frac{1}{c_n}}. \quad (\text{I.49})$$

При параллельном соединении упругих элементов (например, у многоканатной подъемной установки, когда подъемный сосуд подвешен на нескольких упругих канатах) величины деформаций всех элементов одинаковы ( $x_1 = x_2 = \dots = x_n$ ). Заменяя такую систему одним упругим элементом с жесткостью  $c_\Sigma$ , имеющим такую же деформацию  $x$ , исходят из того, что суммарная сила, вызывающая деформацию всех элементов, равна сумме упругих сил отдельных элементов.

Тогда согласно (I.26)

$$F_\Sigma = c_\Sigma x = c_1 x_1 + c_2 x_2 + \dots + c_n x_n$$

и эквивалентная жесткость при параллельном соединении упругих элементов равна

$$c_\Sigma = c_1 + c_2 + \dots + c_n. \quad (\text{I.50})$$

## Методы учета потерь в электромеханических системах

Потери энергии в электромеханических системах происходят как в элементах электрооборудования, так и в механических элементах.

Потери в электрооборудовании (двигателе, преобразователях, системе управления и пр.) определяют его вес и основные размеры, экономичность использования потребляемой электроэнергии и эксплуатационные затраты. Они зависят от системы электропривода, режимов работы, способов управления и будут рассмотрены позже.

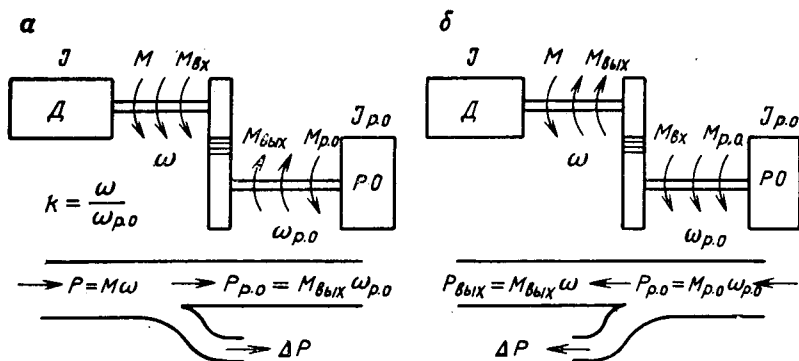


Рис. 1.6. Схемы и диаграммы для определения потерь в передачах

Потери в механических элементах создаются их упругими деформациями и силами вредных сопротивлений движению, снижающими эффективность использования двигателя. Потери первого вида обусловлены диссипативными силами и вызывают затухание колебаний, возникающих в электромеханической системе. Их действие учитывают приближенно, вводя в левую часть уравнения движения (1.22) член, пропорциональный скорости изменения деформации. Основными причинами потерь второго вида являются силы трения в движущихся частях машин, точный учет которых весьма сложен. Поэтому такие потери обычно учитывают путем введения коэффициента полезного действия (к. п. д.) механических передач.

Для шахтных подъемных установок потери на трение в направляющих и сопротивление воздуха перемещающимся в стволе сосудам учитывают увеличением полезного груза на некоторую фиктивную добавочную величину. При расчете насосных установок учет сопротивления жидкости в трубопроводе и вентилях иногда осуществляют некоторым увеличением высоты подъема жидкости.

В предыдущем параграфе определение приведенного статического момента производилось без учета потерь в передачах. При работе в двигательном режиме, когда передача энергии в системе (рис. 1.6, а) осуществляется от двигателя к рабочему органу, мощ-

ность  $P$  на валу двигателя равна мощности  $P_{p.o}$  на валу рабочего органа и потерям  $\Delta P$  в механической передаче

$$P = P_{p.o} + \Delta P.$$

Если принять, что к. п. д. передачи  $\eta_{\Pi}$  равен отношению мощности  $P_{\text{ВЫХ}}$  на ее выходе к мощности  $P_{\text{ВХ}}$  на входе, то, учитывая, что  $P_{\text{ВХ}} = M_{\text{ВХ}}\omega$ , а  $P_{\text{ВЫХ}} = \omega_{p.o} M_{\text{ВЫХ}}$ , можно записать

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{M_{\text{ВЫХ}}\omega_{p.o}}{M_{\text{ВХ}}\omega} = \frac{1}{k} \frac{M_{\text{ВЫХ}}}{M_{\text{ВХ}}}, \quad (I.51)$$

где  $k = \frac{\omega}{\omega_{p.o}}$  — передаточное отношение редуктора.

В соответствии с (I.9) поведение двигателя и рабочего органа можно описать уравнениями движения:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} + M_{\text{ВХ}}; \quad (I.52)$$

$$M_{\text{ВЫХ}} = J_{p.o} \frac{d\omega_{p.o}}{dt} + M_{p.o}. \quad (I.52a)$$

Выразив  $M_{\text{ВХ}}$  в (I.52) через  $M_{\text{ВЫХ}}$  из (I.51) и заменив в полученном выражении  $M_{\text{ВЫХ}}$  его значением из (I.52 а), найдем

$$M = \frac{M_{p.o}}{k\eta_{\Pi}} + \left( J + \frac{J_{p.o}}{k\eta_{\Pi}} \frac{d\omega_{p.o}}{d\omega} \right) \frac{d\omega}{dt}. \quad (I.53)$$

Так как  $\frac{d\omega}{d\omega_{p.o}} = k$ , то окончательно можно записать выражение (I.53) в виде

$$M = \frac{M_{p.o}}{k\eta_{\Pi}} + \left( J + \frac{J_{p.o}}{k^2\eta_{\Pi}} \right) \frac{d\omega}{dt}. \quad (I.54)$$

Полученная зависимость представляет собой уравнение движения для эквивалентной расчетной схемы электропривода, все элементы которой вращаются со скоростью  $\omega$ . Приведенный статический момент

$$M_c = \frac{M_{p.o}}{k\eta_{\Pi}}, \quad (I.55)$$

а суммарный приведенный момент инерции

$$J_s = J + J_{p.o} \frac{1}{k^2\eta_{\Pi}}. \quad (I.56)$$

В отличие от полученных ранее выражений (I.33) и (I.37) при учете потерь в передачах эквивалентные (приведенные) значения необходимо разделить на к. п. д. передачи.

В системах электропривода с активной статической нагрузкой передача энергии может происходить со стороны рабочего органа к двигателю, например при опускании груза у подъемных установок, при движении электровоза под уклон и т. п. В таких случаях потери в передачах создают дополнительный тормозной момент и уменьшают нагрузку на двигатель. При движении систе-

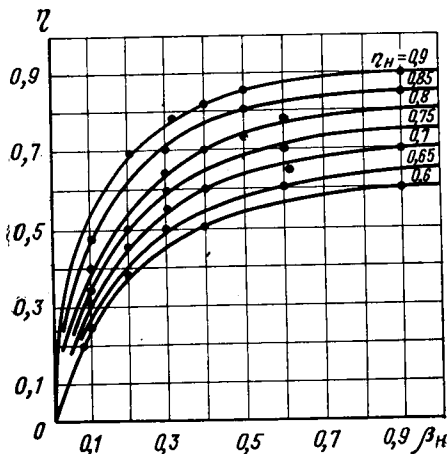
мы под действием момента  $M_{p.o}$  на валу рабочего органа (рис. 1.6. б) ее поведение описывается уравнениями:

$$M_{p.o} = J_{p.o} \frac{d\omega_{p.o}}{dt} + M_{вх}; M_{вх} = J \frac{d\omega}{dt} + M. \quad (1.57)$$

Подставляя в (1.57) значения моментов  $M_{вх}$  и  $M_{вых}$ , получим уравнение для эквивалентной расчетной схемы

$$M = \frac{M_{p.o}}{k} \eta_{п} - \left( J + J_{p.o} \frac{\eta_{п}}{k^2} \right) \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.58)$$

Как видно из полученного выражения, приведенный статический момент для рассматриваемого случая определяется выражением



$$M_c = \frac{M_{p.o}}{k} \eta_{п}, \quad (1.59)$$

а суммарный приведенный момент инерции

$$J_s = J + \frac{J_{p.o}}{k^2} \eta_{п}. \quad (1.60)$$

Таким образом, наличие потерь в передаче эквивалентно увеличению статического момента двигателя и суммарного момента инерции привода при передаче энергии от двигателя к рабочему органу и уменьшению их при обратном направлении энергии.

Рис. 1.7. Графики зависимости к.п.д. передачи от нагрузки

При изменяющихся во времени моментах двигателя и рабочего органа определение направления потока энергии вызывает значительные трудности. Поэтому обычно величина приведенного момента инерции определяется без учета влияния потерь в механических передачах.

При поступательном движении рабочего органа статический момент на валу двигателя при прямом направлении передачи энергии определяется выражением

$$M_c = F_c \frac{\rho}{\eta_{п}}, \quad (1.61)$$

а при обратном направлении

$$M_c = F_c \rho \eta_{п}. \quad (1.62)$$

Во всех рассмотренных выше случаях к. п. д. передачи принимался постоянным. Фактически зависимость  $\eta_{п}$  от  $M$  является не-



линейной. Обычно в расчетах используется номинальный к. п. д., соответствующий номинальной нагрузке. К. п. д. при нагрузках, меньших номинальной, можно определить по кривым (рис. 1.7), где значение к. п. д. дано в зависимости от коэффициента нагрузки  $\beta_n = \frac{M}{M_n}$  для ряда номинальных значений к. п. д. Для передач с другими номинальными к. п. д. их значения при соответствующих нагрузках находятся интерполяцией.

### § 1.3. Моменты нагрузки горных машин и механизмов

Для исследования работы электропривода нужно знать характер изменения статического момента в процессе работы, зависящий от конструкции самой машины и особенностей производственного

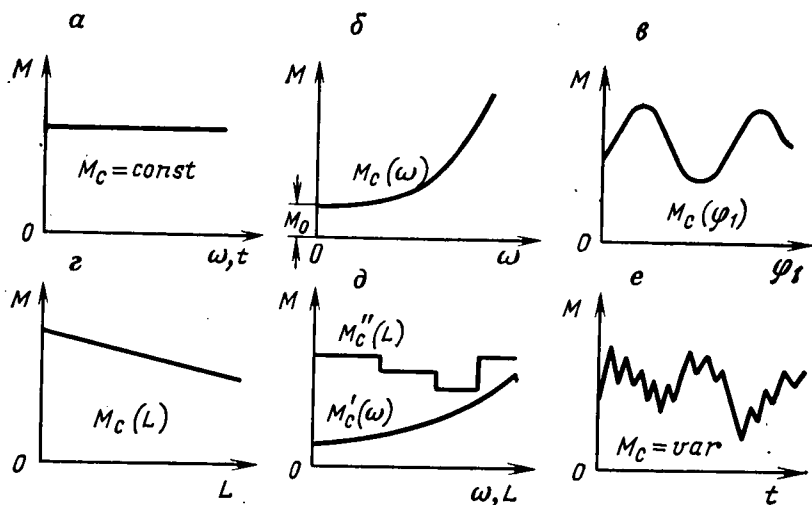


Рис. 1.8. Графики изменения моментов нагрузки

процесса. Все рабочие машины и механизмы, применяемые в горной промышленности, по характеру изменения момента нагрузки могут быть разделены на несколько основных групп.

Первая группа включает рабочие машины, момент нагрузки которых остается постоянным во времени для данного процесса:  $M_c = \text{const}$ . К таким механизмам относятся: шахтные подъемные установки с уравновешивающим хвостовым канатом, конвейеры (ленточные, скребковые и канатные) при постоянном количестве груза на них (рис. 1.8, а).

Ко второй группе относятся рабочие машины, момент которых зависит от скорости:  $M_c = f(\omega)$ . Эта зависимость в общем виде может быть описана выражением

$$M_c = M_0 + (M_n - M_0) \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^a, \quad (1.63)$$

где  $M_0$  — момент сопротивления движению при нулевой скорости;  
 $M_n$  — момент сопротивления при номинальной скорости;  
 $a$  — коэффициент, характеризующий изменение момента при увеличении скорости (его значение для различных машин и механизмов  $0 < a \leq 2$ ).

К этой группе принадлежат в основном устройства центробежного действия, например, вентиляторы, центробежные насосы и компрессоры, центрифуги, момент нагрузки которых пропорционален квадрату скорости (рис. 1.8, б).

Третья группа охватывает рабочие машины, статический момент которых зависит от угла  $\varphi_1$  поворота вала двигателя:  $M_c = f(\varphi_1)$ . К ней относятся все машины с кривошипношатунными или эксцентриковыми механизмами (поршневые насосы и компрессоры, качающиеся конвейеры и т. п.), сопротивление движению которых периодически изменяется в зависимости от угла поворота вала двигателя (рис. 1.8, в). К той же группе можно отнести шахтные подъемные установки без уравнивающего каната, шахтные подъемные машины с барабанами переменного радиуса навивки и опрокидыватели. У всех этих машин момент нагрузки зависит от пути (рис. 1.8, г), т. е. в конечном итоге от угла поворота вала двигателя.

В четвертую группу входят рабочие машины, момент которых зависит одновременно от скорости и пути:  $M = f(\omega, L)$ . Примером таких машин является рельсовый электрический транспорт на шахтах и разрезах. Сопротивление движению подвижного состава (рис. 1.8, д) транспортных устройств этого типа зависит одновременно от сопротивления воздуха, пропорционального скорости движения:  $M'_c = f(\omega)$ , и сил сопротивления при движении на подъем, спуск и на кривых, зависящих от профиля трассы, т. е. от пройденного пути:  $M_c = f_1(L)$ .

Пятую группу образуют рабочие машины, момент нагрузки которых в силу производственных условий носит случайный характер во времени. К таким машинам можно отнести горные комбайны, экскаваторы и буровые установки, момент нагрузки которых (рис. 1.8, е) определяется квалификацией машиниста, характером работы режущего органа машины, свойствами и структурой разрабатываемого ископаемого, изменяющимися в весьма широких пределах. Расчет моментов таких машин производится по усредненным нагрузкам, полученным на основании статистических данных.

## § 1.4. Механические характеристики и режимы работы электроприводов

### Механические характеристики

Поведение электропривода, как следует из уравнений движения, при заданных параметрах механических элементов определяется величинами моментов двигателя и нагрузки на валу рабочего ор-

гана. Так как наиболее часто анализируется закон изменения скорости электропривода в процессе работы, то для электроприводов, у которых вращающий момент двигателя и момент нагрузки зависят от скорости, удобно использовать графический метод.

С этой целью обычно применяют механическую характеристику двигателя, представляющую зависимость угловой скорости двигателя от его вращающего момента

$$\omega = f(M),$$

и механическую характеристику механизма, устанавливающую зависимость скорости двигателя от приведенного статического момента, создаваемого нагрузкой на рабочем органе,

$$\omega = f'(M_c).$$

При аналитических методах исследования механические характеристики обычно представляются обратными функциями:

$$M = \varphi(\omega); M_c = \varphi'(\omega).$$

Указанные зависимости для установившегося режима работы электропривода называют *статическими механическими характеристиками*.

Статическая механическая характеристика двигателя при питании его от сети с номинальными значениями параметров и отсутствии добавочных сопротивлений в цепях обмоток двигателя называется *естественной*. На естественной характеристике находятся точки, соответствующие паспортным данным двигателя. Во всех остальных случаях, например при напряжении, отличающемся от номинального, включении в цепи якоря или ротора двигателей сопротивлений и т. п., характеристики называются *искусственными*.

В зависимости от схемы включения и типа двигателя его скорость вращения при изменении момента нагрузки меняется по разным законам. Для оценки изменения скорости служит коэффициент жесткости статической механической характеристики, равный отношению бесконечно малых приращений момента и скорости:

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} \approx \frac{\Delta M}{\Delta \omega}, \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}. \quad (\text{I.64})$$

Часто коэффициент жесткости механических характеристик выражают в относительных единицах

$$\beta^* = \frac{dM^*}{d\omega^*}, \quad (\text{I.65})$$

где  $M^* = M/M_n$  — относительное значение момента двигателя;

$\omega^* = \omega/\omega_n$  — относительное значение скорости двигателя;

$M_n$  и  $\omega_n$  — номинальные значения момента и скорости двигателя.

В большинстве случаев коэффициент жесткости является величиной отрицательной, поэтому для оценки формы механической характеристики обычно указывают его абсолютное значение.

По жесткости различают следующие механические характеристики:

а) абсолютно жесткая характеристика (рис. 1.9, прямая 1) с постоянной скоростью при любых нагрузках ( $\beta^* = \infty$ ). Такую характеристику имеет синхронный двигатель;

б) жесткая характеристика ( $\beta^* = 40 \div 10$ ) с небольшим снижением скорости при увеличении нагрузки. Такие естественные характеристики имеют двигатели постоянного тока (прямая 2) и асинхронные двигатели на рабочем участке характеристики (кривая 3);

в) мягкая характеристика ( $\beta^* < 10$ ) с большим падением скорости при возрастании нагрузки. Такой характеристикой обладают

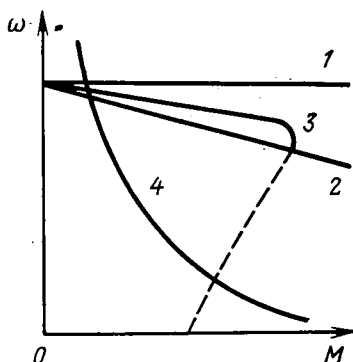


Рис. 1.9. Статические механические характеристики электродвигателей

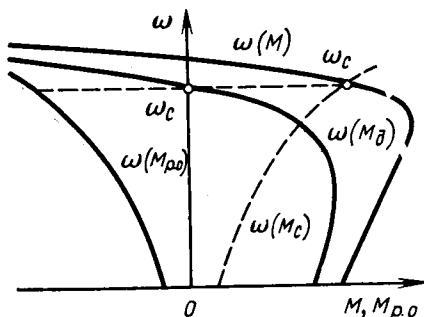


Рис. 1.10. Совместная механическая характеристика привода

двигатели постоянного тока последовательного возбуждения (кривая 4).

Жесткость характеристики механизма определяется аналогичным коэффициентом

$$\beta_c = \frac{dM_c}{d\omega} \approx \frac{\Delta M_c}{\Delta \omega} \text{ или } \beta^* = \frac{dM_c^*}{d\omega^*}. \quad (1.66)$$

В установившемся режиме вращающий момент двигателя равен статическому, т. е.  $M = M_c$ . Поэтому механическая характеристика двигателя показывает, как меняется его скорость вращения при различной нагрузке. Механическая характеристика механизма представляет закон изменения приведенного к валу двигателя момента  $M_{р.о.}$  нагрузки на рабочем органе в зависимости от скорости. Статическая составляющая момента двигателя уравнивает момент, создаваемый нагрузкой, поэтому они равны по абсолютной величине, но противоположны по знаку, т. е.  $M_c = -M_{р.о.}$ . На основании этого условия легко определить скорость  $\omega_c$  и момент  $M_c$  двигателя в установившемся режиме, построив на общем гра-

фике (рис. 1.10) механические характеристики двигателя  $\omega(M)$  и механизма  $\omega(M_{p0})$ .

Вычитая при одинаковых значениях скорости из момента двигателя абсолютную величину момента  $M_{p0}$ , найдем зависимость между динамическим моментом и скоростью  $\omega(M_d)$ . Полученную зависимость называют *совместной механической характеристикой электропривода*, при использовании которой легко определить режимы его работы. Действительно, в соответствии с основным уравнением движения электропривода (1.9) при  $M_d=0$  двигатель работает с установившейся скоростью  $\omega_c$ , что соответствует пересечению совместной характеристики с осью ординат. При отрицательных значениях  $M_d$  скорость электропривода будет уменьшаться до значения  $\omega_c$ , а при положительных — возрастать до  $\omega_c$ . Обычно совместную характеристику не строят, а на общем графике изображают механическую характеристику двигателя  $\omega(M)$  и механическую характеристику механизма, у которой момент  $M_{p0}$  будет с противоположным знаком, т. е.  $\omega(M_c)$ . Тогда точка пересечения этих кривых соответствует установившемуся режиму работы привода. Ниже этой точки происходит ускорение привода, выше — замедление.

Как указывалось выше, момент нагрузки механизмов в ряде случаев изменяется независимо от скорости вращения. Поэтому установившийся режим работы электропривода в этом случае может отсутствовать. Величина вращающего момента двигателя в переходных режимах зависит от электромагнитной и механической инерции элементов системы. Вследствие этого механические характеристики двигателя и механизма в переходных процессах, называемые *динамическими механическими характеристиками*, могут существенно отличаться от статических.

## Режимы работы электроприводов

Назначение электрической машины, используемой в качестве приводного двигателя, заключается в сообщении рабочей машине механической энергии для выполнения работы или в торможении рабочей машины.

В первом случае электрическая энергия, подведенная к электрической машине, преобразуется в механическую, и на валу машины создается вращающий момент, обеспечивающий вращение привода и выполнение полезной работы производственным агрегатом. Такой режим работы электропривода называется *двигательным*. Вращающий момент и скорость двигателя при этом совпадают по направлению, и мощность на валу двигателя  $P=M\omega>0$ . Характеристики двигателя в этом режиме работы могут находиться в I или III квадранте (см. рис. 1.2), где знаки скорости и момента одинаковы, а следовательно,  $P>0$ . Выбор знака скорости при известном направлении вращения двигателя (правое или левое) может быть произвольным. Обычно за положительное направление скорости принимают направление вращения привода,

при котором механизм выполняет основную работу (например, подъем груза подъемной машиной). Тогда работа электропривода в противоположном направлении происходит с отрицательным знаком скорости.

Чтобы снизить скорость или остановить машину, двигатель может быть отключен от сети. В этом случае, согласно (1.9), уменьшение скорости будет происходить под действием сил сопротивления движению. Такой режим работы называется *свободным выбегом*. В этом случае при любой скорости вращающий момент привода равен нулю, т. е. механическая характеристика двигателя совпадает с осью ординат.

Для более быстрого, чем при свободном выбеге, снижения скорости или остановки, а также для поддержания неизменной скорости механизма при моменте нагрузки, действующем в сторону вращения, направление момента электрической машины должно быть противоположным направлению скорости. Такой режим работы привода называется *тормозным*, а электрическая машина при этом работает в *генераторном режиме*. Мощность привода  $P = M\omega < 0$ , и механическая энергия от рабочей машины подводится к валу электрической машины и преобразуется в электрическую энергию. Механические характеристики при генераторном режиме располагаются во II и IV квадрантах.

## Статическая устойчивость электроприводов

Электромеханическая система при работе должна быть статически устойчивой. Под статической устойчивостью работы агрегата понимают способность приходить в состояние устойчивого равновесия после того, как он был выведен из этого состояния бесконечно малыми возмущениями. Условия статического равновесия определяются формой механических характеристик механизма и двигателя.

Рассмотрим случай, когда момент механизма от скорости не зависит и является величиной постоянной, т. е.  $\beta_c = 0$  (прямая 1 на рис. 1.11, а), а в качестве приводного используется асинхронный двигатель, механическая характеристика которого представлена кривой 2. При моменте двигателя  $M$ , равном моменту нагрузки  $M_c$  механизма, электропривод работает с установившейся скоростью  $\omega_c$  (точка а). Если под влиянием каких-либо возмущений скорость уменьшится до  $\omega_1$ , т. е. на  $\Delta\omega$ , то момент двигателя возрастет до  $M_1$ . Так как момент механизма  $M_c$  остается неизменным, то под воздействием возникшего положительного динамического момента  $M_d = M_1 - M_c$  привод начнет разгоняться. Этот процесс закончится при  $\omega = \omega_c$ , т. е. при возрастании скорости до прежнего значения (точка а). При увеличении скорости на  $\Delta\omega$  сверх  $\omega_c$  возникает отрицательный динамический момент, замедляющий привод до прежней скорости. Следовательно, при работе в точке а привод статически устойчив.

Отношение динамического момента  $M_d$  к перепаду скорости  $\Delta\omega$  называется коэффициентом устойчивости:

$$k_{уст} = \frac{M_d}{\Delta\omega} = -\frac{\Delta M}{\Delta\omega}. \quad (I.67)$$

Для точки  $a$  в обоих случаях (при увеличении и уменьшении скорости) коэффициент устойчивости будет отрицательным:

$$k_{уст} = -\frac{M_d}{\Delta\omega} = -\frac{M_d}{\omega_c - \omega_1} < 0. \quad (I.68)$$

Установившийся режим работы имеет место и в точке  $b$ , для которой справедливо условие  $M = M_c$ . Однако при возникновении положительного приращения скорости  $\Delta\omega$  в этом случае динамический момент  $M_d$  будет также положительным, что приведет к даль-

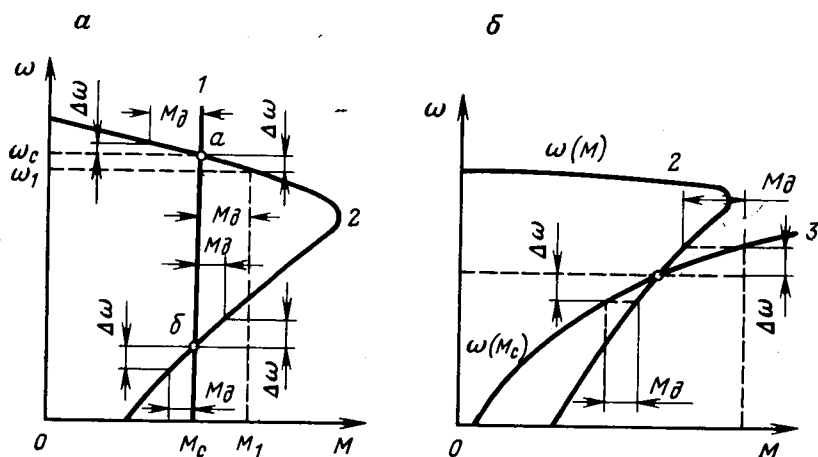


Рис. I.11.1. Определение статической устойчивости по механическим характеристикам двигателя и механизма

нейшему возрастанию скорости. Наоборот, при снижении скорости на  $\Delta\omega$  динамический момент станет отрицательным и будет способствовать уменьшению скорости. Следовательно, при работе в точке  $b$  электропривод не обладает статической устойчивостью. При этом коэффициент устойчивости

$$k_{уст} = \frac{M_d}{\Delta\omega} > 0. \quad (I.69)$$

Таким образом, для статической устойчивости электропривода необходимо, чтобы коэффициент устойчивости был отрицательным:

$$k_{уст} = -\frac{M_d}{\Delta\omega} = -\frac{\Delta M}{\Delta\omega} < 0. \quad (I.70)$$



Для нижней ветви характеристики синхронного двигателя это условие выполняется при вентиляторной характеристике механизма (кривая 3 на рис. 1.11, б), когда  $M_c = f(\omega^2)$  и  $\beta_c > \beta$ . В этом случае при положительном и отрицательном приращении скорости  $\Delta\omega$  динамический момент

$$M_d = \Delta M - \Delta M_c = \beta \Delta\omega - \beta_c \Delta\omega = (\beta - \beta_c) \Delta\omega \quad (1.71)$$

и коэффициент

$$k_{уст} = \frac{M_d}{\Delta\omega} = (\beta - \beta_c) < 0. \quad (1.72)$$

Из выражения (1.72) может быть получено условие, использующее для оценки статической устойчивости коэффициенты жесткости характеристик

$$\beta - \beta_c < 0 \text{ или } \beta < \beta_c. \quad (1.73)$$

### § 1.5. Примеры использования основного уравнения движения электропривода

В общем случае работа электропривода характеризуется следующими режимами: пуском в ход; работой при неизменной нагрузке; приемом и сбросом нагрузки; регулированием скорости; остановкой с торможением или без него; реверсированием. Иногда отдельные режимы могут отсутствовать. Так в цикле работы механизмов копания экскаваторов нагрузка не остается постоянной. Некоторые механизмы, наоборот, работают практически с постоянной нагрузкой и скоростью, например вентиляторы и центробежные насосы.

Режим работы, при котором нагрузка и скорость остаются постоянными, называется *установившимся* режимом (процессом). Как указывалось выше, при этом  $M_d = 0$  и  $M = M_c$ .

Работа электропривода при изменении скорости или нагрузки называется *переходным процессом*.

Следовательно, пуск в ход и останов электропривода являются переходными процессами. Таким образом, любая рабочая машина при выполнении производственного процесса имеет переходный режим работы, но его значение в зависимости от условий различно. Для установок, работающих с постоянной скоростью и нагрузкой при редких пусках, длительность и характер переходных процессов при пуске в ход и останове обычно не играют существенной роли. Наоборот, для приводов с частыми пусками, а также с непрерывным изменением нагрузки характер переходных процессов имеет большое значение.

Время пуска и торможения электропривода можно определить из уравнения движения электропривода (1.9). Для этого необходимо решить это уравнение относительно времени. Разделяя переменные в уравнении (1.9), получим

$$dt = \frac{J}{M - M_c} d\omega. \quad (1.74)$$

Интегрируя это выражение от  $\omega_1$  до  $\omega_2$ , найдем время изменения скорости двигателя от  $\omega_1$  до  $\omega_2$ :

$$t = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M - M_c}. \quad (I.75)$$

Приняв момент, развиваемый двигателем, и статический момент во время переходного процесса постоянными, найдем продолжительность пуска от  $\omega_1 = 0$  до скорости  $\omega_2 = \omega_c$ , соответствующей статическому моменту  $M_c$ ,

$$t = J \int_0^{\omega_c} \frac{d\omega}{M - M_c} = J \frac{\omega_c}{M - M_c}. \quad (I.76)$$

Время пуска электропривода вхолостую, когда статический момент можно принять равным нулю,

$$t = J \frac{\omega_0}{M}, \quad (I.77)$$

где  $\omega_0$  — скорость двигателя при холостом ходе.

После отключения двигателя от сети установка продолжает вращаться за счет кинетической энергии, запасенной при пуске. Вследствие наличия потерь на трение, а также под воздействием статического момента скорость вращения снижается и привод останавливается.

Для определения времени останова свободным выбегом в равенстве (I.75) момент двигателя примем равным нулю, а  $\omega_1 = \omega_{нач}$  и  $\omega_2 = 0$ . Тогда при  $M_c = \text{const}$  получим

$$t_0 = J \int_{\omega_{нач}}^0 \frac{d\omega}{M - M_c} = J \frac{\omega_{нач}}{M_c}. \quad (I.78)$$

Время торможения, когда момент электрической машины равен  $-M_T$  при  $\omega_1 = \omega_{нач}$  и  $\omega_2 = 0$  в соответствии с (I.75), определяется выражением

$$t_T = J \int_{\omega_{нач}}^0 \frac{d\omega}{-M_T - M_c} = J \frac{\omega_{нач}}{M_T + M_c}. \quad (I.79)$$

Угловое перемещение вала двигателя при жесткой его связи с рабочим органом позволяет определить положение отдельных элементов рабочей машины в определенный момент времени. Так как угловая скорость двигателя связана с углом поворота вала зависимостью

$$\omega = \frac{d\varphi_1}{dt}, \quad (I.80)$$

то величина углового перемещения за время от  $t_1$  до  $t_2$

$$\varphi_1 = \int_{t_1}^{t_2} \omega dt, \text{ рад.} \quad (I.81)$$

Заменяя  $dt$  его выражением из (I.74), получим

$$\varphi_1 = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{J}{M - M_c} \omega d\omega. \quad (I.82)$$

Из этого выражения следует, что угол поворота вала двигателя при изменении его скорости от  $\omega_1$  до  $\omega_2$  и постоянном динамическом моменте, т. е.  $M = M_c = \text{const}$ , равен

$$\varphi_1 = \frac{J}{M - M_c} \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{2}, \text{ рад.} \quad (I.83)$$

Отсюда следует, что угловое перемещение вала двигателя пропорционально приращению кинетической энергии за время перемещения и обратно пропорционально величине динамического момента.

При постоянной скорости вращения, согласно (I.81),

$$\varphi = \omega(t_2 - t_1) = \omega t. \quad (I.84)$$

Зная угловое перемещение вала двигателя и передаточное отношение, нетрудно определить угол поворота отдельных элементов рабочей машины и перемещение какого-либо органа машины.

Оптимальное передаточное отношение. При редких пусках привода в ход скорость двигателя выбирается из условий получения наименьших первоначальных затрат. Чем больше номинальная скорость двигателя при заданной номинальной мощности, тем меньше его размеры и ниже стоимость, но при этом для сочетания двигателя с рабочей машиной необходим редуктор, и наимыгоднейший вариант определяется минимальной стоимостью двигателя и редуктора.

При частых пусках большое значение имеет сокращение времени пуска и останова, оказывающих существенное влияние на производительность рабочей машины и расход энергии. При заданных скоростях рабочего органа  $\omega_{p.o}$  и скорости  $\omega$  принятого двигателя длительность переходных процессов зависит от передаточного отношения редуктора, поэтому возникает задача выбора оптимального (наимыгоднейшего) передаточного отношения  $k_{opt}$ , при котором ускорение на рабочем органе будет наибольшим.

Уравнение движения электропривода относительно вала рабочей машины без учета потерь в передачах, согласно (I.54), имеет вид

$$kM - M_{p.o} = (J_{p.o} + Jk^2) \frac{d\omega_{p.o}}{dt}, \quad (I.85)$$

где  $M$  — вращающий момент двигателя;

$M_{p.o}$  — статический момент на валу рабочего органа;

$J_{p.o}$  и  $J$  — моменты инерции соответственно рабочего органа и ротора двигателя.

Принимая  $M$  и  $M_{p.o}$  величинами постоянными, найдем время пуска и останова (время переходного процесса)

$$t_{п.п} = \frac{J_{p.o} + Jk^2}{kM \pm M_{p.o}} \omega_{p.o}. \quad (I.86)$$

Знак минус в этом равенстве относится к процессу пуска, а плюс — к останову при наличии тормозного момента на валу двигателя.

В выражении (I.86) переменной величиной является только  $k$ . Поэтому для определения значения  $k_{опт}$ , при котором время  $t_{п.п}$  будет минимальным, нужно найти производную  $\frac{dt_{п.п}}{dk}$  и приравнять ее нулю. Тогда получим

$$k_{опт} = \pm \frac{M_{p.o}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{p.o}}{M}\right)^2 + \frac{J_{p.o}}{J}}. \quad (I.87)$$

Знак минус перед корнем в (I.87) опускаем, так как значение  $k_{опт}$  может быть только положительным. Знак плюс перед первым членом относится к процессу пуска, а минус — к процессу торможения.

Из равенства (I.87) следует, что оптимальные значения передаточных отношений для условий пуска и торможения различны, поэтому для определения наивыгоднейшего передаточного отношения необходимы дополнительные условия.

В том случае, когда пуск и торможение происходят при малых нагрузках или вхолостую и отношением  $\frac{M_{p.o}}{M}$  можно пренебречь, оптимальное значение передаточного отношения определяется выражением

$$k_{опт} = \sqrt{\frac{J_{p.o}}{J}}, \quad (I.88)$$

откуда  $J_{p.o} = k_{опт}^2 J$ .

Заменяя  $k_{опт}$  через  $\omega/\omega_{p.o}$  и деля правую и левую части равенства на 2, получим.

$$J_{p.o} \frac{\omega_{p.o}^2}{2} = J \frac{\omega^2}{2}. \quad (I.89)$$

Таким образом, при оптимальном передаточном отношении запас кинетической энергии вращающихся частей рабочего органа равен запуску кинетической энергии ротора двигателя.

## ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ В УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМАХ

### § II.1. Основные понятия и определения

Поведение электропривода зависит от величины вращающего момента электродвигателя и момента нагрузки на его валу. Закон изменения этих моментов определяется механическими характеристиками  $\omega(M, M_c)$ , выражающими связь между двумя механическими величинами — скоростью и моментом в установившемся режиме.

Нагрев двигателя и элементов системы управления им зависит от величины тока, протекающего по главной цепи двигателя. Поэтому для оценки нагрузки двигателя по току необходимо знать связь между его механическими и электрическими величинами. Эта связь выражается электромеханической характеристикой  $\omega(I)$ , представляющей собой зависимость установившейся скорости электромеханической системы от тока нагрузки двигателя.

Для оценки и сравнения характеристик двигателей различной мощности все величины, характеризующие его работу, удобнее брать не в абсолютных значениях, а в относительных единицах, представляющих собой отношение абсолютного значения к базисному значению величины. В качестве базисных, как правило, принимают номинальные значения величин. Номинальными называют указанные на щитке величины, характеризующие режим работы, на который рассчитан двигатель заводом-изготовителем.

За базисную скорость для двигателей независимого возбуждения принимают скорость идеального холостого хода, для двигателей последовательного и смешанного возбуждения — скорость при номинальной нагрузке, а для асинхронных двигателей — синхронную скорость.

Кроме того, в качестве базисной величины используют номинальное сопротивление цепи якоря (ротора), представляющее собой сумму внутреннего сопротивления обмотки и добавочного внешнего сопротивления, которое при неподвижном двигателе и номинальном напряжении сети обеспечивает номинальный ток двигателя.

Для двигателей постоянного тока номинальное сопротивление цепи якоря

$$R_{я.н} = \frac{U_n}{I_n}, \text{ Ом.} \quad (\text{II.1})$$

Для асинхронного двигателя за номинальное сопротивление цепи ротора принимают

$$R_{p.n} = \frac{E_{p.n}}{\sqrt{3} I_{p.n}}, \text{ Ом}, \quad (\text{II.2})$$

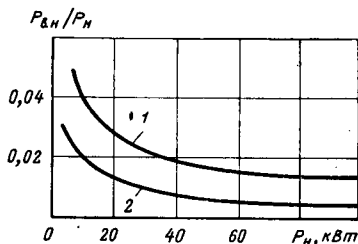
где  $E_{p.n}$  — э. д. с. неподвижного ротора, В;

$I_{p.n}$  — номинальный ток ротора, А.

Полное внутреннее сопротивление якорной цепи  $R_{\text{я}}$  электродвигателей постоянного тока складывается из сопротивления обмотки якоря  $r_{\text{я}}$ , переходного сопротивления щеток  $r_{\text{щ}}$ , сопротивления последовательной обмотки  $r_{\text{п}}$  (у двигателей последовательного и сме-

Рис. II.1. Графики относительной мощности потерь в обмотке независимо возбуждения двигателей постоянного тока:

1 — независимого возбуждения; 2 — смешанного возбуждения.



шанного возбуждений), сопротивления компенсационной обмотки  $r_{k.o}$  и сопротивления обмотки дополнительных полюсов  $r_{d.п}$ , т. е.  $R_{\text{я}} = r_{\text{я}} + r_{\text{п}} + r_{\text{щ}} + r_{k.o} + r_{d.п}$ .

Относительное внутреннее сопротивление якорной цепи

$$R_{\text{я}}^* = \frac{R_{\text{я}}}{R_{\text{я.н}}}. \quad (\text{II.3})$$

При отсутствии в каталогах данных о величинах сопротивлений обмоток двигателя полное внутреннее сопротивление якорной цепи можно приближенно определить по потерям в цепи якоря. Если принять, что при номинальной нагрузке двигателя половину всех потерь составляют потери в цепи якоря, т. е.

$$0,5\Delta P = 0,5U_{\text{н}}I_{\text{н}}(1 - \eta_{\text{н}}) = I_{\text{н}}^2 R_{\text{я}}, \text{ Вт}, \quad (\text{II.4})$$

то

$$R_{\text{я}} = 0,5 \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} (1 - \eta_{\text{н}}) = 0,5 R_{\text{я.н}} (1 - \eta_{\text{н}}), \quad (\text{II.5})$$

где  $\eta_{\text{н}}$  — к. п. д. двигателя при номинальной нагрузке.

Магнитный поток и мощность потерь на возбуждение при одинаковых номинальных данных у двигателей независимого и последовательного возбуждений примерно одинаковы, но сопротивление обмоток возбуждения у них различно.

У двигателей последовательного возбуждения обмотка возбуждения обтекается током якоря, поэтому она (во избежание перегрева и большого падения напряжения на ней) выполняется проводом значительного сечения с малым числом витков. Сопротивление ее можно принять примерно равным 0,5 сопротивления обмотки якоря.

Ток в обмотке возбуждения двигателей независимого возбуждения составляет примерно 1,5—5% от номинального тока. Мощность, потребляемая этой обмоткой, значительно меньше номинальной мощности двигателя. На рис. II.1 показаны примерные графики зависимости мощности возбуждения в относительных единицах мощности двигателя.

В независимых обмотках двигателей смешанного возбуждения потребляемая мощность меньше, чем у двигателей независимого возбуждения, а сопротивление последовательной обмотки составляет примерно 0,2 сопротивления обмотки якоря.

## § II.2. Статические характеристики двигателей постоянного тока независимого возбуждения

Независимо от способа возбуждения машин постоянного тока основные уравнения, описывающие их поведение, имеют общий вид. Аналитические выражения для характеристик двигателей постоянного тока могут быть получены на основании уравнений равновесия э. д. с. цепи якоря и электромагнитного момента, развиваемого двигателем.

Уравнение равновесия э. д. с. в цепи якоря имеет вид

$$U = I_{\text{я}} R_{\text{я}} + E_{\text{я}}, \quad (\text{II.6})$$

где  $U$  — напряжение на зажимах двигателя, В;

$I_{\text{я}}$  — ток в цепи якоря, А;

$R_{\text{я}}$  — сопротивление якорной цепи двигателя, Ом;

$E_{\text{я}}$  — э. д. с., наводимая в обмотке якоря.

Э. д. с. якоря определяется по формуле

$$E_{\text{я}} = \frac{pN}{2\pi a} \Phi \omega = c \Phi \omega, \quad \text{В}, \quad (\text{II.7})$$

где  $c = \frac{pN}{2\pi a}$  — коэффициент двигателя, зависящий от его конструктивных параметров: числа пар главных полюсов  $p$ ; числа проводников  $N$  и числа пар параллельных ветвей  $a$  обмотки якоря;

$\Phi$  — магнитный поток двигателя, Вб;

$\omega$  — скорость вращения якоря, рад/с.

Из (II.7) получим соотношение

$$\omega = \frac{E_{\text{я}}}{c \Phi}, \quad (\text{II.8})$$

из которого следует, что скорость двигателя постоянного тока прямо пропорциональна э. д. с. якоря и обратно пропорциональна величине магнитного потока.

Подставляя значение э. д. с.  $E_{\text{я}}$  из (II.7) в уравнение (II.6), получим

$$U = I_{\text{я}} R_{\text{я}} + c \omega \Phi. \quad (\text{II.9})$$

Решая (II.9) относительно скорости  $\omega$ , найдем аналитическое выражение электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{U - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{c\Phi} = \frac{U}{c\Phi} - I_{\text{я}} \frac{R_{\text{я}}}{c\Phi}. \quad (\text{II.10})$$

Электромагнитный момент двигателя постоянного тока определяется по формуле

$$M = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_{\text{я}} = c\Phi I_{\text{я}}, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (\text{II.11})$$

Момент на валу двигателя отличается от электромагнитного момента из-за наличия механических потерь и потерь в стали. В двигательном режиме момент на валу будет всегда меньше, а в генераторном — больше электромагнитного. Так как разность этих моментов составляет примерно 2—5% от номинального момента, то приближенно можно считать момент на валу двигателя равным электромагнитному моменту.

Знак вращающего момента согласно (II.11) зависит от направления тока якоря и магнитного потока. Поэтому для изменения направления вращения (реверсирования) двигателя постоянного тока (осуществляемого изменением направления развиваемого двигателем момента) меняют направление магнитного потока или тока якоря.

Заменяя в выражении (II.10) ток якоря  $I_{\text{я}}$  его значением из (II.11), получим уравнение механической характеристики

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - M \frac{R_{\text{я}}}{c^2\Phi^2} = \omega_0 - \frac{1}{\beta} M, \quad (\text{II.12})$$

где  $\beta = \frac{c^2\Phi^2}{R_{\text{я}}}$  — модуль жесткости механической характеристики.

Умножим обе части уравнения (II.6) на  $I_{\text{я}}$ . Тогда

$$UI_{\text{я}} = I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}} + E_{\text{я}} I_{\text{я}} \quad (\text{II.13})$$

или

$$P_1 = P_{\text{эм}} + \Delta P,$$

где  $P_1 = UI_{\text{я}}$  — мощность потребления двигателя;

$P_{\text{эм}} = E_{\text{я}} I_{\text{я}}$  — электромагнитная мощность;

$\Delta P = I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}}$  — мощность потерь.

Учитывая (II.8) и (II.11), электромагнитную мощность можно представить в следующем виде:

$$P_{\text{эм}} = c\omega\Phi I_{\text{я}} = M\omega. \quad (\text{II.14})$$

Если скорость и момент на валу двигателя положительные, то осуществляется преобразование электрической энергии в механическую, т. е. машина работает в двигательном режиме.

К. п. д. двигателя без учета потерь на возбуждение и механических потерь

$$\eta = \frac{P_{\text{эм}}}{P_1} = \frac{P_1 - \Delta P}{P_1} = 1 - R_{\text{я}} \frac{I_{\text{я}}}{U} \quad (\text{II.15})$$



или при  $U = U_n$

$$\eta = 1 - R_{я}^*, \quad (II.16)$$

где  $R_{я}^*$  — относительное внутреннее сопротивление якорной цепи.

Следовательно, с увеличением относительного сопротивления цепи якоря снижается к. п. д. двигателя.

Если для двигателя независимого возбуждения (рис. II.2, а) напряжение питающей сети постоянно и равно номинальному, а

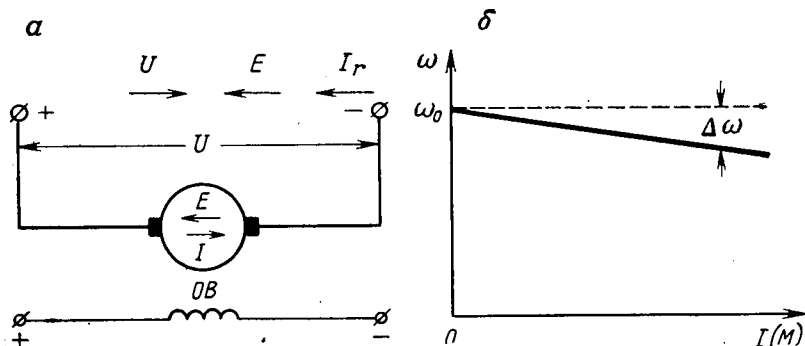


Рис. II.2. Схема включения (а) и естественная электромеханическая характеристика (б) двигателя независимого возбуждения

магнитный поток независимо от тока якоря остается постоянным, т. е. не учитывается реакция якоря, то естественная электромеханическая характеристика

$$\omega = \frac{U_n - I_{я} R_{я}}{c_d}, \quad (II.17)$$

где  $c_d = c\Phi = \text{const.}$

При отсутствии полезной нагрузки и потерь энергии в системе ток якоря двигателя равен нулю, а скорость электропривода, называемая в этом случае скоростью идеального холостого хода  $\omega_0$ , зависит только от напряжения на зажимах двигателя и потока возбуждения, т. е.

$$\omega_0 = \frac{U_n}{c\Phi_n}, \quad (II.18)$$

где  $\Phi_n$  — номинальный магнитный поток двигателя.

При этой скорости э. д. с. двигателя согласно (II.9) равна напряжению на зажимах двигателя

$$E_{я} = \omega_0 c\Phi_n = U_n.$$

Уравнение электромеханической характеристики с учетом (II.18) можно представить в следующем виде:

$$\omega = \omega_0 - \frac{I_{я} R_{я}}{c\Phi_n}, \quad (II.19)$$

а выражение (II.12) для механической характеристики

$$\omega = \omega_0 - \frac{MR_{\text{я}}}{c^2 \Phi_{\text{н}}^2}. \quad (\text{II.20})$$

Разность  $\omega_0 - \omega$  между скоростью идеального холостого хода и установившейся скоростью при нагрузке называется статическим перепадом скорости и обозначается  $\Delta\omega$ . Для электромеханической характеристики перепад скорости  $\Delta\omega = \frac{I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{c \Phi_{\text{н}}}$ , а для механической

$$\Delta\omega = \frac{MR_{\text{я}}}{c^2 \Phi_{\text{н}}^2}.$$

С учетом  $\Delta\omega$  уравнения характеристик двигателя независимого возбуждения можно записать в виде следующего общего выражения:

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega. \quad (\text{II.21})$$

Так как перепад скорости  $\Delta\omega$  прямо пропорционален моменту или току, то механическая и электромеханическая характеристики двигателя независимого возбуждения изображаются прямыми линиями (рис. II.2, б).

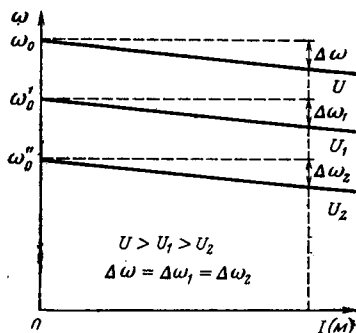


Рис. II.3. Искусственные характеристики двигателя независимого возбуждения при различном напряжении сети.

Скорость идеального холостого хода можно определить из отношения

$$\frac{\omega_0}{\omega_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{н}} - I_{\text{я.н}} R_{\text{я}}}, \quad (\text{II.22})$$

откуда

$$\omega_0 = \omega_{\text{н}} \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{н}} - I_{\text{я.н}} R_{\text{я}}}, \quad (\text{II.23})$$

где  $U_{\text{н}}$ ,  $I_{\text{я.н}}$ ,  $\omega_{\text{н}}$  — соответственно номинальное напряжение, ток и скорость двигателя, которые приводятся в каталогах.

Зная скорость  $\omega_0$  и скорость  $\omega_{\text{н}}$  при номинальной нагрузке  $M_{\text{н}}$ , т. е. две точки прямой, можно построить естественную характеристику.

Искусственные характеристики могут быть получены изменением подводимого к двигателю напряжения, потока возбуждения и

сопротивления в цепи якоря. В последнем случае характеристики называют также *реостатными*. Как видно из зависимостей (II.10) и (II.12), при изменении подводимого напряжения меняется только скорость  $\omega_0$ , а перепад скорости остается неизменным, поэтому характеристики для различных напряжений будут параллельными (рис. II.3).

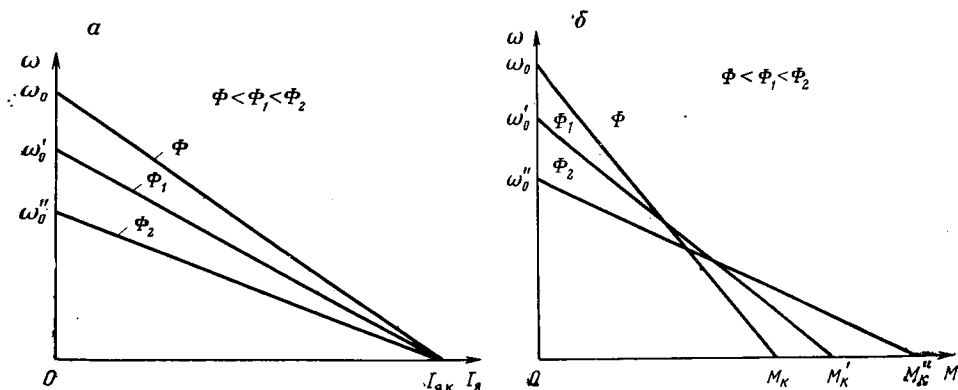


Рис. II.4. Искусственные характеристики двигателя при различных потоках возбуждения

При изменении потока возбуждения меняется как скорость идеального холостого хода  $\omega_0$ , так и перепад скорости  $\Delta\omega$ .

При скорости, равной нулю, ток якоря равен току короткого замыкания  $I_{я.к} = U_n / R_{я}$ , который не зависит от потока возбуждения,

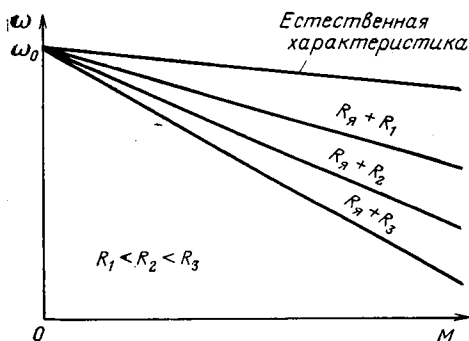


Рис. II.5. Естественная и реостатная характеристики двигателя независимого возбуждения

поэтому электромеханические характеристики для различных потоков возбуждения пересекаются в одной точке, соответствующей току короткого замыкания  $I_{я.к}$  (рис. II.4, а). Момент короткого замыкания  $M_к = c\Phi I_{я.к}$  в отличие от тока якоря зависит от потока возбуждения, поэтому механические характеристики пересекают ось моментов в различных точках (рис. II.4, б).

Если включить в цепь якоря добавочное сопротивление  $R_d$ , то двигатель будет работать на реостатной характеристике. При нагрузке, равной нулю, скорость холостого хода, как следует из (II.20), не зависит от сопротивления цепи якоря, поэтому реостатные характеристики для различных добавочных сопротивлений будут пересекаться в одной точке с координатами 0,  $\omega_0$  (рис. II.5).

Скорость двигателя на механической характеристике при номинальном моменте

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_{я} R}{c^2 \Phi_{я}^2}, \quad (II.24)$$

где  $R = R_{я} + R_{д}$  — общее сопротивление цепи якоря.

Чтобы получить номинальный момент при неподвижном двигателе, по якорю должен проходить номинальный ток, а для этого сопротивление якорной цепи должно быть равно номинальному. Перепад скорости при этом будет

$$\Delta \omega = \omega_0 - \frac{M_{я} R_{я.н}}{c^2 \Phi_{я}^2}. \quad (II.25)$$

Разделив (II.24) на (II.25), получим

$$\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{R}{R_{я.н}} \quad \text{или} \quad \Delta \omega^* = R^*, \quad (II.26)$$

где  $\Delta \omega^* = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$  — относительный перепад скорости;

$R^* = R/R_{я.н}$  — относительное сопротивление цепи якоря.

Выразим это равенство в процентах:

$$\Delta \omega \% = R \%. \quad (II.26a)$$

Таким образом, при номинальном моменте двигателя изменение относительного сопротивления цепи якоря вызывает такое же изменение относительного перепада скорости, что позволяет легко строить реостатные характеристики для любого сопротивления цепи якоря.

### § II.3. Статические характеристики двигателей последовательного возбуждения

Так как обмотка возбуждения этих двигателей соединена последовательно с обмоткой якоря и обтекается током якоря (рис. II.6, а), то магнитный поток двигателя зависит от тока нагрузки. Эта зависимость определяется кривой намагничивания (рис. II.7). При ненасыщенной магнитной системе двигателя, соответствующей прямолинейной части кривой намагничивания, зависимость магнитного потока от тока якоря может быть выражена соотношением

$$\Phi = k_{\Phi} I_{я}, \quad \text{Вб}, \quad (II.27)$$

где  $k_{\Phi}$  — коэффициент пропорциональности, Ом·с.

Уравнение электромеханической характеристики в этом случае

$$\omega = \frac{U - I_{я} R_{я}}{c \Phi} = \frac{A}{I_{я}} - B \quad (II.28)$$

представляет собой гиперболическую зависимость, где  $A = \frac{U}{ck_{\Phi}}$  и  $B = \frac{R_{я}}{ck_{\Phi}}$  — постоянные величины. Момент двигателя последователь-

ного возбуждения согласно (II.11) и (II.27) пропорционален квадрату тока двигателя:

$$M = c\Phi I_{\text{я}} = ck_{\Phi} I_{\text{я}}^2, \quad (\text{II.29})$$

откуда

$$I_{\text{я}} = \frac{\sqrt{M}}{\sqrt{ck_{\Phi}}}.$$

Подставляя значение тока в уравнение (II.28), найдем выражение механической характеристики двигателя последовательного возбуждения.

$$\omega = \frac{A\sqrt{ck_{\Phi}}}{\sqrt{M}} - B = \frac{D}{\sqrt{M}} - B, \quad (\text{II.30})$$

где  $D = A\sqrt{ck_{\Phi}}$  — постоянная величина.

Из (II.30) следует, что механическая характеристика также представляет гиперболическую зависимость.

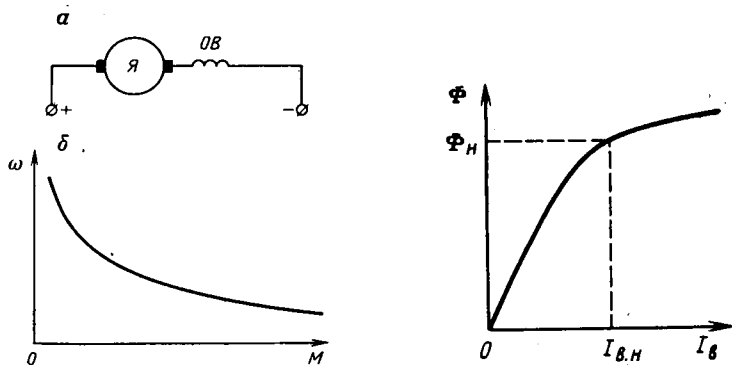


Рис. II.6. Схема включения (а) и механическая характеристика (б) двигателя постоянного тока последовательного возбуждения

Рис. II.7. Кривая намагничивания двигателя последовательного возбуждения

Полученные выражения характеристик справедливы только для двигателей с ненасыщенной магнитной системой. Современные двигатели, как правило, имеют насыщенные магнитные системы даже в номинальном режиме, поэтому пропорциональность между током якоря и потоком возбуждения нарушается. В результате этого характеристики из гиперболических становятся близкими к прямолинейным. Гиперболическая зависимость сохраняется лишь при малых значениях нагрузки (см. рис. II.6, б). Хотя квадратичная зависимость момента двигателя от тока якоря в насыщенной машине не сохраняется, однако значение момента двигателя пропорционально току якоря в степени 1,2—1,4, что является весьма ценным качеством этих двигателей при пусках и перегрузках.

Как следует из уравнений (II.28) и (II.30), при малых нагрузках двигатель развивает большую скорость, поскольку с уменьшением тока якоря уменьшается магнитный поток двигателя. В режиме идеального холостого хода, когда  $I_{\text{я}}=0$  и  $M=0$ , скорость вращения теоретически равна бесконечности. Из-за наличия механических потерь в двигателе и остаточного намагничивания полюсов скорость двигателя ограничена и достигает (5—6)  $\omega_{\text{н}}$ . Однако даже при этой скорости двигатель может разрушиться, так как он не рассчитан на работу с такими центробежными нагрузками. Поэтому для рабочих машин, имеющих холостой ход или малую нагрузку, двигатели последовательного возбуждения применять не следует. При наличии ременной передачи, допускающей проскальзывание, и передач, в которых может легко нарушиться кинематическая связь, например цепных или фрикционных, двигатели последовательного возбуждения также не применяют.

Так как аналитические выражения характеристик двигателей последовательного возбуждения справедливы только для двигателей с ненасыщенной магнитной системой, то для двигателей с насыщенной магнитной системой при расчетах пользуются приводимыми в каталогах двигателей зависимости  $\omega(I_{\text{я}})$  и  $M(I_{\text{я}})$ , с помощью которых нетрудно построить естественную механическую характеристику  $\omega(M)$ .

Для двигателей различной мощности и скорости, относящихся к одной серии, характеристики  $\omega(I_{\text{я}})$  в относительных единицах практически совпадают. Также совпадают и зависимости  $M=f(I_{\text{я}})$ . Поэтому характеристики всех двигателей данной серии могут быть представлены всего лишь двумя кривыми  $\omega^*(I^*)$  и  $M^*(I^*)$ , построенными в относительных единицах. Такие характеристики называются *универсальными*. На рис. II.8 приведены универсальные характеристики тяговых двигателей ДК, применяемых для рудничных электровозов. На характеристиках, приведенных в каталогах, а также на универсальных характеристиках указан вращающий момент на валу двигателя, а не электромагнитный момент двигателя.

Работа двигателя последовательного возбуждения на искусственных характеристиках происходит только в случае отклонения приложенного к якорю напряжения от номинального значения. Это может быть достигнуто изменением напряжения питающей сети или включением в цепь якоря дополнительных активных сопротивлений.

Для оценки влияния этих факторов удобно воспользоваться понятием граничной характеристики. *Граничная электромеханическая характеристика* представляет зависимость скорости от тока двигателя при сопротивлении якорной цепи двигателя, равном нулю. Тогда в соответствии с (II.28) при  $R_{\text{я}}=0$  получим

$$\omega_{\text{гр}} = \frac{U_{\text{н}}}{c\Phi} = \frac{U_{\text{н}}}{ck\Phi I_{\text{я}}} \quad (\text{II.31})$$

Из выражения для граничной характеристики видно, что при постоянном напряжении сети скорость двигателя зависит только

от величины магнитного потока двигателя, изменяющегося с изменением тока якоря. Граничная характеристика при любых значениях тока не пересекает оси координат, асимптотически приближаясь к ним при  $I_{я} \rightarrow 0$  и  $I_{я} \rightarrow \infty$  (рис. 11.9).

Граничная характеристика может быть построена по известной естественной характеристике двигателя. Если взять отношение скоростей на граничной и естественной характеристиках при одном

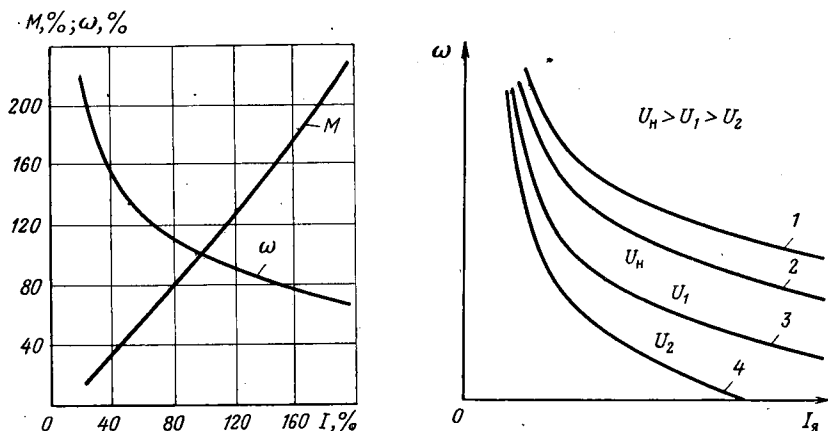


Рис. 11.8. Универсальные характеристики двигателей последовательного возбуждения серии ДК

Рис. 11.9. Электромеханические характеристики двигателя последовательного возбуждения:

1 — граничная; 2 — естественная; 3, 4 — искусственные при различном напряжении сети

и том же значении тока якоря, т. е. при равных магнитных потоках, получим

$$\frac{\omega_{гр}}{\omega} = \frac{U_n}{U_n - I_{я} R_{я}},$$

откуда скорость на граничной характеристике

$$\omega_{гр} = \omega \frac{U_n}{U_n - I_{я} R_{я}}. \quad (11.32)$$

Таким образом, зная скорость  $\omega$  на естественной характеристике при определенном токе якоря  $I_{я}$ , можно вычислить скорость двигателя  $\omega_{гр}$  на граничной характеристике для известных значений номинального напряжения  $U_n$  и сопротивления якорной цепи  $R_{я}$ .

Из отношения скоростей на искусственной  $\omega_n$  и граничной  $\omega_{гр}$  характеристиках можно найти

$$\omega_n = \omega_{гр} \frac{U - I_{я} R_{я}}{U_n} = \alpha \omega_{гр} - \beta \omega_{гр} R_{я}, \quad (11.33)$$

где

$$\alpha = \frac{U}{U_n} \text{ и } \beta = \frac{I_{я}}{U_n}.$$

Для естественной характеристики аналогично получим

$$\omega = \omega_{гр} \frac{U_n - I_{я} R_{я}}{U_n} = \omega_{гр} - \beta \omega_{гр} R_{я}. \quad (\text{II.34})$$

Перепад скорости, вызванный изменением напряжения сети, при  $R_{я} = \text{const}$  равен

$$\omega - \omega_n = \omega_{гр} - \alpha \omega_{гр} = \omega_{гр} (1 - \alpha), \quad (\text{II.35})$$

т. е. он линейно зависит от величины напряжения сети. Искусственные характеристики при различном напряжении сети представлены на рис. II.8 кривыми 3 и 4.

При введении в цепь якоря добавочного сопротивления и номинальном напряжении сети уравнение реостатной характеристики будет иметь вид

$$\omega_p = \omega_{гр} [1 - \beta (R_{я} + R_d)]. \quad (\text{II.36})$$

Из (II.36) следует, что при постоянном напряжении для одного и того же значения тока скорость двигателя в зависимости от сопротивления цепи якоря  $\omega = f(R_{я} + R_d)$  меняется линейно.

Вычитая из уравнения естественной характеристики уравнение реостатной характеристики, получим перепад скоростей между естественной и реостатной характеристиками при одинаковом значении тока:

$$\omega - \omega_p = \omega_{гр} \beta R_d,$$

т. е. перепад скорости двигателя последовательного возбуждения прямо пропорционален добавочному сопротивлению. Пользуясь этим свойством, можно построить реостатную характеристику для любого добавочного сопротивления только по двум характеристикам — естественной и граничной.

Кроме аналитического способа построения реостатной характеристики широко применяется графический метод, при котором в первом квадранте координатной системы (рис. II.10) строят естественную характеристику, а во втором — зависимость скорости от сопротивления якорной цепи  $\omega(R)$  для различных постоянных значений тока якоря двигателя. Задавая произвольной величиной нагрузки двигателя, например соответствующей току  $I_1$ , находим для нее на естественной характеристике скорость  $\omega_1$ . Сопротивление силовой цепи двигателя при этом равно только внутреннему сопротивлению двигателя  $R_{я}$ . Откладывая во втором квадранте от начала координат по оси абсцисс отрезок, равный в принятом масштабе сопротивлению  $R_{я}$ , проводят из этой точки вертикаль, на которую сносят точку скорости  $\omega_1$ , получая первую точку  $a$  графика зависимости  $\omega(R)$  при  $I_1 = \text{const}$ . Поскольку эта зависимость пря-



молинейна, то для ее построения достаточно знать еще одну точку.

В качестве второй точки берут точку пересечения  $a''$  графика  $\omega(A)$  с осью абсцисс. Для нахождения этой точки определяют сопротивление якорной цепи при неподвижном якоре. Искомое сопротивление для тока  $I_1$

$$R_1 = \frac{U_H}{I_1}.$$

Соединяя прямой точки  $a$  и  $a''$ , получают график зависимости  $\omega(R)$  при  $I_1 = \text{const}$ .

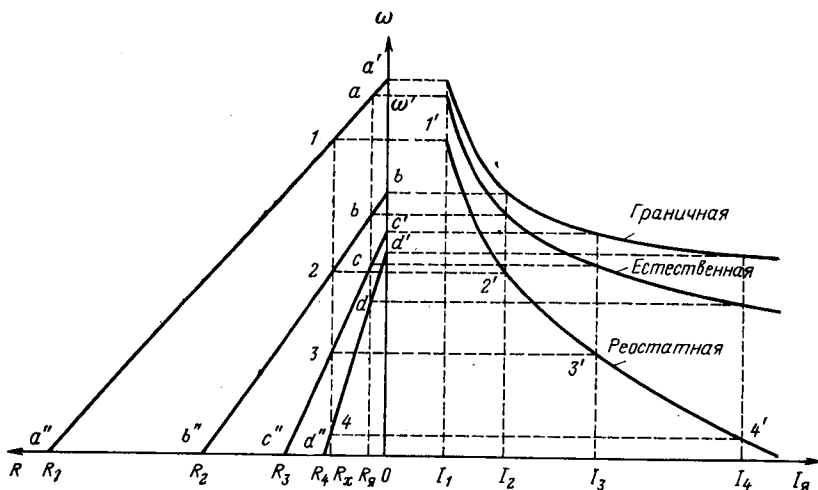


Рис. II.10. Графический способ построения реостатных характеристик двигателя последовательного возбуждения

Аналогично строятся зависимости для произвольных постоянных значений токов  $I_2$ ,  $I_3$  и  $I_4$ .

Для построения реостатной характеристики при любом сопротивлении  $R_x$  якорной цепи двигателя откладывают в соответствующем масштабе величину этого сопротивления по оси абсцисс и проводят вертикальную линию. Ординаты точек 1—4 пересечения этой вертикали с прямыми  $\omega(R)$  представляют собой скорости двигателя на реостатной характеристике при соответствующих нагрузках двигателя. Затем из точек 1—4 проводят горизонтали в первый квадрант до пересечения с вертикальными линиями  $I_H = I_1, \dots, I_H = I_4$  и получают точки 1'—4', принадлежащие реостатной характеристике при сопротивлении цепи якоря  $R_x$ .

Точно так же можно построить граничную характеристику, но для этого нужно принять  $R=0$  и продолжить прямые  $\omega(R)$  для различных токов до оси ординат (точки  $a'$ ,  $b'$ ,  $c'$ ,  $d'$ ). Дальнейшее построение производится аналогично вышеописанному.

## § II.4. Статические характеристики двигателей смешанного возбуждения

Двигатели смешанного возбуждения имеют две обмотки возбуждения (рис. II.11, а). Магнитный поток возбуждения у этих двигателей определяется суммой потоков независимой *ОНВ* и последовательной *ОПВ* обмоток:

$$\Phi = \Phi_{\text{п}} + \Phi_{\text{нез}}, \quad (\text{II.37})$$

где  $\Phi_{\text{нез}}$  — поток независимой обмотки;  
 $\Phi_{\text{п}}$  — то же, последовательной обмотки.

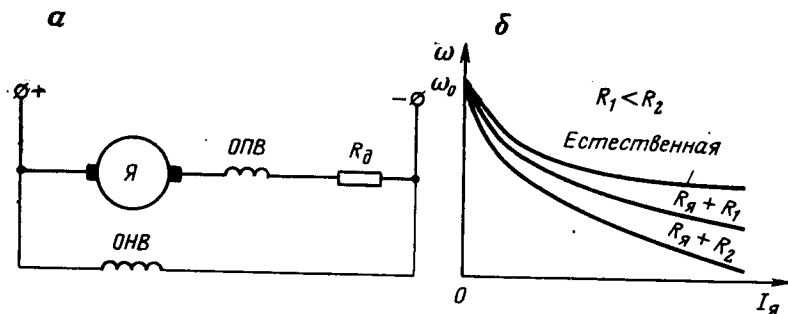


Рис. II.11. Схема включения (а) и электромеханические характеристики (б) двигателя смешанного возбуждения

Момент на валу двигателя определяется взаимодействием тока якоря с потоками независимой и последовательной обмоток, т. е.

$$M = cI_{\text{я}} (\Phi_{\text{нез}} + \Phi_{\text{п}}). \quad (\text{II.38})$$

Двигатели смешанного возбуждения выполняются с насыщенной магнитной системой, так что пропорциональности между током якоря и потоком последовательной обмотки не существует. Аналитическое выражение характеристики сложно для практического применения, поэтому характеристики двигателей смешанного возбуждения строят с помощью универсальных характеристик, т. е. так же, как для двигателей последовательного возбуждения.

Обмотка независимого возбуждения создает магнитный поток, не зависящий от тока якоря, что дает возможность двигателю работать вхолостую с пограничной скоростью

$$\omega_0 = \frac{U_{\text{я}}}{c\Phi_{\text{нез}}}.$$

Последовательная обмотка обеспечивает рост магнитного потока двигателя с увеличением нагрузки, вследствие чего характеристика двигателя становится более мягкой (рис. II.11, б).

Двигатели смешанного возбуждения обычно имеют естественную характеристику с перепадом скорости, равным 15% от  $\omega_0$  — при изменении нагрузки от нуля до номинальной и 5% от  $\omega_0$  —

в диапазоне нагрузки от номинальной до двойной, т. е. значительное падение скорости при малых нагрузках и малое падение — при больших. Это объясняется тем, что при больших значениях потока последовательной обмотки наступает насыщение магнитной системы двигателя и снижение скорости происходит в основном из-за падения напряжения в цепи якоря.

Вследствие нелинейной зависимости магнитного потока двигателя от тока якоря аналитический расчет естественных характеристик обычно не производят; они приводятся в каталогах.

Искусственные характеристики двигателей смешанного возбуждения рассчитывают аналогично характеристикам двигателей последовательного возбуждения.

## § II.5. Тормозные режимы двигателей постоянного тока

При торможении электропривода к валу электродвигателя подводится механическая энергия, которая после перевода двигателя в генераторный режим преобразуется в электрическую и в зависимости от условий работы установки и схемы включения двигателя отдается в сеть (рекуперативное торможение) или рассеивает-

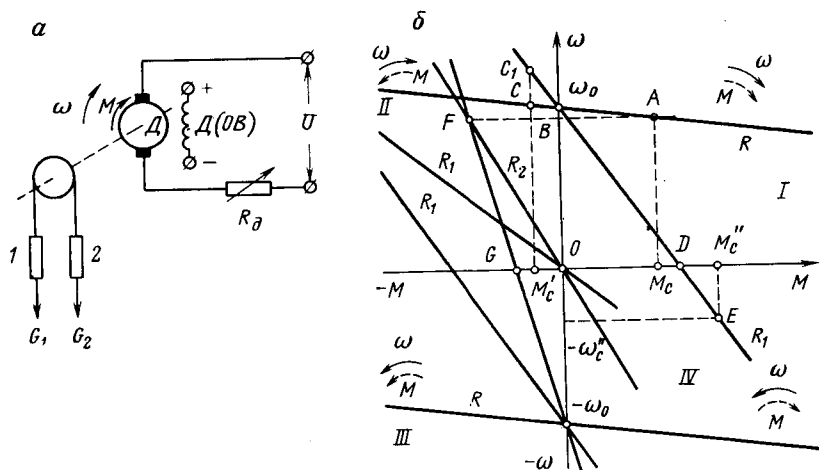


Рис. II.12. Схема соединения двигателя с подъемным механизмом (а) и характеристики двигателя (б) при различных режимах его работы

ся в сопротивлениях цепи якоря (диссипативное торможение, к которому относятся торможение противовключением и динамическое торможение). Рассмотрим способы получения этих режимов.

Пусть на валу двигателя имеется барабан, на который намотан канат с подвешенными на нем грузами 1 и 2 (рис. II.12, а). Предположим, что вес  $G_1$  груза 1 больше веса  $G_2$  груза 2 и что происходит подъем груза 1. Тогда электрический двигатель преодолевает статический момент, созданный разностью весов  $G_1 - G_2$ , и ра-

ботает с моментом  $M_c$  и скоростью  $\omega_c$  в точке  $A$  (рис. II.12, б) своей механической характеристики.

При увеличении веса  $G_2$  статический момент на валу двигателя уменьшится, а скорость увеличится. При  $G_2 = G_1$  момент на валу электродвигателя станет равным нулю, а скорость — равной скорости идеального холостого хода (точка  $B$ ).

При дальнейшем увеличении веса  $G_2$  разность  $G_1 - G_2$  будет отрицательной, статический момент изменит свой знак и начнет действовать в направлении вращения двигателя. Скорость двигателя возрастет и станет больше скорости холостого хода (точка  $C$ ). Поэтому э. д. с. двигателя будет больше приложенного напряжения, и ток в обмотке якоря изменит свое направление, что следует из (II.6). Момент двигателя также станет отрицательным и будет противодействовать движению привода, т. е. будет тормозным.

Если в (II.6) подставить значение тока с отрицательным знаком, то уравнение э. д. с. цепи якоря для этого режима

$$E_{\text{я}} = U + I_{\text{я}} R_{\text{я}}. \quad (\text{II.39})$$

Умножив (II.39) на  $I_{\text{я}}$ , получим

$$E_{\text{я}} I_{\text{я}} = U I_{\text{я}} + I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}}, \quad (\text{II.40})$$

где  $E_{\text{я}} I_{\text{я}}$  — мощность электрической энергии, преобразованной из механической, подведенной со стороны вала;

$U I_{\text{я}}$  — мощность электрической энергии, возвращаемой в сеть;

$I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}}$  — мощность потерь на нагревание сопротивления цепи якоря.

Таким образом, электрическая машина в этом случае работает как генератор, в режиме рекуперативного торможения, преобразуя механическую энергию привода в электрическую и отдавая ее (за вычетом потерь в обмотке якоря) в сеть. Этот режим экономичен, но возможен только при параллельном соединении генератора с сетью и при спуске груза со скоростью выше пограничной.

Характеристики двигателей в рекуперативном режиме прямолинейны и при скорости идеального холостого хода  $\omega_0$ , называемой также пограничной, переходят во второй квадрант, являясь продолжением характеристик двигательного режима. Переход из двигательного режима в рекуперативный и обратно происходит автоматически.

Если теперь увеличивать вес  $G_1$ , то статический момент будет возрастать, а скорость двигателя падать. При некотором значении  $G_1$  и введении в цепь якоря сопротивления привод остановится (точка  $D$  на рис. II.12, б), удерживая груз неподвижным (режим короткого замыкания).

При дальнейшем увеличении веса  $G_1$  статический момент окажется больше момента, развиваемого двигателем, вследствие этого груз  $I$  начнет опускаться, вращая двигатель в направлении, противоположном действию момента двигателя (точка  $E$ ). Поэтому

момент, развиваемый двигателем, будет препятствовать движению привода. Следовательно, он станет тормозным. Такой режим называется противовключением.

В режиме противовключения направление вращения привода изменилось на обратное, а направление потока возбуждения двигателя осталось прежним, поэтому э. д. с. двигателя изменит свое направление. Так как полярность приложенного напряжения на зажимах двигателя не изменилась, то направление э. д. с. будет совпадать с напряжением сети и уравнение электрического равновесия в этом случае будет

$$U = I_{\text{я}} R_{\text{я}} - E_{\text{я}}, \quad (\text{II.41})$$

откуда ток якоря

$$I_{\text{я}} = \frac{U + E_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}.$$

Умножим левую и правую части выражения (II.41) на  $I_{\text{я}}$ :

$$E_{\text{я}} I_{\text{я}} + U I_{\text{я}} = I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}},$$

где  $E_{\text{я}} I_{\text{я}}$  — мощность электрической энергии, преобразованной из механической, подведенной со стороны вала;

$U I_{\text{я}}$  — мощность электрической энергии, подводимой из сети;

$I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}}$  — мощность потерь на нагревание сопротивления цепи якоря.

Таким образом, при торможении противовключением двигатель работает не только в генераторном режиме, преобразуя механическую энергию в электрическую, но и потребляет электрическую энергию из сети. Вся эта энергия рассеивается в виде тепла в сопротивлениях цепи якоря. Такая работа может рассматриваться как последовательное соединение генератора с сетью.

Уравнения электромеханической и механической характеристик для режима противовключения:

$$-\omega = \frac{U - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{c\Phi}, \quad (\text{II.42})$$

$$-\omega = \frac{U}{c\Phi} - M \frac{R_{\text{я}}}{c^2 \Phi^2}. \quad (\text{II.43})$$

Для всех двигателей постоянного тока механические характеристики тормозного режима противовключением являются продолжением характеристик двигательного режима.

Торможение противовключением можно осуществить, если во время работы двигателя изменить полярность напряжения на его якоре или направление тока в обмотке возбуждения, введя в цепь якоря добавочное сопротивление (точка  $F$ ). При статическом моменте  $M_{\text{с}}$  на валу, меньшем вращающего момента двигателя, после снижения скорости до нуля (точка  $G$ ) двигатель из тормозного режима перейдет в двигательный, изменив при этом направление вращения, т. е. произойдет реверсирование привода. Таким образом,

реверсирование привода состоит из двух процессов: тормозного — от начальной скорости до нуля и двигательного — от нулевой скорости до установившейся в обратном направлении.

При отключении двигателя от сети электропривод будет продолжать вращаться за счет запасенной кинетической энергии агрегата или энергии опускаемого груза. Если замкнуть обмотку якоря на сопротивление, то при наличии потока возбуждения двигателя будет работать генератором, преобразуя механическую энергию в электрическую и расходуя ее в замкнутом контуре, электрически не связанном с сетью. Момент двигателя будет тормозным. Такой режим работы электропривода называется *динамическим торможением*.

Так как при динамическом торможении двигатель отключается от сети, уравнение э. д. с. цепи якоря будет

$$E_{\text{я}} = 0 + I_{\text{я}} R_{\text{я}} \text{ или } c\Phi\omega = I_{\text{я}} R_{\text{я}}. \quad (\text{II.44})$$

Умножив это равенство на  $I_{\text{я}}$ , получим

$$I_{\text{я}} E_{\text{я}} = I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}}, \quad (\text{II.45})$$

где  $I_{\text{я}}$ ,  $E_{\text{я}}$  — мощность электрической энергии, преобразованной из механической, подводимой со стороны вала;

$I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}}$  — мощность потерь на нагрев сопротивлений в замкнутом контуре цепи якоря.

Таким образом, двигатель в данном режиме работает генератором, преобразуя механическую энергию в электрическую и расходуя ее в замкнутом контуре, электрически не связанном с сетью.

Уравнения электромеханической и механической характеристик для режима динамического торможения:

$$\omega = \frac{I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{c\Phi}; \quad (\text{II.46})$$

$$\omega = \frac{M R_{\text{я}}}{c^2 \Phi^2}. \quad (\text{II.47})$$

Из этих выражений следует, что ток и момент при снижении скорости уменьшаются, и, когда скорость равна нулю, ток и момент также равны нулю. Поэтому динамическое торможение не позволяет затормозить привод до полной остановки.

При динамическом торможении ток в цепи якоря изменяет направление на обратное и магнитный поток последовательной обмотки двигателей смешанного возбуждения становится размагничивающим. Чтобы избежать этого, последовательную обмотку в этом режиме шунтируют.

Динамическое торможение может быть с постоянным потоком (динамическое торможение с независимым возбуждением) или меняющимся при изменении скорости потоком (динамическое торможение с самовозбуждением).

При динамическом торможении с независимым возбуждением обмотка возбуждения подключается к сети (рис. II.13,а) и двигатель работает как генератор с постоянным магнитным потоком, по-

этому тормозные характеристики согласно (II.46) и (II.47) представляют собой проходящие через начало координат прямые (прямая 1 на рис. II.13, в), наклон которых к оси абсцисс определяется сопротивлением цепи якоря. Так как обмотка возбуждения двига-

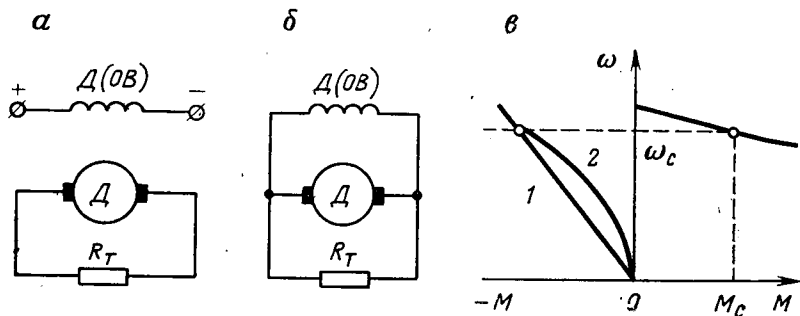


Рис. II.13. Схемы включения (а, б) и характеристики (в) двигателя независимого возбуждения в режиме динамического торможения: 1 — при торможении с независимым возбуждением; 2 — при торможении с самовозбуждением.

телей последовательного возбуждения обладает незначительным сопротивлением, то для ограничения тока она подключается к сети через добавочное сопротивление.

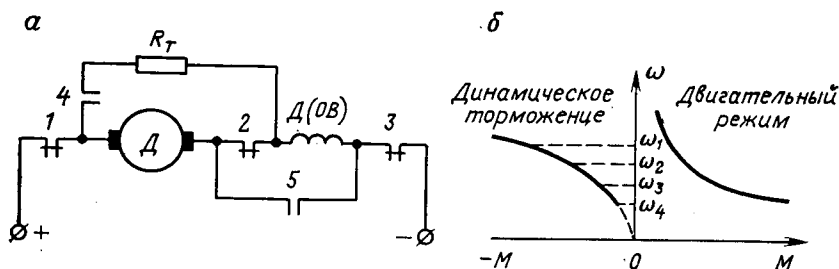


Рис. II.14. Схема включения (а) и характеристики (б) двигателя последовательного возбуждения в режиме динамического торможения.

Достоинством динамического торможения с независимым возбуждением является возможность плавного торможения. С энергетической стороны мощность возбуждения двигателей независимого возбуждения составляет 0,5—3,0% от мощности двигателя, а у двигателей последовательного возбуждения для получения достаточного тормозного момента по обмотке возбуждения должен протекать ток номинального значения двигателя, так что мощность возбуждения почти равна номинальной мощности двигателя. Другим недостатком этого способа динамического торможения является то, что при исчезновении напряжения в сети исчезает магнитный поток и тормозной момент становится равным нулю. Во избежа-

ние этого применяют динамическое торможение с самовозбуждением.

При динамическом торможении с самовозбуждением обмотка возбуждения отключается от сети и присоединяется к якору. Независимая обмотка возбуждения подключается вместе с тормозным сопротивлением параллельно якору (рис. II.13, б), а последовательная обмотка возбуждения подключается последовательно с тормозным сопротивлением  $R_T$  (рис. II.14, а). Двигатель превращается в генератор с самовозбуждением: в первом случае — параллельного, а во втором — последовательного возбуждения.

При параллельном подключении обмотки возбуждения токи в цепях возбуждения и тормозного сопротивления распределяются обратно пропорционально сопротивлениям этих цепей, т. е.

$$\frac{I_B}{I_T} = \frac{R_T}{R_B}.$$

Если тормозное сопротивление постоянно, то изменение величины этих токов происходит совершенно одинаково. Это позволяет рассматривать процесс самовозбуждения в динамическом режиме в общем виде независимо от системы возбуждения двигателя.

При подключении обмотки возбуждения к зажимам якора и наличии э. д. с. от остаточного магнетизма по этой обмотке потечет незначительный ток. Если направление тока будет таким, что магнитный поток, создаваемый им, направлен согласно с потоком остаточного намагничивания, то машина начнет самовозбуждаться.

Так как в тормозном режиме ток в обмотке якора изменяет направление по сравнению с двигательным режимом, то во избежание размагничивания полюсов машины направление тока в обмотке возбуждения следует оставить прежним, переключив полярность обмотки возбуждения. Для этого в схеме включения двигателей последовательного возбуждения (рис. II.14, а) нужно разомкнуть контакты 1, 2, 3 и замкнуть 4 и 5.

Уравнение равновесия э. д. с. цепей якора и возбуждения в процессе самовозбуждения генератора последовательного возбуждения, пренебрегая сопротивлением и индуктивностью обмотки якора, имеет вид

$$E_{\text{я}} = i_B R_B + L_B \frac{di_B}{dt},$$

где  $R_B$  — сопротивление цепи возбуждения;

$L_B$  — индуктивность цепи возбуждения;

$i_B$  — ток возбуждения.

Самовозбуждение происходит только тогда, когда э. д. с. якора  $E_{\text{я}}$ , определяемая величиной магнитного потока и скоростью, будет больше падения напряжения в цепи самовозбуждения.

При постоянной скорости вращения двигателя э. д. с. в функции тока возбуждения изображается кривой холостого хода (кривая 1,



рис. II.15), а падение напряжения  $i_b R_b$  в зависимости от тока возбуждения — прямой 2. Из-за наличия остаточного намагничивания кривая холостого хода не выходит из начала координат. Угол наклона прямой  $i_b R_b$  зависит только от величины общего сопротивления цепи возбуждения. Отрезки ординат между кривой 1 и прямой 2 соответствуют  $L_b \frac{di_b}{dt}$  и служат мерой интенсивности процесса самовозбуждения. При пересечении кривой 1 и прямой 2 (точка а)

$$E_a = i_a R_b,$$

следовательно,

$$L_b = \frac{di_b}{dt} = 0,$$

т. е.

$$\frac{di_b}{dt} = 0.$$

Таким образом, в точке пересечения характеристики холостого хода и вольтамперной характеристики  $i_b R_b = f(i_b)$  возбуждения

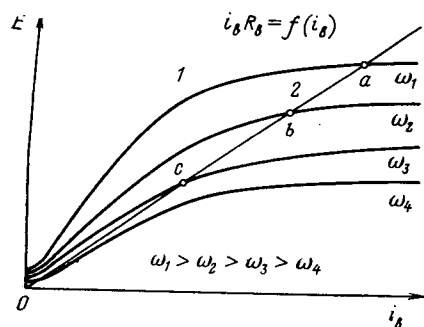


Рис. II.15. График для определения возможной области динамического торможения с самовозбуждением

процесс самовозбуждения прекращается и двигатель работает с установившимся током в цепи возбуждения. Так как фактически при тормозном режиме происходит уменьшение скорости, то при некоторой скорости вращения  $\omega_4$  характеристики  $E = f(i_b)$  и  $i_b R_b = f(i_b)$  не пересекаются и динамическое торможение невозможно из-за нарушения условий самовозбуждения.

Процесс самовозбуждения машины происходит весьма быстро, что приводит к возникновению больших тормозных моментов и, следовательно, значительных динамических нагрузок в элементах рабочей машины. Тормозной момент пропорционален произведению тока на магнитный поток, поэтому со снижением скорости момент уменьшается быстрее, чем скорость, т. е. тормозной эффект с уменьшением скорости резко падает, т. е. тормозной эффект с уменьшением скорости резко падает, а при скорости ниже критической тормозной эффект исчезает (см. рис. II.14, б). Сравнивая характеристики динамического торможения при независимом возбуждении и самовозбуждении (прямая 1 и кривая 2 на рис. II.13, б), видим, что тормозной эффект в первом случае больше, чем во втором. Поэтому динамическое торможение с самовозбуждением применяется преимущественно как аварийное торможение в случае исчезновения напряжения питающей сети.

## § II.6. Пусковые и перегрузочные свойства двигателей постоянного тока

Статические механические характеристики двигателей определяют поведение электропривода в установившихся режимах и являются одним из основных критериев при выборе типа двигателя. Для сравнения на рис. II.16, *а* показаны электромеханические характеристики двигателей постоянного тока независимого, последовательного и смешанного возбуждения, на рис. II.16, *б* — график зависимости вращающего момента двигателя от тока якоря.

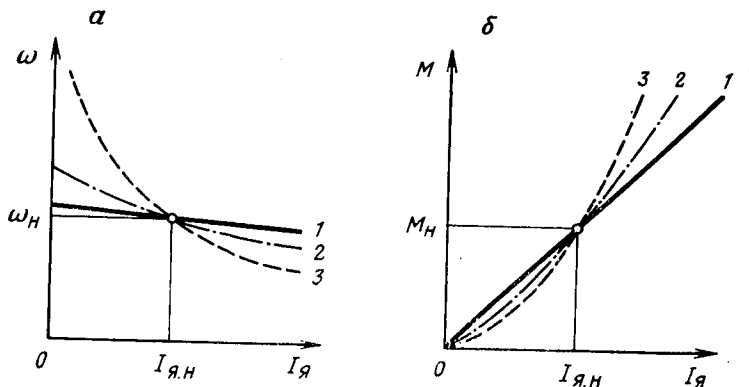


Рис. II.16. Характеристики двигателей постоянного тока:  
1 — независимого возбуждения; 2 — смешанного возбуждения; 3 — последовательного возбуждения.

Однако практическая возможность работы двигателя на этих характеристиках ограничена максимально допустимыми напряжением между коллекторными пластинами, реактивной э. д. с. и механической нагрузкой на элементы электрической машины.

Для машин постоянного тока в большинстве случаев ограничивающим фактором является сохранение качества коммутации на коллекторе, обеспечивающего нормальную эксплуатацию машины. Так как условия коммутации определяются значениями реактивной э. д. с. в коммутируемых секциях якорной обмотки и напряжения между коллекторными пластинами, величина которых зависит от тока якоря и его скорости вращения, то предельную нагрузку двигателя определяют величиной максимального допустимого рабочего тока  $I_{\text{я.доп}}$  при номинальной скорости вращения.

*Перегрузочной способностью* машин постоянного тока называют отношение максимального допустимого рабочего тока к номинальному:  $\gamma_i = I_{\text{я.доп}} / I_{\text{я.н}}$ .

Так как реактивная э. д. с. для конкретного двигателя пропорциональна скорости его вращения, то при увеличении скорости сверх номинальной ослаблением магнитного потока главных полюсов максимальный допустимый ток двигателя должен быть уменьшен, т. е. перегрузочная способность машины понижена. При этом

ориентировочно можно определять допустимый максимальный ток по выражению  $I'_{я, доп} = I_{я, доп} \omega_n / \omega$ .

У двигателей независимого возбуждения максимальный рабочий ток не должен превышать кратковременно значений  $I_{я, доп} = (2 \div 3) \cdot I_{я, н}$ , а у двигателей последовательного возбуждения  $I_{я, доп} = (2,5 \div 3,5) I_{я, н}$ .

Вследствие того, что мгновенное значение реактивной э. д. с. пропорционально производной тока якоря по времени, в режимах работы с быстрым изменением тока якоря ограничивают скорость его нарастания во избежание ухудшения процесса коммутации. Обычно допустимую скорость нарастания тока  $dI/dt$  выражают через номинальный ток. Для двигателей общепромышленного применения допустимая скорость изменения тока якоря  $(10 \div 20) I_{я, н} / с$ .

Так как вращающий момент двигателей независимого возбуждения при неизменном магнитном потоке пропорционален току якоря, то их максимальный вращающий момент не должен быть больше  $M_{max} = (2 \div 3) M_n$ , т. е. перегрузочная способность по моменту равна перегрузочной способности по току:  $\lambda_m = M_{max} / M_n \lambda_i$ .

Начальный пусковой момент, развиваемый электродвигателем при включении его для пуска, не должен превышать максимального допустимого значения, т. е.  $M_n \leq M_{max}$ .

У двигателей последовательного возбуждения вращающий момент нелинейно зависит от тока якоря. Поэтому перегрузочная способность по моменту  $\lambda_m$  у них не равна перегрузочной способности по току. При  $\lambda_i = 2,5 \div 3,5$  величина  $\lambda_m = 3,0 \div 5,5$ . Таким образом, при пуске двигателя последовательного возбуждения его пусковой момент может достигать величин  $M_n = M_{max} = (3 \div 5,5) M_n$ .

Следовательно, при одинаковых значениях номинального тока пусковые и перегрузочные свойства двигателей последовательного возбуждения выше, чем у двигателей независимого возбуждения. Это обусловило их применение для машин и установок с тяжелыми условиями пуска, требующими значительного начального пускового момента, например для электровозов.

Двигатели смешанного возбуждения занимают по пусковым и перегрузочным свойствам промежуточное положение между указанными выше типами двигателей.

## § II.7. Механические и электромеханические характеристики асинхронных двигателей

Для анализа рабочих свойств асинхронного двигателя воспользуемся упрощенной схемой замещения двигателя с вынесенным на зажимы статора намагничивающим контуром (рис. II.17).

Для такой эквивалентной схемы общее сопротивление

$$z = \sqrt{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + x_k^2}, \quad (\text{II.48})$$

где  $r_1$  — активное сопротивление фазы статора;

$r'_2$  — активное сопротивление фазы ротора, приведенное к напряжению и частоте статора;

$x_K = x_1 + x'_2$  — индуктивное сопротивление короткого замыкания;

$s$  — скольжение асинхронного двигателя.

Ток, проходящий по двигателю, без учета тока намагничивания равен току ротора, приведенному к обмотке статора, т. е.

$$I_1 = I'_2 = \frac{U_1}{z} = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r'_2}{s}\right)^2 + x_K^2}} \quad (\text{II.49})$$

Это выражение устанавливает зависимость между током двигателя и его скольжением и представляет собой уравнение электро-механической характеристики асинхронного двигателя, так как скорость вращения двигателя и его скольжение связаны выражением  $\omega = \omega_0(1-s)$ , где  $\omega_0$  — синхронная скорость поля статора двигателя.

При  $s=0$  ток ротора равен нулю, а при  $s=1$  — току короткого замыкания.

Активная мощность, потребляемая из сети двигателем, без учета потерь в стали

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi'_1 = \frac{3U_1^2(r_1 + r'_2/s)}{z^2}, \quad (\text{II.50})$$

где

$$\cos \varphi'_1 = \frac{r_1 + r'_2/s}{z}. \quad (\text{II.51})$$

Эта активная мощность состоит из мощности потерь в статоре и мощности, передаваемой ротору.

Потери в статоре

$$\Delta P_1 = 3I_1^2 r_1 = 3 \frac{U_1^2 r_1}{z^2}, \quad (\text{II.52})$$

и мощность, передаваемая ротору,

$$P_{\text{эм}} = P_1 - \Delta P_1 = \frac{3U_1^2 r'_2}{z^2 s} = \frac{3U_1^2 r'_2 s}{(r_1 s + r'_2)^2 + x_K^2 s^2}. \quad (\text{II.53})$$

Электромагнитный момент, развиваемый двигателем,

$$M = \frac{P_{\text{эм}}}{\omega_0} = \frac{3U_1^2 r'_2 s}{\omega_0 [(r_1 s + r'_2)^2 + (x_K s)^2]}, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (\text{II.54})$$

Это выражение представляет собой уравнение механической характеристики асинхронного двигателя, так как устанавливает зави-

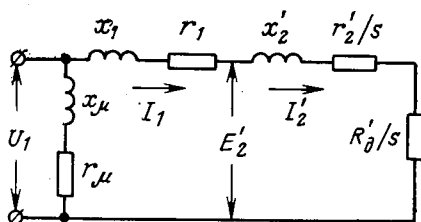


Рис. II.17. Упрощенная схема замещения асинхронного двигателя

симось между скольжением и моментом, а следовательно, между скоростью и моментом. Из него видно, что электромагнитный момент асинхронного двигателя является сложной функцией скольжения. Для нахождения максимального значения электромагнитного момента нужно взять производную от момента по скольжению и приравнять ее нулю. Из полученного выражения можно определить скольжение, при котором момент имеет максимальное значение. Это скольжение называется *критическим*:

$$s_{кр} = \pm \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}}. \quad (\text{II.55})$$

Знак плюс соответствует двигательному режиму, а минус — генераторному.

При скольжении, большем критического, момент двигателя снижается, что объясняется значительным увеличением реактивной и уменьшением активной составляющих тока.

Момент двигателя, соответствующий критическому скольжению  $s_{кр}$ , называют критическим моментом  $M_{кр}$ . Его можно определить, если подставить в (II.54) значение критического скольжения из (II.55):

$$M_{кр} = \frac{3U_1^2}{2\omega_0(r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_k^2})}, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (\text{II.56})$$

Знак плюс соответствует двигательному режиму работы, а минус — генераторному.

Момент двигателя при  $s=1$  называется *начальным* или *пусковым моментом*:

$$M_{п} = \frac{3U_1^2 r'_2}{\omega_0[(r_1 + r'_2)^2 + x_k^2]}, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (\text{II.57})$$

Активное сопротивление статора  $r_1$  у двигателей средней и большой мощности (более 10—15 кВт) значительно меньше индуктивного сопротивления короткого замыкания  $x_k$ , поэтому для этих двигателей его можно не учитывать.

Тогда уравнения электромеханической и механической характеристик примут вид:

$$I_1 = I'_2 = \frac{U_1 s}{\sqrt{(r'_2)^2 + (x_k s)^2}}, \text{ А}; \quad (\text{II.58})$$

$$M = \frac{3U_1^2 r'_2 s}{\omega_0 [(r'_2)^2 + (x_k s)^2]}, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (\text{II.59})$$

Значения критического и пускового моментов:

$$M_{кр} = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 x_k}, \text{ Н} \cdot \text{м}; \quad (\text{II.60})$$

$$M_{п} = \frac{3U_1^2 r'_2}{\omega_0 [(r'_2)^2 + x_k^2]}, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (\text{II.61})$$

Критическое скольжение  $s_{кр}$  в этом случае будет

$$s_{кр} = \pm \frac{r'_2}{x_k}. \quad (II.62)$$

Для построения механической характеристики асинхронного двигателя по приведенным аналитическим выражениям необходимо знать параметры двигателя, отсутствующие в каталогах. Поэтому для практических расчетов удобно момент двигателя представлять в долевых единицах по отношению к критическому моменту. Разделив (II.54) на (II.56) и учитывая (II.55), можно найти

$$\frac{M}{M_{кр}} = \frac{2 + \alpha s_{кр}}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} + \alpha s_{кр}}, \quad (II.63)$$

откуда

$$M = M_{кр} \frac{2 + \alpha s_{кр}}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} + \alpha s_{кр}}, \text{ Н} \cdot \text{м}, \quad (II.64)$$

где  $\alpha = 2 r_1 / r'_2$ .

Разделив правую и левую части равенства на  $M_n$ , получим уравнение механической характеристики асинхронного двигателя в относительных единицах

$$M^* = \frac{\lambda (2 + \alpha s_{кр})}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} + \alpha s_{кр}}, \quad (II.65)$$

где  $\lambda = M_{кр} / M_n$  — кратность критического момента или перегрузочная способность двигателя.

Выражения (II.64) и (II.65) представляют уточненные уравнения механической характеристики асинхронного двигателя.

Пренебрегая сопротивлением статора  $r_1$ , получим упрощенные уравнения механической характеристики

$$M = \frac{2M_{кр}}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s}}, \text{ Н} \cdot \text{м} \quad (II.66)$$

или в относительных единицах

$$M^* = \frac{2\lambda}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s}}. \quad (II.67)$$

Приведенные выражения позволяют рассчитать механическую характеристику асинхронного двигателя в функции скольжения или скорости. Для этого по паспортным данным электродвигателя необходимо определить номинальное скольжение и вычислить значение критического скольжения. На рис. II.18, а показан гра-

фик зависимости  $\omega(M)$ , на котором отмечены точки  $M_H$  и  $\omega_H$ ,  $M_{кр}$  и  $s_{кр}$ .

Для построения электромеханической характеристики  $I'_2(s)$  по каталожным данным выполним следующие преобразования. Подставим в (II.54) вместо  $V_1$  его значение из (II.49)

$$M = \frac{3I_2'^2 r_2'}{\omega_0 s}. \quad (II.68)$$

Заменив в полученном выражении электромагнитный момент его значением из (II.64), получим для приведенного тока ротора

$$I_2' = \sqrt{\frac{M_{кр} (2 + \alpha s_{кр}) \omega_0 s}{3r_2' \left( \frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} + \alpha s_{кр} \right)}}. \quad (II.69)$$

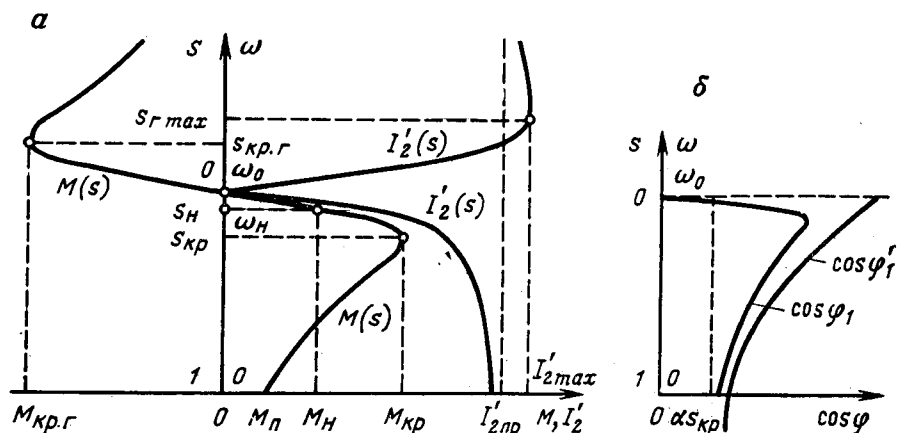


Рис. II.18. Характеристики асинхронного двигателя с фазным ротором:  
а — механическая и электромеханическая; б — зависимость коэффициента мощности от скорости

Согласно (II.68) при номинальном скольжении  $s=s_H$

$$I_{2H}' = \sqrt{\frac{M_H \omega_0 s_H}{3r_2'}}. \quad (II.70)$$

Разделив (II.69) на (II.70), получим уравнение электромеханической характеристики

$$I_2' = I_{2H}' \sqrt{\frac{\lambda (2 + \alpha s_{кр})}{s_H \left( \frac{1}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s^2} + \frac{\alpha s_{кр}}{s} \right)}}. \quad (II.71)$$

или в относительных единицах

$$I_2'^* = \frac{I_2'}{I_{2H}'} = \sqrt{\frac{\lambda (2 + \alpha s_{кр})}{s_H \left( \frac{1}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s^2} + \frac{\alpha s_{кр}}{s} \right)}}. \quad (II.71a)$$

Полученные выражения справедливы и для неприведенного тока ротора. Из них следует, что с увеличением скольжения  $s$  двигателя ток ротора монотонно возрастает и при  $s \rightarrow \infty$  достигает предельного значения

$$I'_{2\text{пр}} = \sqrt{\frac{\lambda(2 + \alpha s_{\text{кр}})s_{\text{кр}}}{s_{\text{н}}}}. \quad (\text{II.72})$$

Если пренебречь сопротивлением статора, т. е. принять  $\alpha s_{\text{кр}} = 0$ , можно получить упрощенные выражения для приведенного тока ротора

$$I'_2 = I'_{2\text{н}} \sqrt{\frac{2\lambda}{s_{\text{н}} \left( \frac{1}{s_{\text{кр}}} + \frac{s_{\text{кр}}}{s^2} \right)}} \quad (\text{II.73})$$

и предельного его значения

$$I'_{2\text{пр}} = \sqrt{\frac{2\lambda s_{\text{кр}}}{s_{\text{н}}}}. \quad (\text{II.74})$$

При скольжении  $s < 0$  электрохимическая характеристика имеет максимум со значением приведенного тока  $I'_{2\text{max}} = U_1/x_{\text{к}}$  при скольжении

$$s_{\text{г max}} = -\frac{r'_2}{r_1} = -\frac{2}{\alpha}, \quad (\text{II.75})$$

а при  $s < s_{\text{г max}}$  ток уменьшается, стремясь к  $I'_{2\text{пр}}$  (см. рис. II.18, а). Для двигателей большой мощности, у которых  $\alpha \approx 0$ , значение  $s_{\text{г max}} \rightarrow \infty$  и ток изменяется монотонно. Однако при равных величинах абсолютных значений скольжений ток ротора в генераторном режиме больше тока в двигательном режиме.

Для приближенного определения тока статора двигателя можно использовать выражение

$$I_1 = \sqrt{I_{\mu}^2 + I_2'^2 \left( 1 + 2a \sqrt{1 - \frac{\alpha^2 s_{\text{кр}}^2}{4}} \right)},$$

где  $a = I_{\mu}/I'_{2\text{пр}}$ .

Для наиболее распространенных двигателей величина  $a = 0,11 \div 0,13$ , а  $I_{\mu} = (0,4 \div 0,8) I'_{2\text{н}}$ .

Если пренебречь сопротивлением статора, то

$$I_1 = \sqrt{I_{\mu}^2 + I_2'^2 (1 + 2a)}.$$

Часть механической характеристики от скольжения  $s=0$  до критического  $s_{\text{кр}}$  называется рабочей; на ней работает двигатель в установившемся режиме. Другая часть характеристики от  $s_{\text{кр}}$  до  $s \geq 1$  называется нерабочей, так как на этом участке ток двигателя возрастает, что приводит к повышенному нагреву его обмоток. Кроме того, для большинства механизмов на этом участке не обеспечивается статическая устойчивость привода (см. § 1.4).



Приведенные формулы механической характеристики справедливы для двигателей с постоянными параметрами роторной цепи, к которым можно отнести двигатель с фазным ротором.

При переменных параметрах роторной цепи, например у двигателей с короткозамкнутым ротором, действительные механические характеристики отличаются от расчетных. Поэтому для таких двигателей приведенными формулами можно пользоваться тогда, когда не требуется большой точности расчета. В остальных случаях необходимо использовать заводские или экспериментально снятые механические характеристики.

В большинстве случаев работа асинхронного двигателя происходит в пределах скольжения от  $s=0$  до  $s=s_{кр}$ . При этом отношение  $s/s_{кр}$  в 8—10 раз меньше  $s_{кр}/s$ , и им в уравнении (II.67) можно пренебречь. Тогда вращающий момент двигателя будет линейно зависеть от скольжения:

$$M=2M_{кр} \frac{s}{s_{кр}}. \quad (II.76)$$

Для номинального режима формула (II.76) примет вид

$$M_n=2M_{кр} \frac{s_n}{s_{кр}}. \quad (II.76a)$$

Разделив (II.76) на (II.76a) и решив относительно  $M$ , получим

$$M=\frac{M_n}{s_n} s, \quad (II.77)$$

т. е. момент двигателя пропорционален его скольжению. Таким образом, для рабочего диапазона нагрузки двигателя механическую характеристику можно построить по двум точкам: синхронной скорости, когда  $M=0$ , и номинальной скорости, когда  $M=M_n$ .

При работе двигателя с моментом, близким к критическому, принимать механическую характеристику линейной не следует, так как это приводит к значительным ошибкам.

Построение естественных механических характеристик асинхронных двигателей может производиться как по уточненной формуле (II.65), так и по приближенной (II.67).

Приближенная формула выведена без учета сопротивления обмотки статора, что приводит к некоторой неточности, которая для двигателей средней и большой мощности незначительна. Поэтому для практических целей применяют приближенную формулу. Для двигателей же малой мощности необходимо учитывать сопротивление обмотки статора, т. е. нужно пользоваться уточненной формулой.

Для построения механических характеристик двигателей с фазным ротором все требуемые величины, за исключением критического скольжения и значения  $\alpha$ , приводятся в каталогах.

Критическое скольжение  $s_{кр}$  можно определить из уравнения механической характеристики (II.65), приняв  $M=M_H$  и  $s=s_H$ :

$$1 = \frac{\lambda(2 + \alpha s_{кр})}{\frac{s_H}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s_H} + \alpha s_{кр}}.$$

Решая это уравнение относительно  $s_{кр}$ , получим

$$s_{кр} = \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1 - \alpha s_H + \lambda \alpha s_H}}{1 + \alpha s_H - \lambda \alpha s_H} s_H. \quad (\text{II.78})$$

Если не учитывать сопротивления обмотки статора ( $\alpha=0$ ), уравнение (II.78) примет вид

$$s_{кр} = s_H (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}). \quad (\text{II.79})$$

Для определения величины  $\alpha$  необходимо знать активные сопротивления фазы статора  $r_1$  и ротора  $r_2$ . Если не учитывать сопротивления щеток и колец, то, используя паспортные данные двигателя, активное сопротивление фазы обмотки ротора может быть определено по формуле

$$r_2 = R_{2H} s_H = \frac{E_{2H} s_H}{\sqrt{3} I_{2H}}. \quad (\text{II.80})$$

В расчетные формулы входят сопротивления обмотки ротора, приведенные к обмотке статора:

$$r'_2 = r_2 k^2; \quad x'_2 = x_2 k^2,$$

где  $k = U_1/E_2$  — коэффициент трансформации двигателя.

При точных расчетах учитывают сопротивления щеток и колец, принимая падение напряжения на них около 1 В.

Внутреннее сопротивление цепи фазы статора состоит из активного  $r_1$  и индуктивного  $x_1$  сопротивлений.

Для двигателя с фазным ротором можно считать с погрешностью до 25—30%, что активное сопротивление обмотки статора равно приведенному сопротивлению обмотки ротора, т. е.  $r_1 \approx r'_2$ .

Энергетические показатели асинхронного двигателя в отличие от двигателей постоянного тока определяются не только его коэффициентом полезного действия, но и коэффициентом мощности.

К. п. д. роторной цепи определяется отношением механической мощности  $P_M = M\omega$  к электромагнитной мощности  $P_{эм} = M\omega_0$ , передаваемой статором, т. е.

$$\eta_2 = \frac{P_M}{P_{эм}} = \frac{\omega}{\omega_0} = 1 - s.$$

Следовательно, с увеличением скольжения к. п. д. роторной цепи уменьшается.

К. п. д. двигателя без учета потерь в контуре намагничивания определяется отношением активной мощности двигателя и механической мощности на валу:

$$\eta = \frac{P_M}{P_{1A}} = \frac{3I_2'^2 r_2' (1-s)}{s} \frac{1}{3I_2' (r_1 + r_2'/s)} = \frac{2(1-s)}{2 + \alpha s}.$$

В полученном выражении не учтены потери от перемagnичивания стали, от высших гармонических составляющих и механические потери. Поэтому оно дает приближенное значение к. п. д. двигателя.

Коэффициент мощности без учета контура намагничивания представляет собой отношение активного к полному сопротивлению двигателя:

$$\cos \varphi'_1 = \frac{r_1 + r'_2/s}{\sqrt{(r_1 + r'_2/s)^2 + x_K^2}}.$$

Если воспользоваться формулой (II.55), выражение для коэффициента мощности двигателя можно представить в виде

$$\cos \varphi'_1 = \frac{s_{\text{кр}}(2 + \alpha s)}{2 \sqrt{s^2 + \alpha s s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}^2}}.$$

Отсюда следует, что  $\cos \varphi'_2$  уменьшается при возрастании скольжения и при  $s \rightarrow \infty$  его величина равна  $\cos \varphi'_{1\text{min}} = \alpha s_{\text{кр}}$  (см. рис. II.18, б).

Зависимость коэффициента мощности двигателя от скольжения с учетом реактивной мощности намагничивающего контура имеет более сложный вид;

$$\cos \varphi_1 = \frac{s s_{\text{кр}}(2 + \alpha s)}{2 \sqrt{[a^2 s_{\text{кр}}^2 (1 + \alpha s) + s^2 (1 + 2a)](s^2 + \alpha s s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}^2)}}.$$

Из этого выражения видно, что при  $s=0$  значение  $\cos \varphi_1 = 0$ .

## § II.8. Тормозные режимы асинхронных двигателей

Асинхронный двигатель может работать в трех тормозных режимах: рекуперативном, противовключения и динамическом.

Режим рекуперативного торможения. В этом режиме скорость ротора асинхронного двигателя выше синхронной скорости ( $\omega > \omega_0$ ), поэтому скольжение будет отрицательным:

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} < 0.$$

Активная мощность при этом, согласно выражению (II.53), изменит свой знак, т. е. будет отдаваться в сеть. Следовательно, машина будет работать в генераторном режиме, при котором подведенная к валу электрической машины механическая энергия преобразуется в электрическую.

Реактивная мощность при этом будет

$$P_p \approx 3U_1 I'_2 \sin \varphi, \quad (\text{II.81})$$

где

$$\sin \varphi = \frac{x_K s}{\sqrt{(r_1 s + r'_2)^2 + (x_K s)^2}}. \quad (\text{II.82})$$

Подставляя в (II.81) значения  $I_2$  из (II.58) и  $\sin\varphi$  из (II.82), получим

$$P_p = \frac{3U_1^2 x_K s^2}{(r_1 s + r_2')^2 + (x_K s)^2}. \quad (\text{II.83})$$

Так как в выражении (II.83) скольжение входит в квадрате, то реактивная мощность сохраняет свой знак независимо от режима работы. Это означает, что характер реактивной нагрузки асинхронного двигателя в двигательном и, рекуперативном режимах не изменяется, т. е. остается индуктивным.

Абсолютное значение критического скольжения согласно (II.55) будет точно таким же, как и в двигательном режиме, но знак его будет отрицательным.

Так как в двигательном режиме мощность потерь в активном сопротивлении обмотки статора покрывается за счет энергии из сети, а при рекуперативном режиме — за счет механической энергии, подведенной к валу двигателя, то критический момент на валу двигателя при одинаковой мощности на зажимах двигателя в рекуперативном режиме будет больше, чем в двигательном режиме (II.56). Если пренебречь потерями в обмотке статора и считать  $r_4 = 0$ , критические моменты для обоих режимов будут равны.

Уравнение механической характеристики (II.65) для рекуперативного и для двигательного режимов одно и то же. Тормозные характеристики являются продолжением характеристик двигательного режима и располагаются в II квадранте на рис. II.19. Для перехода из двигательного режима в рекуперативный не требуется производить переключений в цепи статора. Этот режим возникает при приложении к валу двигателя внешнего механического момента, направленного в сторону вращения магнитного поля статора, под действием которого скорость вращения ротора становится выше поля, т. е. при  $s < 0$ .

Из уравнения электромеханической характеристики (II.71) следует, что в генераторном режиме при  $s < 0$  приведенный ток ротора имеет максимум. Скольжение  $s_{r \max}$ , соответствующее этому току, является границей рекуперативного тормозного режима, так как

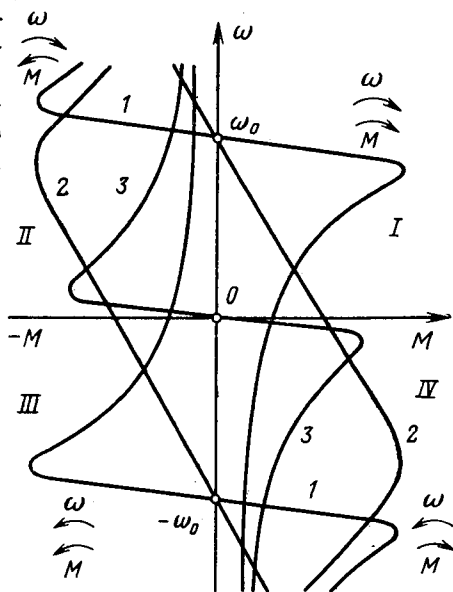


Рис. II.19. Механические характеристики асинхронного двигателя в тормозных режимах:

1 — рекуперативное торможение; 2 — противобуксовочное; 3 — динамическое торможение

при этом активная составляющая тока становится равной нулю и рекуперация энергии в сеть прекращается.

При скольжении  $s < s_{г\max}$  ток уменьшается, стремясь к значению, равному предельному току  $I'_{2пр}$  двигательного режима. В этом случае имеет место режим динамического торможения. При этом механическая энергия, подводимая к валу машины, преобразуется в электрическую энергию, которая рассеивается в электрических цепях машины, не передаваясь в сеть.

Для двигателей большой мощности, у которых  $r_1 \approx 0$ , величина  $s_{г\max} \rightarrow \infty$ . Поэтому рекуперативный режим таких машин возможен практически при любых допустимых скоростях вращения ротора.

**Режим противовключения.** В этом режиме ротор двигателя вращается в сторону, противоположную направлению вращения магнитного потока статора, поэтому скольжение становится больше единицы:

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

Вследствие этого э. д. с. ротора больше, чем при неподвижном роторе, и ток ротора превышает ток короткого замыкания. Момент двигателя при этом меньше начального пускового вследствие увеличения реактивного сопротивления обмотки ротора из-за возрастания частоты тока ротора.

Мощность на валу

$$P_m = M\omega = M\omega_0(1-s)$$

в режиме противовключения, так как скольжение больше единицы, т. е. асинхронная машина преобразует подводимую к валу механическую энергию в электрическую, работая как генератор.

Одновременно из сети потребляется электрическая энергия. При этом электромагнитная мощность, передаваемая полем статора.

$$P_{эм} = M\omega_0.$$

Следовательно, в цепи ротора расходуется энергия, равная сумме преобразованной из механической и передаваемой через магнитное поле, выделяясь в виде тепла, нагревающего машину.

Так как уравнение механической характеристики является общим для рассмотренных режимов работы асинхронной машины, то механические характеристики режима противовключения являются продолжением характеристик двигательного режима при  $s > 1$  (или  $\omega < 0$ ) и располагаются во II и IV квадрантах (кривые 2 на рис. II.19). Расчет этих характеристик может быть произведен с помощью выражений (II.65) и (II.67). Для ограничения тока в режиме противовключения в цепь ротора включают добавочное активное сопротивление.

**Динамическое торможение.** В этом режиме для создания магнитного потока обмотку статора подключают к источнику постоян-

ного (рис. II.20, а) тока или к конденсатору (рис. II.20, б). В первом случае получаем режим динамического торможения с независимым возбуждением, во втором — с самовозбуждением.

В режиме динамического торможения с независимым возбуждением постоянный ток обычно подводится к двум фазам обмотки статора. Протекая по обмоткам, он создает неподвижное в пространстве магнитное поле, при пересечении которого вращающимися проводниками ротора в них индуцируется э. д. с., создающая

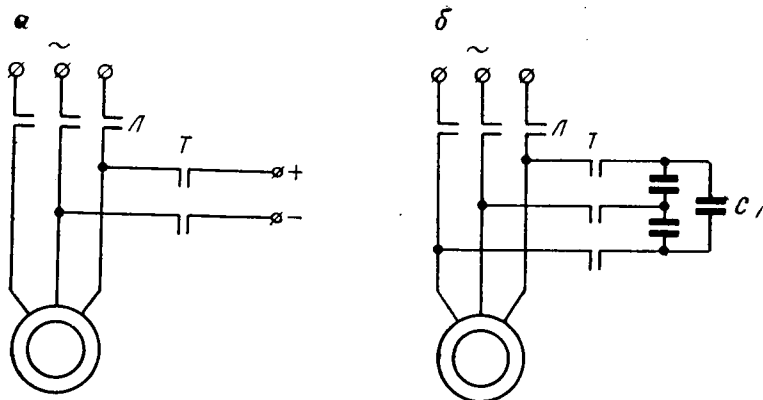


Рис. II.20. Схемы включения асинхронного двигателя при динамическом торможении:

а — с независимым возбуждением; б — с самовозбуждением

в замкнутой цепи ротора ток. Взаимодействие этого тока с неподвижным полем статора создает тормозной момент. При неподвижном двигателе э. д. с. в обмотке ротора равна нулю, вследствие чего ток ротора и тормозной момент на валу двигателя также равны нулю.

Работа асинхронного двигателя при динамическом торможении аналогична работе синхронного генератора в режиме короткого замыкания при переменной скорости. Но для получения более простых расчетных формул обычно используют теорию работы асинхронной машины. В этом случае ток короткого замыкания ротора равен

$$I_{2к} = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2}}.$$

Э. д. с. и индуктивное сопротивление ротора зависят от скорости вращения, т. е.

$$E_2 = k_1 \omega; \quad x_2 = k_2 \omega,$$

где  $k_1$ ,  $k_2$  — коэффициенты пропорциональности.

Поскольку при значительных скоростях  $r_2'$  гораздо меньше  $x_2$ , то, пренебрегая  $r_2'$ , получим

$$I_{2к} \approx \frac{E_2}{x_2} = \frac{k_1}{k_2} = \text{const},$$

т. е. ток короткого замыкания в диапазоне значительных скоростей можно принимать постоянным (рис. II.21).

При снижении скорости индуктивное сопротивление уменьшается и становится соизмеримым с активным, вследствие чего последнее начинает влиять на величину тока короткого замыкания.

Тормозной момент зависит от активной составляющей тока:

$$I_{2к.а} = I_{2к} \cos \varphi_2 = I_{2к} \frac{r}{\sqrt{r^2 + x_2^2}}.$$

Характер изменения активной составляющей тока, а следовательно, и тормозного момента в зависимости от скорости показан на рис. II.21.

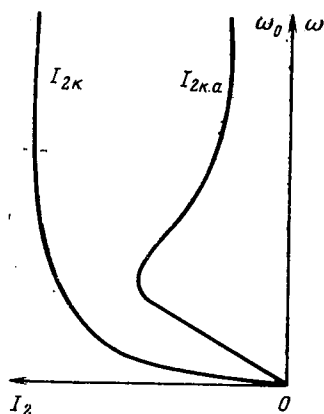
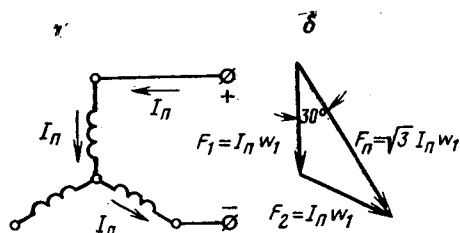


Рис. II.21. Графики изменения тока ротора и его активной составляющей при динамическом торможении

Рис. II.22. Схема включения (а) и векторная диаграмма н. с. статора (б) при динамическом торможении



Для вывода уравнения механической характеристики асинхронного двигателя в режиме динамического торможения найдем связь между постоянным током, протекающим по обмотке статора (рис. II.22, а), и эквивалентным ему переменным током, одинаковым во всех трех фазах, при условии равенства создаваемых ими намагничивающих сил (н. с.). Пользуясь векторной диаграммой н. с. (рис. II.22, б), определим н. с.  $F_{\pi}$ , создаваемую постоянным током  $I_{\pi}$ :

$$F_{\pi} = 2I_{\pi}\omega_1 \cos 30^\circ = \sqrt{3} I_{\pi}\omega_1,$$

где  $\omega_1$  — число витков одной фазы статора.

Результирующая н. с. при трехфазном переменном токе равна полуторакратной величине амплитудного значения н. с. одной фазы:

$$F = 1,5 \sqrt{2} I_1 \omega_1,$$

где  $I_1$  — действующее значение переменного тока фазы статора.

Тогда при  $F_{\pi} = F$

$$\sqrt{3} I_{\pi} \omega_1 = 1,5 \sqrt{2} I_1 \omega_1,$$

откуда соотношение токов при одинаковой н. с. статора  $I_{\pi}=1,23I_1$ .

Следовательно, эквивалентное значение переменного тока

$$I_{\text{эк}}=I_1=0,816I_{\pi}. \quad (\text{II.84})$$

Таким образом, для создания одинаковых по величине магнитных потоков постоянный ток в обмотках должен быть больше переменного тока фазы статора. Максимальную величину постоянного тока по условиям нагревания обмоток не следует принимать больше 2,5 номинального тока фазы двигателя.

Так как при динамическом торможении механическая энергия, подведенная к валу двигателя, преобразуется в электрическую и рассеивается в цепи ротора, то для получения аналитического выражения механической характеристики тормозного режима можно, приравняв мощность на валу  $P_{\text{м}}=M\omega$  и мощность потерь в обмотках ротора  $\Delta P=3(I_2')^2r_2'$ , получить

$$M=\frac{3(I_2')^2r_2'}{\omega_0\gamma}, \quad (\text{II.85})$$

где  $\gamma=\omega/\omega_0$  — относительная скорость, т. е. скорость вращения ротора относительно неподвижного магнитного потока, аналогичная скольжению в двигательном режиме.

Так как магнитный поток в этом случае неподвижен, то относительная скорость пропорциональна скорости ротора. При неподвижном роторе относительная скорость равна нулю.

Поскольку в режиме динамического торможения постоянный ток в обмотке статора асинхронного двигателя можно заменить эквивалентным ему переменным током, создающим такой же магнитный поток, то для этого режима можно составить упрощенную схему замещения (рис. II.23, а).

Из схемы замещения определяем приведенный ток ротора

$$I_2'=\frac{E_2'\gamma}{\sqrt{r_2'+(x_2'\gamma)^2}}, \quad (\text{II.86})$$

где  $x_2'$  — приведенное индуктивное сопротивление ротора.

Намагничивающий ток статора  $I_{\mu}$  определяется из выражения

$$I_{\mu}=\frac{E_1}{x_{\mu}}=\frac{E_2'}{x_{\mu}}, \quad (\text{II.87})$$

где  $x_{\mu}$  — реактивное сопротивление намагничивания.

Э. д. с. ротора в зависимости от тока намагничивания определяется по кривой намагничивания, от формы которой в значительной степени зависит характер динамического торможения. Универсальная кривая намагничивания двигателей нормального исполнения приведена на рис. II.23, б. Значения приведены в относительных величинах по отношению к номинальному режиму.

Если обозначить через  $E_{20}'$  э. д. с. ротора двигателя при синхронной скорости  $\omega_0$ , то при скорости, отличной от нее, э. д. с. ротора

$$E_2'=E_{20}'\frac{\omega}{\omega_0}=E_{20}'\gamma.$$



Заменяя в (II.86) э. д. с.  $E'_2$  ее значением из (II.87), получим выражение для приведенного тока ротора

$$I'_2 = I_\mu \frac{x_\mu \gamma}{\sqrt{(r'_2)^2 + (x'_2 \gamma)^2}}. \quad (\text{II.88})$$

Из этого равенства определяем ток намагничивания

$$I_\mu = I'_2 \frac{\sqrt{(r'_2)^2 + (x'_2 \gamma)^2}}{x_\mu \gamma}. \quad (\text{II.89})$$

Связь между током статора  $I_1$ , приведенным током ротора  $I'_2$  и током намагничивания  $I_\mu$  может быть найдена из векторной диаграммы токов (рис. II.24), из которой следует:

$$I_1 \cos \varphi_1 = I'_2 \cos \varphi_2; \quad (\text{II.90})$$

$$I_1 \sin \varphi_1 = I_\mu + I'_2 \sin \varphi_2,$$

где  $I_1$  — переменный ток статора, эквивалентный постоянному току возбуждения.

После возведения в квадрат выражений (II.90) и почленного их сложения получим

$$I_1^2 = I_\mu^2 + (I'_2)^2 + 2I'_2 I_\mu \sin \varphi_2, \quad (\text{II.91})$$

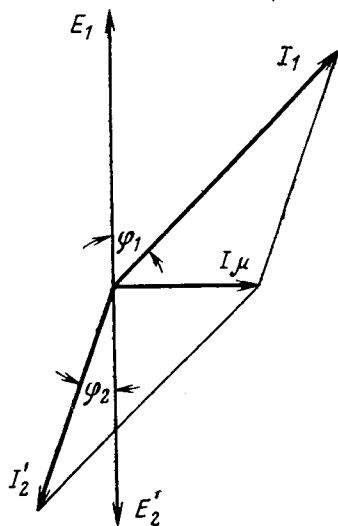
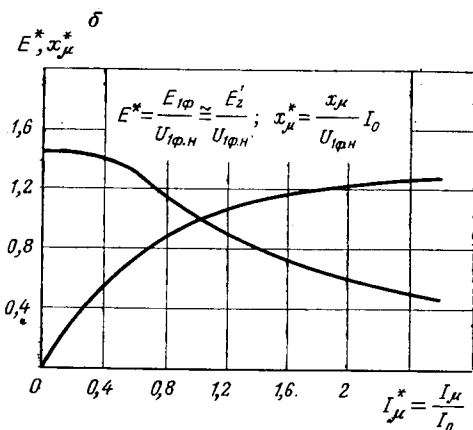
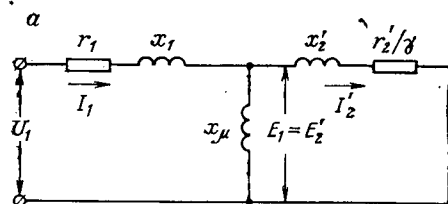


Рис. II.23. Схема замещения (а) для режима динамического торможения и универсальная кривая намагничивания (б) асинхронного двигателя

Рис. II.24. Векторная диаграмма токов асинхронного двигателя

где

$$\sin \varphi_2 = \frac{x'_2 \gamma}{\sqrt{(r'_2)^2 + (x'_2 \gamma)^2}}.$$

Подставив в выражение (II.91) значения  $\sin \varphi_2$  и  $I'_2$  из (II.88), получим

$$I_1^2 = I_\mu^2 + \frac{I_\mu^2 x_\mu^2 \gamma^2 + 2 I_\mu x_\mu x'_2 \gamma^2}{(r'_2)^2 + (x'_2 \gamma)^2}. \quad (\text{II.92})$$

Подставляя в полученное равенство значение  $I_\mu$  из (II.89), после несложных преобразований определим зависимость приведенного тока  $I'_2$  от тока статора  $I_1$ :

$$I'_2 = I_1 \frac{x_\mu \gamma}{\sqrt{(r'_2)^2 + (x_\mu + x'_2)^2 \gamma^2}}. \quad (\text{II.93})$$

Полученное выражение является уравнением электромеханической характеристики асинхронного двигателя при работе в режиме динамического торможения.

Из выражения (II.92) может быть найдено также значение относительной скорости

$$\gamma = r'_2 \sqrt{\frac{I_1^2 - I_\mu^2}{I_\mu^2 (x'_2 + x_\mu)^2 - I_1^2 (x'_2)^2}}. \quad (\text{II.94})$$

Если в равенстве (II.85) заменить приведенный ток ротора  $I'_2$  его значением из (II.93), получим уравнение механической характеристики асинхронного двигателя при работе в режиме динамического торможения

$$M = \frac{3 I_1^2 x_\mu^2 r'_2 \gamma}{\omega_0 [(r'_2)^2 + (x_\mu + x'_2)^2 \gamma^2]}. \quad (\text{II.95})$$

Таким образом, тормозной момент на валу двигателя пропорционален квадрату тока статора и является сложной функцией относительной скорости ротора. Для нахождения максимального значения тормозного момента следует взять производную от момента по относительной скорости и приравнять ее нулю, т. е.  $\frac{dM}{d\gamma} = 0$ .

Значение относительной скорости, при которой момент имеет критическое значение,

$$\gamma_{\text{кр}} = \frac{r'_2}{x_\mu + x'_2}. \quad (\text{II.96})$$

Из этого выражения видно, что критическое значение относительной скорости режима динамического торможения, как и критическое скольжение для двигательного режима, прямо пропорционально активному сопротивлению цепи ротора и обратно пропорционально индуктивному сопротивлению двигателя.

После замены в выражении (II.95) значения относительной скорости  $\gamma$  ее критическим значением получим критический момент при динамическом торможении

$$M_{\text{кр}} = \frac{3 I_1^2 x_\mu^3}{2 \omega_0 (x_\mu + x'_2)^2}, \quad (\text{II.97})$$

который прямо пропорционален квадрату тока статора и не зависит от активного сопротивления цепи ротора.

Так как реактивное сопротивление намагничивания  $x_m$  значительно больше  $r_2'$ , то относительная критическая скорость  $\gamma_{кр}$  будет мала, вследствие чего тормозной момент имеет максимальное значение при малых скоростях и очень малое — при больших скоростях (см. кривые 3 на рис. II.19). Такая форма кривой тормозного момента неблагоприятна для условий торможения. Поэтому

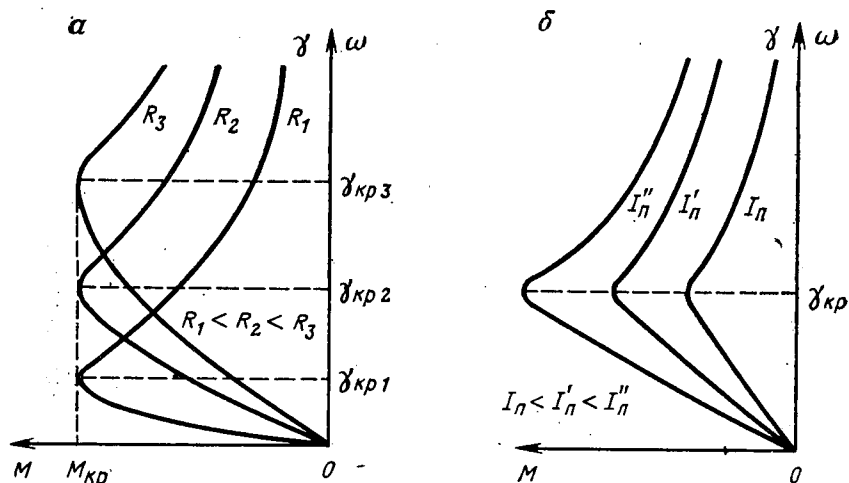


Рис. II.25. Механические характеристики асинхронного двигателя при динамическом торможении

для получения более благоприятной формы механической характеристики в цепь ротора включают дополнительное активное сопротивление, увеличивая тем самым относительную критическую скорость (рис. II.25, а).

Регулировать тормозной момент можно изменением дополнительного сопротивления в цепи ротора и изменением постоянного тока в цепи статора. На рис. II.25, а показаны механические характеристики для различных сопротивлений цепи ротора при постоянном по величине токе статора, а на рис. II.25, б — для различных величин тока статора при постоянном сопротивлении цепи ротора.

Разделив выражение (II.95) на (II.97), используя при этом формулу (II.96) для относительной критической скорости, получим

$$M = \frac{2M_{кр}}{\frac{\gamma_{кр}}{\gamma} + \frac{\gamma}{\gamma_{кр}}} \quad (II.98)$$

Из выражения (II.98) следует, что вид характеристики асинхронного двигателя, как и в двигательном режиме, зависит от критического момента и критической относительной скорости (критического скольжения)  $\gamma_{кр}$ .

Несмотря на сходство формул для механических характеристик динамического торможения с формулами двигательного режима, режим динамического торможения и тормозные характеристики существенно отличаются от двигательного режима:

в двигательном режиме все характеристики начинаются в точке синхронной скорости, а в режиме динамического торможения они выходят из точки, соответствующей скорости, равной нулю;

в двигательном режиме магнитный поток, а следовательно, и ток намагничивания остаются почти постоянными независимо от нагрузки, так как с возрастанием тока ротора в той же мере увеличивается ток статора, а намагничивающий ток, пропорциональный разности токов статора и ротора, остается почти постоянным. В режиме динамического торможения ток статора остается постоянным и при изменении тока ротора изменяется ток намагничивания (II.89), что вызывает изменение магнитного потока.

Вследствие непостоянства магнитного потока расчет тормозных характеристик без учета насыщения очень неточен. Влияние насыщения на процесс динамического торможения выражается в том, что с изменением намагничивающего тока изменяется индуктивное сопротивление намагничивающего контура  $x_\mu$ , что влияет на величину тормозного момента.

Поэтому при расчете характеристик задаются током намагничивания  $I_\mu$  и по кривой (рис. II.23, б) зависимости  $x_\mu(I_\mu)$  определяют соответствующую ему величину  $x_\mu$ . Для этих значений  $I_\mu$  и  $x_\mu$  по выражениям (II.93) — (II.95) вычисляют относительную скорость  $\gamma$ , ток  $I_2$  и момент  $M$ .

При динамическом торможении с самовозбуждением к обмотке статора подключают конденсаторы, а обмотку ротора замыкают, и машина работает асинхронным генератором с самовозбуждением. Причиной самовозбуждения служит э. д. с., индуцированная в обмотках статора остаточным магнитным потоком вращающегося ротора, которая вызовет емкостный ток конденсатора, протекающий также по обмоткам статора. Этот ток создает в генераторе вращающееся магнитное поле, которое увеличит э. д. с. и напряжение на зажимах статора, а следовательно, и ток, протекающий через конденсатор. В результате произойдет дальнейшее увеличение напряжения генератора и возрастание тока в цепи конденсатора. Процесс самовозбуждения асинхронного генератора протекает до тех пор, пока не наступит равенство э. д. с. генератора и падения напряжения в контуре обмотки статора. Последнее определяется точкой пересечения характеристики холостого хода  $E(I_\mu)$  генератора и вольт-амперной характеристики  $I_1 z_1(I_1)$  статора. Процесс самовозбуждения, таким образом, аналогичен процессу машин постоянного тока.

Под действием тормозного момента асинхронного генератора происходит снижение скорости привода и тормозного момента. При скорости, равной примерно 40% номинальной, тормозной момент практически становится равным нулю. Для получения тормозного

эффекта при пониженных скоростях необходима большая емкость конденсаторов. Поэтому динамическое торможение с самовозбуждением широкого применения не получило.

## § II.9. Характеристики асинхронного двигателя при изменении параметров сети и двигателя

Рассмотренные естественные механические характеристики асинхронного двигателя соответствуют номинальным значениям параметров сети (напряжения и частоты) и двигателя (активного и индуктивного сопротивлений обмоток). В производственных условиях эти величины могут отличаться от номинальных значений, поэтому и механические характеристики асинхронного двигателя определенным образом изменятся.

### Изменение напряжения сети

Так как момент асинхронного двигателя пропорционален квадрату приложенного к статору напряжения (II.54), то при отклонении напряжения от номинального его критический и начальный (пусковой) моменты будут изменяться пропорционально квадрату напряжения (рис. II.26).

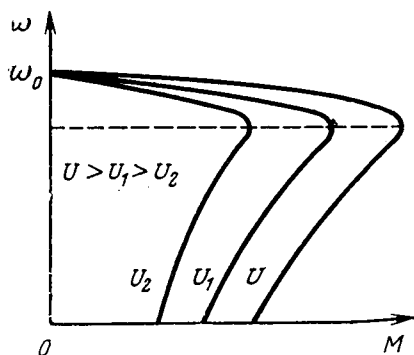


Рис. II.26. Механические характеристики асинхронного двигателя при различном напряжении сети

Во всех промышленных электрических сетях допускается падение напряжения до 5%, что вызывает уменьшение момента двигателя примерно на 10%. Это необходимо учитывать при выборе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором и особенно при работе двигателя в режиме рекуперативного торможения при спуске груза. В последнем случае при значительном падении напряжения критический тормозной момент может оказаться меньше статического.

При этом произойдет опрокидывание двигателя и скорость опускания груза возрастет до недопустимого значения.

Величина тока  $I_2'$  прямо пропорциональна напряжению питающей сети согласно (II.49). Поэтому электромеханическая характеристика в меньшей степени зависит от изменения напряжения сети. Однако снижение напряжения сокращает срок службы двигателя. Это связано с тем, что при уменьшении напряжения и неизменной нагрузке на валу ток в обмотке ротора возрастает, что приводит к ее перегреву, сопровождающемуся повышенным износом изоляции. Если учесть, что двигатели забойных механизмов, как правило, работают с периодическими перегрузками, то ток ро-

тора их может достичь недопустимой величины, приводящей к перегреву стержней обмотки ротора и даже к их выплавлению. О величине тока ротора в этом случае нельзя судить по току статора, равному геометрической сумме приведенного тока ротора и тока намагничивания. Токи статора и ротора в зависимости от нагрузки двигателя и величины тока намагничивания при изменении напряжения сети изменяются по разным законам, что затрудняет контроль за величиной тока ротора. Во избежание перегрева обмотки ротора не следует допускать длительной работы двигателя с номинальной нагрузкой при понижении напряжения больше чем на 5%.

Если естественная механическая характеристика  $M=f(\omega)$  задана графически, то, учитывая, что при неизменном скольжении момент пропорционален квадрату напряжения (II.54), искусственные характеристики можно построить, вычисляя величину моментов  $M^1$  при различных постоянных значениях скольжения с помощью отношения

$$\frac{M'}{M} = \left( \frac{U}{U_n} \right)^2. \quad (\text{II.99})$$

Значения токов  $I'_{2н}$  искусственной электромеханической характеристики при известной естественной характеристике определяют аналогично по формуле

$$I'_{2н} = I'_2 \frac{U}{U_n}. \quad (\text{II.100})$$

### Изменение частоты сети

В производственных условиях частота  $f_1$  питающей сети остается постоянной или изменяется в весьма малых пределах. Но бывают случаи, когда двигатель работает с частотой тока, отличной от номинальной, на которую он изготовлен, например, при питании двигателя от автономной генераторной установки соизмеримой мощности или при частотном регулировании скорости (последний случай будет рассмотрен в § XIV.1).

Так как синхронная скорость двигателя с изменением частоты питающего тока изменяется, то скорость вращения ротора при прочих постоянных параметрах пропорциональна частоте:

$$\omega = \omega_0 (1-s) = \frac{2\pi f_1}{p_1} (1-s).$$

Критическое скольжение обратно пропорционально частоте:

$$s_{кр} = \frac{r'_2}{x_k} = \frac{r'_2}{2\pi f_1 L_k},$$

где  $L_k$  — индуктивность короткого замыкания.

Если при номинальной частоте  $f_1$  критическое скольжение равно  $s_{кр}$ , то при частоте  $f'_1$ , отличной от номинальной, оно будет

$$s'_{кр} = s_{кр} \frac{f_1}{f'_1}. \quad (\text{II.101})$$

Так как  $\omega_0$  и  $x_k$  пропорциональны частоте, то критический момент асинхронного двигателя обратно пропорционален квадрату частоты:

$$M_{кр} = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 x_k} = \frac{3p_1}{8\pi^2 L_k} \frac{U_1^2}{f_1^2} = \frac{c}{f_1^2}. \quad (\text{II.102})$$

где

$$c = \frac{3U_1^2 p_1}{8\pi^2 L_k}.$$

Если при номинальной частоте  $f_1$  критический момент равен  $M_{кр}$ , то при частоте  $f_1'$  его значение

$$M'_{кр} = M_{кр} \left( \frac{f_1}{f_1'} \right)^2.$$

Поэтому при неизменном напряжении с увеличением частоты критический момент резко падает (рис. II.27, а). Если учесть со-

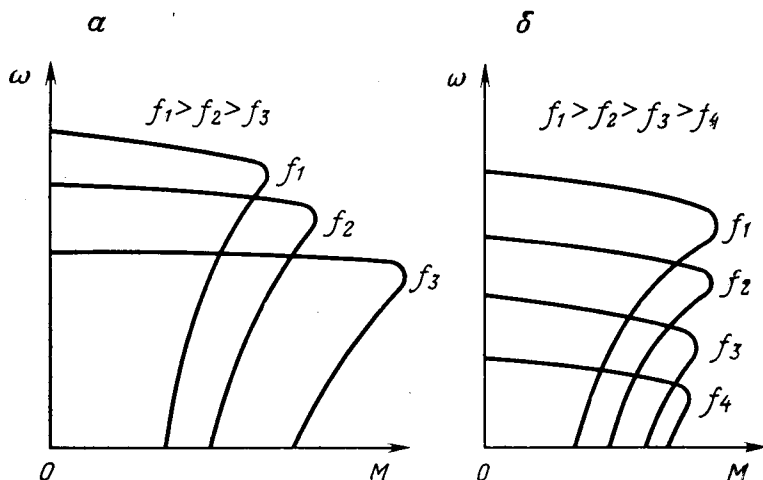


Рис. II.27. Механические характеристики асинхронного двигателя при различной частоте сети для случаев:

а —  $U = \text{const}$ ; б —  $U/f = \text{const}$

противление обмотки статора, то критический момент будет изменяться не обратно пропорционально квадрату частоты, а в несколько меньшей степени.

Чтобы при всех значениях частоты критический момент двигателя оставался постоянным, необходимо согласно выражению (II.102) одновременно с частотой изменять подводимое напряжение так, чтобы

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const}. \quad (\text{II.103})$$

На рис. II.27, б показаны примерные характеристики двигателя для указанных условий. При низких частотах критический момент несколько снижается, что объясняется влиянием активной составляющей сопротивления статора. Поэтому для поддержания постоянным критического момента при низких частотах напряжение на зажимах двигателя необходимо уменьшать в меньшей степени по сравнению с частотой.

Влияние частоты на пусковой момент различно и зависит от активного сопротивления цепи ротора. Из выражения для пускового момента (II.61) следует, что если при малых активных сопротивлениях цепи ротора величиной  $r'_2$  по сравнению с  $x_k$  (в скобках знаменателя) пренебречь, то начальный пусковой момент будет обратно пропорционален кубу частоты:

$$M_n \equiv \frac{1}{f^3}.$$

При больших значениях активного сопротивления величину  $x_k^2$  можно не учитывать, и пусковой момент будет обратно пропорционален первой степени частоты:

$$M_n \equiv \frac{1}{f_1}.$$

## Изменение основных параметров двигателя

Изменение активного и индуктивного сопротивлений цепи статора или ротора существенно влияет на механическую характеристику двигателя.

Критическое скольжение, критический и пусковой моменты асинхронного двигателя зависят от полного сопротивления статора таким образом, что при его возрастании указанные величины снижаются. Жесткость механической характеристики при уменьшении критического скольжения увеличивается.

Механические характеристики асинхронного двигателя с включенным в цепь фазного ротора сопротивлением называются реостатными.

Для естественной характеристики критическое скольжение равно

$$s_{кр} = \frac{r'_2}{x_k},$$

а для реостатной при введении добавочного сопротивления  $R'_d$

$$s'_{кр} = \frac{r'_2 + R'_d}{x_k},$$

откуда

$$s'_{кр} = s_{кр} \frac{r'_2 + R'_d}{r'_2}. \quad (\text{II.104})$$

Жесткость характеристики с увеличением активного сопротивления в цепи ротора уменьшается (рис. II.28). Поэтому в некото-



рых случаях для смягчения механической характеристики асинхронного двигателя в цепь ротора включают активное сопротивление. Однако это вызывает увеличение потерь энергии при некотором повышении коэффициента мощности.

Пользуясь формулой (II.66), определим скольжение для какого-либо момента  $M_1$  на естественной характеристике:

$$s = s_{кр} (\lambda_1 \pm \sqrt{\lambda_1^2 - 1}), \quad (II.105)$$

где  $\lambda_1 = M_{кр}/M_1$ .

Скольжение на реостатной характеристике для того же момента  $M_1$ , а следовательно, для того же значения  $\lambda_1$  будет

$$s' = s'_{кр} (\lambda_1 \pm \sqrt{\lambda_1^2 - 1}). \quad (II.106)$$

В выражениях (II.105) и (II.106) знак минус соответствует скольжению на рабочей части характеристики, а плюс — для того же момента  $M_1$  на нерабочей части (см. рис. II.28).

Разделив (II.105) на (II.106), получим

$$\frac{s}{s'} = \frac{s_{кр}}{s'_{кр}} = \frac{r'_2}{r'_2 + R'_д}.$$

т. е. отношение скольжений на любых характеристиках при одинаковых моментах равно отношению активных сопротивлений цепи ротора. Следовательно, скольжение на реостатной характеристике будет

$$s' = s \frac{r'_2 + R'_д}{r'_2}. \quad (II.106a)$$

Пользуясь этим выражением, можно построить любую реостатную характеристику при наличии естественной или какой-либо реостатной характеристики с известной величиной активного сопротивления цепи ротора для нее. Задаваясь различными моментами и зная соответствующие им скольжения, находим по (II.106a) скольжения на искомой реостатной характеристике.

Если сопротивление цепи ротора равно номинальному, т. е.  $r_2 + R_д = R_n$ , то при неподвижном двигателе развиваемый им момент равен номинальному.

Так как критический момент не зависит от активного сопротивления цепи ротора (II.56), то любые реостатные характеристики имеют одинаковое значение критического момента.

Активное сопротивление цепи ротора в зависимости от величины оказывает различное влияние на значение начального пускового момента.

При отношении  $x_k/r'_2 \gg 1$  величиной  $(r'_2)^2$  по сравнению с  $x_k^2$  можно пренебречь. Тогда, согласно формуле (II.61), в которую для реостатных характеристик вместо  $r'_2$  подставляется  $r'_2 + R'_d$ , пусковой момент будет пропорционален активному сопротивлению цепи ротора. Коэффициент мощности роторной цепи при этом сильно уменьшается. Вследствие этого даже при значительном пусковом токе электромагнитный момент, пропорциональный активной составляющей тока,  $M_{\pi} = c\Phi I_{2\pi} \cos\psi_2$  будет сравнительно небольшим. При увеличении активного сопротивления цепи ротора пусковой ток ротора снижается, но благодаря увеличению  $\cos\psi_2$  пусковой момент двигателя возрастает.

При  $x_k = r'_2 + R'_d$  пусковой момент двигателя равен критическому, т. е. имеет максимально возможное значение, а  $\cos\psi_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,71$ . При дальнейшем увеличении активного сопротивления в цепи ротора отношение  $\frac{x_k}{r'_2 + R'_d}$  становится меньше единицы и величиной  $x_k^2$  можно пренебречь. В этом случае значение  $\cos\psi_2$  возрастает, но в меньшей степени по сравнению с уменьшением тока ротора, что приводит к снижению начального пускового момента, который согласно (II.61) будет обратно пропорционален активному сопротивлению цепи ротора.

При включении в цепь ротора асинхронного двигателя индуктивного сопротивления (дресселя) согласно (II.55), (II.56) и (II.61) критическое скольжение, критический момент и начальный пусковой момент снижаются.

Для ориентировочной оценки влияния рассмотренных выше факторов на рабочую ветвь механической характеристики асинхронного двигателя можно определить ее жесткость, учитывая, что  $s = 1 - \frac{\omega}{\omega_0}$ , и используя (II.76) для определения вращающего момента. Тогда

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = \frac{dM}{ds} \frac{ds}{d\omega} = - \frac{2M_{кр}}{s_{кр}\omega_0}.$$

Подставив вместо  $s_{кр}$  и  $M_{кр}$  их значения из (II.62) и (II.60), получим

$$\beta = - \frac{3p_1^2}{4\pi^2} \left( \frac{U_1}{f_1} \right)^2 \frac{1}{r'_2}.$$

Следовательно, жесткость механической характеристики пропорциональна квадрату отношения напряжения к частоте и обратно пропорциональна активному сопротивлению цепи ротора.

В относительных единицах, когда согласно (II.77) момент  $M^* = s/s_{кр}$ , а  $\omega^* = \omega/\omega_0 = 1 - s$ , жесткость определяется выражением

$$\beta^* = \frac{dM^*}{d\omega^*} = - \frac{1}{s_{кр}}.$$

## § 11.10. Пусковые и перегрузочные свойства асинхронных двигателей

Величина критического момента асинхронного двигателя определяет максимальную кратковременную нагрузку на валу, которую он может преодолеть. Перегрузочная способность двигателя, определяемая отношением критического момента к номинальному ( $\lambda = M_{кр}/M_n$ ), в зависимости от исполнения и назначения двигателей имеет следующую величину:

Двигатели нормального исполнения:		
с фазным ротором . . . . .	Не ниже 1,8	
с короткозамкнутым ротором . . . . .	Не ниже 1,7	
Двигатели специального исполнения:		
краново-металлургические . . . . .	3,0—3,5	
для шахтных подъемных машин . . . . .	1,8—2,5	
для забойных машин . . . . .	2,5—3,5	

Если не учитывать сопротивления обмотки статора, то согласно (II.60) величина  $\lambda$  может быть выражена так:

$$\lambda = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 M_n x_k}.$$

Отсюда видно, что перегрузочная способность двигателя возрастает при уменьшении индуктивного сопротивления  $x_k$ . Однако при этом увеличивается ток короткого замыкания  $I'_{2к}$ . Поэтому невозможно получить асинхронный двигатель с большой перегрузочной способностью и малым током короткого замыкания.

Пусковые свойства асинхронного двигателя характеризуются коэффициентом пуска

$$k_n = \frac{k_T}{k_M},$$

где  $k_T = I'_{2п}/I'_{2н} = I'_{2п}^*/I'_{2н}^*$  — кратность начального пускового тока;  
 $k_M = M_n/M_n^* = M_n^*$  — кратность начального пускового момента.

Наиболее благоприятные условия пуска будут при коэффициенте пуска, близком к единице.

Для двигателей с фазным ротором величина начального пускового момента в относительных единицах согласно (II.67)

$$M_n^* = \frac{2\lambda s_{кр}}{1 + s_{кр}}.$$

Заменяя  $s_{кр}$  его значением из (II.79), получим

$$M_n^* = 2\lambda s_n (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}). \quad (\text{II.107})$$

Для наиболее часто встречающейся перегрузочной способности  $\lambda = 2$  и  $s_n = 0,02$  начальный пусковой момент  $M_n^* \approx 0,3$ .

Начальный пусковой ток в относительных единицах согласно (II.73)

$$I'_{2п}^* = \sqrt{\frac{2\lambda(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})}{1 + s_{кр}}}. \quad (\text{II.108})$$

При работе на естественной характеристике величиной  $s_{кр}$  по сравнению с 1 можно пренебречь.

Тогда выражения для  $M_n^*$  и  $I_{2n}^*$  примут вид

$$M_n^* = 2\lambda s_{кр} \quad \text{и} \quad I_{2n}^* \approx \sqrt{2\lambda(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})}.$$

Следовательно, с увеличением перегрузочной способности  $\lambda$  начальный пусковой ток возрастает. При  $\lambda=2$ , например, значение  $I_{2n}^* \approx 4$ .

Коэффициент пуска согласно (II.107) и (II.108)

$$k_n = \frac{I_{2n}^*}{M_n^*} = \frac{1}{s_n \sqrt{2\lambda(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})}}.$$

Для рассмотренных значений  $\lambda=2$  и  $s_n=0,02$  значение  $k_n \approx 12,5$ .

Пуск двигателя при наличии нагрузки на валу с начальным пусковым моментом  $M_n=0,3$  практически невозможен. Даже при пуске вхолостую вследствие медленного разгона, сопровождающегося большими пусковыми токами, может произойти значительный перегрев обмоток двигателя. Поэтому для увеличения начального пускового момента и снижения пускового тока пуск асинхронных двигателей с фазным ротором производят при введении в цепь ротора добавочного сопротивления.

Максимальный начальный пусковой момент может быть получен при критическом скольжении реостатной характеристики  $s_{кр}=1$ . Тогда начальный пусковой момент

$$M_n^* = \frac{2\lambda s_{кр}}{1 + s_{кр}^2} = \lambda,$$

а начальный пусковой ток

$$\begin{aligned} I_{2n}^* &= \sqrt{\frac{2\lambda(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})}{1 + s_{кр}^2}} = \\ &= \sqrt{\lambda(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})}. \end{aligned}$$

Коэффициент пуска при этом

$$k_n = \frac{\sqrt{\lambda(\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})}}{\lambda}.$$

При перегрузочной способности  $\lambda=2$  значение  $k_n \approx 1,37$ . С целью уменьшения пускового коэффициента и улучшения работы схем автоматического управления пуском при понижении напряжения сети принимают начальный пусковой момент  $M_n^*=0,8 \div 0,85$  на рабочей ветви характеристики. При этом величина  $k_n \approx 1$ .

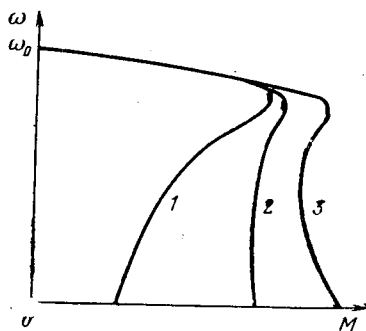


Рис. II.29. Механические характеристики асинхронных двигателей с ротором типа:

1 — белочья клетка; 2 — глубокий паз; 3 — двойная белочья клетка

Пусковые свойства асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором определяются их механическими характеристиками (рис. II.29), которые существенно зависят от конструкции ротора. У двигателей нормального типа с ротором в виде беличьей клетки кратность начального пускового момента  $k_m = M_n/M_{\pi} = 1,0 \div 1,9$  при кратности пускового тока  $k_T = I_{\pi}/I_{1n} = 5 \div 7$ . В этом случае коэффициент пуска лежит в пределах  $k_{\pi} = 3,5 \div 5$ . У двигателей с повышенным скольжением или пусковым моментом  $k_m = 1,7 \div 2,2$ , а у краново-металлургических двигателей  $k_m = 2,5 \div 3,3$  при кратности пусковых токов  $k_T = 5 \div 6$ . Коэффициент пуска этих двигателей выше, чем у двигателей с фазным ротором.

## § II.11. Электромеханические свойства электроприводов с синхронными двигателями

Скорость вращения синхронного двигателя в установившемся режиме остается строго постоянной независимо от величины нагрузки и определяется скоростью вращающегося магнитного поля статора. Поэтому механическая характеристика синхронного двигателя  $\omega = f(M)$  представляет собой прямую, параллельную оси моментов.

Для анализа работы привода с синхронными двигателями помимо механических характеристик большое значение имеют угловые характеристики синхронного двигателя  $M = f_1(\Theta)$ , которые представляют собой зависимость момента двигателя  $M$  от внутреннего угла сдвига  $\Theta$  вектора напряжения статора  $U_1$  относительно вектора э. д. с.  $E$ , индуцированной в обмотке статора магнитным полем ротора. Физически угол  $\Theta$  определяет сдвиг между осями магнитного поля ротора и результирующего магнитного поля. Вращающий момент синхронного двигателя возникает при условии, что угол  $\Theta \neq 0$ .

В режиме идеального холостого хода, когда отсутствует нагрузка на валу двигателя, угол  $\Theta$  и, следовательно, вращающий момент  $M$  равны нулю. При появлении нагрузки скорость ротора уменьшается относительно вращающегося поля статора и возникает сдвиг между осями результирующего поля и поля ротора, равный  $\Theta$ . Это вызывает появление вращающего момента  $M$ , который уравновешивает статический момент  $M_c$  нагрузки, обеспечивая дальнейшее вращение с постоянной скоростью  $\omega_0$ .

При пульсирующей нагрузке на валу двигателя значение мгновенной скорости будет колебаться около средней величины из-за изменения угла  $\Theta$ .

Момент, который может развить синхронный двигатель, имеет конечную величину. Поэтому при некотором значении нагрузки двигатель выйдет из устойчивой синхронной работы. Эта максимальная нагрузка определяется с помощью зависимости  $M = f(\Theta)$ , называемой угловой характеристикой.

Если не учитывать активного сопротивления обмотки статора,

электромагнитная мощность может быть принята равной мощности потребления двигателя

$$P_{\text{эм}} \approx P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi, \text{ Вт.} \quad (\text{II.109})$$

Мощность на валу двигателя отличается от электромагнитной на величину мощности потерь в роторе.

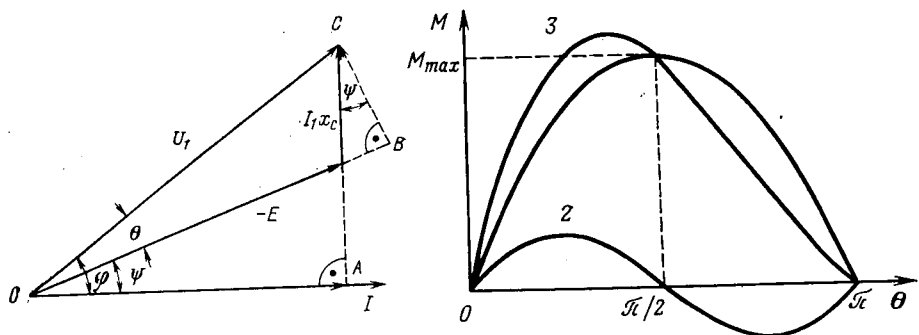


Рис. II.30. Векторная диаграмма синхронного двигателя

Рис. II.31. Угловая характеристика синхронного двигателя

Выразим электромагнитную мощность через параметры двигателя. Из векторной диаграммы неявнополюсного синхронного двигателя (рис. II.30), произведя дополнительное построение, получим

$$OA = U_1 \cos \varphi = E \cos \psi. \quad (\text{II.110})$$

И

$$BC = U_1 \sin \theta = I_1 x_c \cos \psi, \quad (\text{II.111})$$

где  $x_c$  — синхронное сопротивление двигателя.

Подставляя (II.110) и  $I_1 \cos \psi = \frac{U_1 \sin \theta}{x_c}$  из (II.111) в (II.109), найдем

$$P_{\text{эм}} = 3U_1 E \frac{\sin \theta}{x_c}, \text{ Вт.} \quad (\text{II.112})$$

Электромагнитный момент синхронного двигателя равен

$$M_{\text{эм}} = \frac{P_{\text{эм}}}{\omega_0} = \frac{3U_1 E}{\omega_0 x_c} \sin \theta. \quad (\text{II.113})$$

Полученное соотношение является аналитическим выражением угловой характеристики синхронного двигателя, представляющей собой синусоиду  $I$  на рис. II.31. С увеличением угла  $\theta$  момент возрастает и при  $\theta = \frac{\pi}{2}$  достигает своего максимального значения:

$$M_{\text{max}} = \frac{3U_1 E}{\omega_0 x_c}. \quad (\text{II.114})$$

Подставив это значение максимального момента в (II.113), получим выражение угловой механической характеристики

$$M = M_{\max} \sin \theta. \quad (\text{II.115})$$

Вращающий момент синхронного двигателя пропорционален первой степени напряжения сети (II.113), поэтому синхронный двигатель менее чувствителен к колебаниям напряжения сети, чем асинхронный.

У двигателей с явнополюсной системой кроме основного момента возникает также реактивный момент, который создается в результате различной магнитной проводимости по продольной и поперечной осям магнитного потока выступающих полюсов. Реактивный момент при изменении угла  $\theta$  меняется с двойной частотой по сравнению с основным моментом (кривая 2 на рис. II.31). В этом случае выражение полного вращающего момента имеет вид

$$M = \frac{3}{\omega_0} \left[ \frac{UE}{x_d} \sin \theta + \frac{U_1^2 \sin 2\theta}{2} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \right], \quad (\text{II.116})$$

где  $x_q$ ,  $x_d$  — синхронное индуктивное сопротивление соответственно по продольной и поперечной оси.

Реактивная составляющая момента обычно не превышает 30% от величины основного момента, но она значительно изменяет угловую характеристику явнополюсного двигателя (кривая 3 на рис. II.31).

Так как максимальный момент двигатель развивает при  $\theta = \frac{\pi}{2}$ , то при возрастании угла  $\theta$  до значений, больших  $\frac{\pi}{2}$ , момент уменьшается и двигатель выпадает из синхронизма. Поэтому устойчивая работа двигателя возможна при углах  $\theta$ , не превышающих  $\frac{\pi}{2}$ . Учитывая возможность толчков нагрузки, обычно угол  $\theta_n$ , соответствующий номинальной нагрузке, принимают равным 20—30°. При этом перегрузочная способность двигателя будет

$$\lambda = \frac{M_{\max}}{M_n} = \frac{\sin 90^\circ}{\sin \theta_n} = 2 \div 3.$$

Так как вращающий момент пропорционален э. д. с.  $E$  (II.113), то перегрузочная способность двигателя может быть повышена увеличением тока возбуждения. Это позволяет обеспечить устойчивую работу двигателя при значительных толчках нагрузки, а также при падениях напряжений сети. Увеличение тока возбуждения называют форсировкой возбуждения двигателя.

Синхронный двигатель имеет два тормозных режима: рекуперативный и динамический.

Рекуперативный режим возможен, когда к валу двигателя приложен движущий момент, направленный в сторону вращения магнитного поля статора. Ротор начинает вращаться со скоростью, превышающей синхронную, и происходит изменение знака угла  $\theta$ . При этом электромагнитный момент изменяет направление и ста-

новится тормозным. Установившийся режим наступает при таком значении угла  $\Theta$ , когда тормозной момент  $M_T$  будет равен статическому моменту  $M_c$ .

При динамическом торможении обмотка статора отключается от сети трехфазного тока и замыкается на сопротивление. В этом случае режим работы аналогичен асинхронному двигателю в соответствующем режиме, так как постоянным магнитным полем полюсов вращающегося ротора в обмотке статора наводится э. д. с. переменного тока с частотой, зависящей от скорости ротора. Тормозные характеристики имеют такой же вид, как и у асинхронного двигателя в режиме динамического торможения.

Режим противовключения возможно осуществить только при переводе двигателя в асинхронный режим, т. е. при отключении обмотки возбуждения от источника постоянного тока. Однако в этом случае двигатель работает как асинхронный с короткозамкнутым ротором при протекании по нему больших токов. Поэтому режим противовключения не находит практического применения.

Основным преимуществом синхронного двигателя, кроме строго постоянства скорости, является возможность, регулируя ток возбуждения, изменять коэффициент мощности и работать с отстающим или опережающим током.

Если двигатель работает с отстающим током, то путем увеличения возбуждения коэффициент мощности может быть повышен, а следовательно, реактивная мощность уменьшена. При достижении величины  $\cos \varphi = 1$ , т. е. при  $\varphi = 0$ , реактивная мощность также равна нулю. При дальнейшем увеличении тока возбуждения угол  $\varphi$  становится опережающим, и двигатель будет помимо своей основной функции выполнять также функцию синхронного компенсатора. Такой режим работы двигателя дает большой экономический эффект. Так как активная  $P_a$  и реактивная  $P_p$  мощности складываются геометрически, то даже при незначительном увеличении полной (габаритной) мощности двигателя  $P$  он может работать с опережающим током при значительной реактивной мощности.

Отношение габаритной мощности  $P$  к активной  $P_a$  равно

$$\frac{P}{P_a} = \sqrt{\frac{P_a^2 + P_p^2}{P_a^2}} = \sqrt{1 + \left(\frac{P_p}{P_a}\right)^2}. \quad (\text{II.117})$$

Ниже приводятся для разных значений  $\cos \varphi$  выраженные в процентах полная (габаритная) мощность  $P$  и реактивная мощность  $P_p$  при постоянной активной мощности  $P_a$ , принятой за 100%:

$\cos \varphi$ . . . . .	1	0,95	0,9	0,85	0,8	0,7
$P = P_a / \cos \varphi_1$ , % . . . . .	100	105	111	117,5	125	143
$P_p = P \sin \varphi_1$ , % . . . . .	0	32,8	48,5	62	75	102
$\Delta P$ , % . . . . .	0	5	11	17,5	25	43

Мощность двигателя при работе с  $\cos \varphi = 1$  ограничивается нагревом обмотки статора, а при работе с перевозбуждением—нагревом обмотки возбуждения.



## ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

## § III.1. Общие сведения

Режимы работы электропривода, при которых происходит переход его от одного установившегося состояния к другому, называют *переходными процессами*. Они возникают в любой системе электропривода при его пуске, торможении, реверсировании и регулировании скорости, изменении нагрузки на рабочем органе.

Переходные процессы существенно влияют на работу электропривода и рабочей машины, так как сопровождаются изменением скорости, момента и тока двигателя, нагрузок в элементах механической передачи. Характер изменения этих величин оказывает заметное влияние на выбор мощности двигателя и аппаратуры управления, на режимы управления и расход электроэнергии, на производительность, надежность работы и долговечность и даже на конструкцию самой рабочей машины. Важнейшими величинами, подлежащими качественной оценке при анализе переходных процессов, являются их длительность, характер изменения во времени скоростей и ускорений двигателя и рабочих органов, момента, тока и мощности двигателя, а также нагрузок в элементах механического оборудования.

Число установок, для которых характер протекания переходных процессов не имеет большого значения, весьма ограничено. К ним относятся установки с редкими пусками, работающие с постоянной нагрузкой, например вентиляторы, центробежные насосы и т. п.

Для большинства рабочих машин переходные процессы имеют существенное значение. Например, при циклическом режиме работы с большим количеством пусков производительность машины в значительной степени зависит от продолжительности периодов пуска и торможения. При сокращении длительности этих режимов динамические нагрузки в элементах рабочей машины возрастают, что может привести к их разрушению. Иногда технологический режим работы машины ограничивает предельные ускорения. Так, у подъемно-транспортных установок при транспортировании людей величины ускорений и характер их изменения во времени устанавливают из условий безопасности и комфортабельности. С другой стороны, при чрезмерно заниженных ускорениях не полностью используются электромеханические свойства двигателя и уменьшается возможная производительность машины. Поэтому для каждой рабочей машины и механизма к электроприводу предъявляют различные и часто весьма жесткие требования в отношении необходимого характера переходного процесса.

Причиной переходных процессов в электромеханических системах является механическая и электромагнитная инерционность. Это обусловлено свойством систем накапливать энергию в отдельных элементах. В движущихся частях накапливается кинетическая энергия, в упругих элементах — потенциальная энергия, в индуктивностях — электромагнитная. Если при этом происходит только накопление и уменьшение энергии в отдельных элементах, то переходные процессы носят аperiodический характер. При обмене энергией между элементами системы переходный процесс может быть колебательным, что в ряде случаев является нежелательным. В зависимости от вида энергии, обуславливающей переходные процессы, их разделяют на механические, электромагнитные и тепловые.

Практически при работе электропривода все три вида переходных процессов протекают одновременно. Однако их длительность и влияние на работу электроприводов различны.

*Механические переходные процессы* связаны с изменением кинетической и потенциальной энергии системы.

*Электромагнитные переходные процессы* возникают при изменении электромагнитной энергии системы. Если их длительность соизмерима с длительностью механических переходных процессов, они оказывают существенное влияние на поведение всей электромеханической системы. В этом случае оба процесса рассматриваются как один, называемый *электромеханическим переходным процессом*.

*Тепловые переходные процессы*, обусловленные изменением запаса тепловой энергии, вызывают изменение активного сопротивления обмоток и, таким образом, влияя на механические и электромагнитные переходные процессы, но протекают значительно медленнее последних. Поэтому во время механических и электромагнитных переходных процессов температура обмоток меняется незначительно, что позволяет не учитывать тепловые процессы.

Анализ переходных процессов сводится к определению законов изменения основных электрических и механических величин системы во времени и выяснению влияния на них различных параметров сети (напряжения, частоты), электродвигателя (сопротивлений обмоток), системы управления (коэффициентов усиления и обратных связей) и механизма (статический момент, момент инерции).

Для исследования переходного процесса необходимо прежде всего составить дифференциальные уравнения, отображающие его в математической форме. Решения этих уравнений описывают поведение системы как в переходном, так и в установившемся режимах работы при заданных начальных условиях.

Как правило, все системы электропривода являются нелинейными, что создает большие трудности при анализе переходных процессов из-за невозможности применения общих методов решения дифференциальных уравнений. Поэтому обычно при рассмотрении переходных процессов в электроприводах производят линеариза-

цию системы, принимая допущения, не оказывающие существенно-го влияния на точность получаемых результатов. В этом случае, если переходные процессы описываются линейными дифференциальными уравнениями не выше третьего порядка, могут быть получены решения в общем виде, пригодные для анализа большого класса аналогичных систем. При более высоком порядке уравнений и при невозможности заменить систему линейной применяют численные или графические методы решения уравнений, а также математическое моделирование на аналоговых вычислительных машинах. Последний метод наиболее целесообразен, так как позволяет исследовать переходные процессы при вариации параметров электропривода в любых пределах при относительно небольших затратах времени. Необходимым условием его применения является корректность математического описания исследуемых процессов.

Ниже рассматриваются различные виды переходных процессов в электроприводах с анализом частных случаев, которые могут быть решены в общем виде и представляют практический интерес, несмотря на принятые допущения.

### § III.2. Механические переходные процессы

При анализе механических переходных процессов учитывают только механическую инерционность системы. В этом случае исходным выражением для анализа переходных процессов является уравнение (1.9) движения привода

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

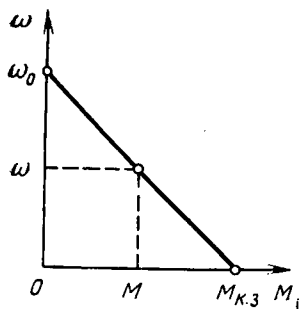


Рис. III.1. График линейной механической характеристики

Для определения закона движения системы необходимо знать характер изменения вращающего момента  $M$  двигателя и статического момента  $M_c$ . Для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением, а также для асинхронных двигателей с фазным ротором, работающих на естественной или реостатных характеристиках с нагрузкой до  $1,5 M_n$ , вращающий момент принимается линейно изменяющимся в функции скорости. Это допущение может быть распространено и на двигатели с не-

линейными механическими характеристиками, которые в определенном интервале скоростей могут быть заменены линейными. При этом вращающий момент согласно рис. III.1 в общем виде определяется выражением

$$M = M_{к.з} - \beta \omega, \quad (\text{III.2})$$

где  $M_{к.з}$  — момент двигателя при  $\omega = 0$ ;

$\beta = \frac{M_{к.з}}{\omega_0}$  — жесткость механической характеристики двигателя.

Подставляя в (III.1) значение момента из (III.2), получим

$$J \frac{d\omega}{dt} + \beta\omega = M_{к.з} - M_c. \quad (III.3)$$

Если статический момент  $M_c = \text{const}$ , то, разделив уравнение (III.3) на  $\beta$ , получим

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{уст}, \quad (III.4)$$

где  $T_m = \frac{J}{\beta}$  — электромеханическая (механическая) постоянная времени электропривода, с;  
 $\omega_{уст} = \frac{M_{к.з} - M_c}{\beta}$  — установившееся значение скорости, рад/с.

Механическая постоянная времени характеризует влияние механической инерции движущихся частей установки и формы механической характеристики двигателя на скорость протекания переходных процессов. Если в выражение механической характеристики подставить вместо  $\beta$  его значение из (III.2), найденное для холостого хода ( $M=0$ ,  $\omega=\omega_0$ ), получим

$$T_m = \frac{J}{\beta} = J \frac{\omega_0}{M_{к.з}}. \quad (III.5)$$

Сравнивая (III.5) с (I.77), можно дать физическое толкование механической постоянной времени как времени разгона электропривода до скорости идеального холостого хода при постоянном пусковом моменте  $M_n = M_{к.з}$  и отсутствии нагрузки на валу ( $M_c = 0$ ).

Для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением механическая постоянная времени может быть найдена по известным параметрам двигателя, если в (III.5) подставить значение  $\beta$  из (II.12), обозначив  $c\Phi = c_\Phi$

$$T_m = \frac{JR_\alpha}{c_\Phi^2}. \quad (III.6)$$

Механическая постоянная времени асинхронного двигателя согласно (III.5) и с учетом, что  $\beta = \frac{M_n}{\omega_0 - \omega_n} = \frac{M_n}{\omega_0 s_n}$ , может быть определена по номинальным параметрам

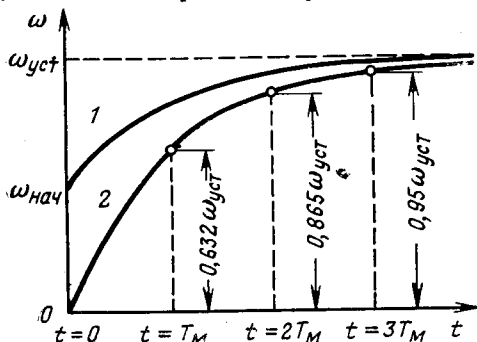
$$T_m = J \frac{\omega_0 s_n}{M_n}. \quad (III.7)$$

Линейное дифференциальное уравнение первого порядка (III.4) описывает поведение электропривода при переходных процессах. Оно справедливо для режимов пуска, регулирования скорости, торможения и реверса при линейной механической характе-

ристике и постоянном статическом моменте. Решение этого уравнения имеет вид

$$\omega = \omega_{уст} + A e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (\text{III.8})$$

Постоянная интегрирования  $A$  определяется из начальных условий конкретного процесса. В общем случае при  $t=0$  скорость двигателя  $\omega = \omega_{нач}$ . Тогда из (III.8)



$$A = \omega_{нач} - \omega_{уст},$$

и полное решение уравнения (III.4) будет

$$\omega = \omega_{уст} + (\omega_{нач} - \omega_{уст}) e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (\text{III.9})$$

Рис. III.2. График экспоненциального переходного процесса:

$$1 - \omega_{нач} = 0,5 \omega_{уст}; \quad 2 - \omega_{нач} = 0$$

рость двигателя изменяется от  $\omega_{нач}$  до  $\omega$ , может быть получено, если (III.9) записать в виде

$$e^{-\frac{t}{T_m}} = \frac{\omega - \omega_{уст}}{\omega_{нач} - \omega_{уст}}$$

и решить относительно  $t$ :

$$t = T_m \ln \frac{\omega_{нач} - \omega_{уст}}{\omega - \omega_{уст}}. \quad (\text{III.10})$$

Как следует из (III.10), длительность переходного процесса теоретически равна бесконечности, так как при скорости двигателя  $\omega = \omega_{уст}$  значение  $t = \infty$ .

В частном случае, когда  $\omega_{нач} = 0$ , что соответствует пуску двигателя, выражение (III.9) примет вид

$$\omega = \omega_{уст} (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}). \quad (\text{III.11})$$

Если в уравнение (III.11) подставить время  $t$  в долях от  $T_m$ , то для различных  $t$  получим следующие величины  $e^{-\frac{t}{T_m}}$  и  $(1 - e^{-\frac{t}{T_m}})$ :

$t$ . . . . .	0	$T_m$	$2T_m$	$3T_m$	$4T_m$	$5T_m$
$e^{-\frac{t}{T_m}}$ . . . . .	1,00	0,368	0,135	0,0498	0,0183	0,00674
$1 - e^{-\frac{t}{T_m}}$ . . . . .	0,00	0,632	0,865	0,950	0,983	0,994

Из этих данных видно, что при  $t=3T_M$  скорость вращения двигателя отличается от установившегося значения  $\omega_{уст}$  примерно на 5%, а при  $t=4T_M$  — всего на 2%. Поэтому переходный процесс считают практически закончившимся при  $t=(3\div 4)T_M$ . Можно считать, что продолжительность переходного процесса не зависит от значений  $\omega_{нач}$  и  $\omega_{уст}$ .

По окончании переходного процесса, когда  $\frac{d\omega}{dt}=0$ , скорость двигателя согласно (III.4) равна  $\omega_{уст}$  и с учетом (III.3)

$$\omega = \omega_{уст} = \frac{M_{к.з} - M_c}{\beta}.$$

Если в это выражение подставить значение  $\beta = \frac{M_{к.з}}{\omega_0}$ , получим

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0}{M_{к.з}} M_c = \omega_0 - \frac{1}{\beta} M_c = \omega_c. \quad (\text{III.12})$$

Сравнивая (III.12) и (II.12), можно сделать вывод о том, что статические механические характеристики представляют собой геометрическое место точек, соответствующих установившемуся режиму работы привода, в системе координат  $(\omega, M)$ . Поэтому значение установившейся скорости  $\omega_{уст}$  определяется точкой пересечения механических характеристик двигателя и механизма.

Ускорение двигателя может быть найдено дифференцированием по времени (III.9):

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega_{уст} - \omega_{нач}}{T_M} e^{-\frac{t}{T_M}}. \quad (\text{III.13})$$

Как видно из полученного выражения, ускорение будет иметь максимальное значение в начале переходного процесса, когда  $t=0$ , т. е.

$$\dot{\omega}_{\max} = \frac{\omega_{уст} - \omega_{нач}}{T_M}. \quad (\text{III.14})$$

Дальнейший процесс сопровождается монотонным убыванием ускорения. Сравнивая его значения при произвольном значении  $t=t_1$  и  $t=t_1+T_M$ , получим

$$\frac{\dot{\omega}(t_1+T_M)}{\dot{\omega}(t_1)} = \frac{e^{-\frac{t_1+T_M}{T_M}}}{e^{-\frac{t_1}{T_M}}} = e^{-1} = \frac{1}{e}.$$

Таким образом, ускорение привода уменьшается в  $e$  раз через каждый интервал времени, равный  $T_M$ .

Во время переходного процесса одновременно со скоростью изменяется и величина вращающего момента двигателя, линейно зависящего от нее. Согласно (III.2):

$$\omega = \frac{M_{к.з} - M}{\beta}; \quad \omega_{нач} = \frac{M_{к.з} - M_{нач}}{\beta}; \quad \omega_{уст} = \frac{M_{к.з} - M_{уст}}{\beta}.$$

Подставляя эти значения в (III.9), найдем закон изменения вращающего момента во времени

$$M = M_{\text{уст}} + (M_{\text{нач}} - M_{\text{уст}}) e^{-\frac{t}{T_{\text{м}}}}. \quad (\text{III.15})$$

Следовательно, вращающий момент двигателя изменяется по экспоненциальному закону (рис. III.3). Если ток двигателя пропорционален вращающему моменту, то его зависимость от времени определяется выражением

$$i = I_{\text{уст}} + (I_{\text{нач}} - I_{\text{уст}}) e^{-\frac{t}{T_{\text{м}}}}. \quad (\text{III.16})$$

Если статический момент, обусловленный нагрузкой механизма, линейно зависит от скорости

$$M_{\text{с}} = M_{\text{с0}} + \beta_{\text{с}} \omega, \quad (\text{III.17})$$

где  $M_{\text{с0}}$  — статический момент при  $\omega = 0$ ;

$\beta_{\text{с}}$  — жесткость механической характеристики механизма, то, подставляя его значение в (III.3), получим

$$J \frac{d\omega}{dt} + (\beta + \beta_{\text{с}}) \omega = M_{\text{к.з}} - M_{\text{с0}}. \quad (\text{III.18})$$

Это выражение может быть приведено к каноническому виду почленным делением его на сумму жесткостей:

$$T'_{\text{м}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega'_{\text{уст}},$$

где  $T'_{\text{м}} = \frac{J}{\beta + \beta_{\text{с}}}$  — механическая постоянная времени, с;

$\omega'_{\text{уст}} = \frac{M_{\text{к.з}} - M_{\text{с0}}}{\beta + \beta_{\text{с}}}$  — установившаяся скорость, рад/с.

Решение этого уравнения имеет вид (III.9) и отличается подстановкой  $T'_{\text{м}}$  и  $\omega'_{\text{уст}}$  вместо  $T_{\text{м}}$  и  $\omega_{\text{уст}}$ . Вращающий момент двигателя изменяется по закону (III.15) с соответствующей постоянной времени  $T'_{\text{м}}$ .

Для определения механической постоянной времени электропривода необходимо знать приведенный момент инерции  $J$ , который не всегда определяется при расчетах машин и механизмов. В таких случаях его находят экспериментальным путем. Обычно для этого используют метод выбега, при котором в режиме холостого хода измеряют мощность  $P_{\text{с}}$  потребления двигателя и скорость  $\omega_{\text{нач}}$ . Затем двигатель отключают и записывают на осциллографе уменьшение его скорости во времени — свободный выбег (рис. III.4).

До отключения двигатель работал в установившемся режиме с вращающим моментом

$$M = M_{\text{с}} = 9550 \frac{P_{\text{с}}}{n} = \frac{P_{\text{с}} \cdot 10^3}{\omega_{\text{нач}}}, \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (\text{III.19})$$

После отключения двигателя поведение электропривода, если принять  $M_c = \text{const}$ , описывается уравнением движения

$$J \frac{d\omega}{dt} = J \varepsilon = -M_c = -\frac{P \cdot 10^3}{\omega}.$$

Из полученного выражения следует, что

$$J = -\frac{P \cdot 10^3}{\omega \varepsilon} = -\frac{M_c}{\varepsilon}, \quad \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{с}^2}. \quad (\text{III.20})$$

Таким образом, для определения момента инерции привода необходимо разделить полученное из (III.19) значение статического момента на величину ускорения  $\varepsilon$  привода при свободном выбе-

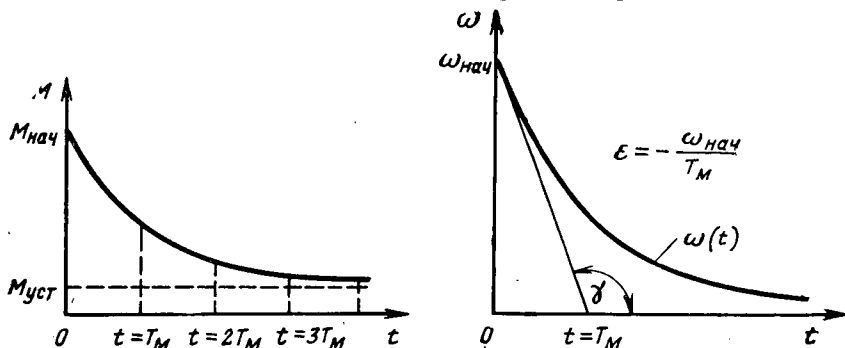


Рис. III.3. График изменения вращающего момента при экспоненциальном характере переходного процесса

Рис. III.4. График свободного выбега привода

ге. Так как статический момент несколько меняется при изменении скорости привода, то и ускорение  $\varepsilon$  не остается постоянным. Поэтому его определяют в момент начала процесса как тангенс угла  $\gamma$  наклона касательной в начальной точке кривой выбега.

Вследствие возможной погрешности при графическом определении ускорения этот метод следует использовать для приближенного определения момента инерции.

### § III.3. Электромагнитные переходные процессы

Электромагнитные переходные процессы обусловлены изменением запаса электромагнитной энергии в электрических машинах, пропорциональной индуктивности их цепей и квадрату протекающего по ним тока. Влияние этого вида переходных процессов на поведение электропривода различно. Например, у машины постоянного тока наличие индуктивности обмоток приводит к изменению скорости изменения тока в этих обмотках, а у асинхронных двигателей — к появлению свободных составляющих переменного тока его обмоток. Вследствие этого у машин постоянного тока зависи-



мость электромагнитного момента от скорости вращения не совпадает со статической механической характеристикой, а у асинхронных двигателей на статическую характеристику накладываются колебательные составляющие электромагнитного момента.

Длительность электромагнитных переходных процессов определяется величиной индуктивности обмоток. У машин постоянного тока время переходного процесса может достигать нескольких секунд, а у асинхронных двигателей — нескольких периодов питающего напряжения. Поэтому электромагнитные переходные процессы учитывают обычно только для машин постоянного тока, а влияние их на работу асинхронных двигателей оценивается только в отдельных случаях, когда переключения электропривода происходят очень часто и соизмеримы по времени с длительностью переходных процессов. Такому положению способствует значительная сложность математического описания и решения уравнений переходных процессов с учетом электромагнитной инерции двигателя.

Если к зажимам обмотки, обладающей индуктивностью  $L$  и омическим сопротивлением  $R$ , приложить постоянное напряжение  $U$ , то уравнение э. д. с. для цепи выразится следующим образом:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = U. \quad (\text{III.21})$$

Разделив правую и левую части уравнения (III.21) на  $R$ , получим линейное дифференциальное уравнение первого порядка

$$T_a \frac{di}{dt} + i = I_{уст}, \quad (\text{III.22})$$

где  $T_a = L/R$  — электромагнитная постоянная времени обмотки, с;  $I_{уст}$  — установившийся ток обмотки, А.

Электромагнитная постоянная времени характеризует влияние электромагнитной инерции обмотки на скорость протекания переходного процесса. Физический смысл ее заключается в том, что  $T_a$  представляет собой время, в течение которого ток в контуре, содержащем только индуктивность  $L$ , изменяется от нуля до установившегося значения, определяющегося величиной приложенного напряжения и омического сопротивления контура.

Решение уравнения (III.22) для общего случая, когда при  $t=0$  начальное значение тока  $i = I_{нач}$

$$i = I_{уст} + (I_{нач} - I_{уст}) e^{-\frac{t}{T_a}}. \quad (\text{III.23})$$

Таким образом, закон изменения тока носит экспоненциальный характер. Продолжительность переходного процесса принимается равной  $(3 \div 4) T_a$ .

Полученный результат применим к переходным процессам в обмотках возбуждения и якоря машин постоянного тока при допущении, что их индуктивность  $L = \text{const}$ , т. е. без учета зависимости их от насыщения магнитной системы машин. Кроме того, измене-

ние тока в цепи якоря будет иметь указанный характер только при отсутствии вращения, когда э. д. с. якоря равна нулю.

Для защиты обмоток возбуждения от возможных перенапряжений при отключении от источника питания их шунтируют разрядным сопротивлением  $R_p$  (рис. III.5, а). В этом случае для определения электромагнитной постоянной времени цепи возбуждения и установившегося тока реальную систему заменяют более простой (рис. III.5, б) с эквивалентными параметрами. Для такой схемы справедливо уравнение

$$U_b = \left( R + R_b + \frac{RR_b}{R_p} \right) i_b + \left( 1 + \frac{R}{R_p} \right) L_b \frac{di_b}{dt}. \quad (\text{III.24})$$

Сопоставляя (III.24) и (III.21), найдем эквивалентные параметры схемы:

$$R_3 = R + R_b + \frac{RR_b}{R_p}; \quad L_3 = \left( 1 + \frac{R}{R_p} \right) L_b.$$

Эквивалентная электромагнитная постоянная времени для цепи возбуждения с разрядным сопротивлением

$$T'_b = \frac{L_b(R + R_p)}{RR_p + R_b(R_p + R)},$$

а установившееся значение полного тока цепи возбуждения

$$I'_{уст} = \frac{U_b R_p}{RR_p + R_b(R_p + R)}.$$

Следовательно, полный ток цепи возбуждения изменяется во времени также по экспоненциальному закону, но с постоянной времени  $T'_b$ .

Значения электромагнитных постоянных времени обмоток возбуждения и якорей двигателя определяют экспериментальным методом или расчетом с использованием основных характеристик электрических машин.

При последовательном соединении обмоток возбуждения, расположенных на отдельных полюсах, полная индуктивность обмотки возбуждения

$$L_b = 2p\omega_b \frac{d\Phi_{\pi}}{di_b}, \quad \Gamma, \quad (\text{III.25})$$

где  $2p$  — число полюсов машины;

$\omega_b$  — число витков обмотки на одном полюсе;

$\Phi_{\pi}$  — полный магнитный поток одного полюса, Вб.

Полный магнитный поток представляет собой сумму полезного магнитного потока обмотки возбуждения  $\Phi$  и потока рассеяния  $\Phi_p$ . Так как характеристика намагничивания электрических машин представляет зависимость полезного потока полюса  $\Phi$  от намагничивающей силы  $F_b = i_b \omega_b$ , то поток рассеяния учитывается коэф-

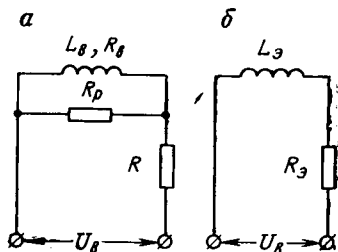


Рис. III.5. Схемы цепи возбуждения

коэффициентом рассеяния  $\sigma$  (обычно  $\sigma=1,12 \div 1,25$ ). Полный магнитный поток в этом случае определяется как  $\Phi_{\Sigma} = \sigma \Phi$ .

Тогда формула (III.25) может быть представлена в виде

$$L_B = 2p\omega_B^2 \sigma \frac{d\Phi}{dF_B}. \quad (\text{III.26})$$

Для определения  $L_B$  необходимо найти для ряда точек характеристики намагничивания значения  $\frac{d\Phi}{dF_B}$ . Они определяются как тангенс угла наклона касательных в соответствующих точках характеристики намагничивания к оси абсцисс, но могут быть получены также заменой бесконечно малых приращений конечными и

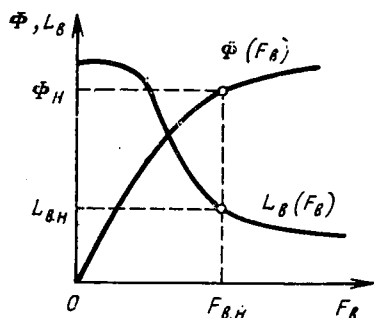


Рис. III.6. Характеристика намагничивания и график зависимости индуктивности обмотки возбуждения от н.с. полюсов

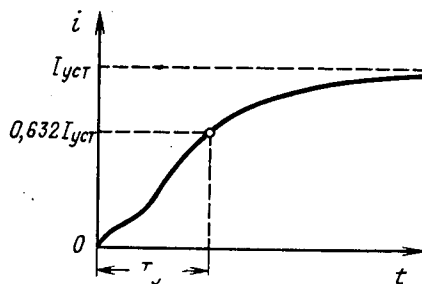


Рис. III.7. Определение электромагнитной постоянной времени

вычислением отношений  $\frac{\Delta\Phi}{\Delta F}$ . Затем пользуясь формулой (III.26), следует определить значения  $L_B$  для выбранных точек и построить график зависимости  $L_B = f(F_B)$ , из которого видно, что индуктивность обмотки возбуждения является переменной величиной и только для линейного участка характеристики намагничивания ее можно считать постоянной (рис. III.6).

Сопротивление обмотки возбуждения  $R_B$  определяется по каталожным данным.

Для обмоток якорной цепи двигателя индуктивность  $L_{\Sigma}$  определяется обычно по упрощенной формуле

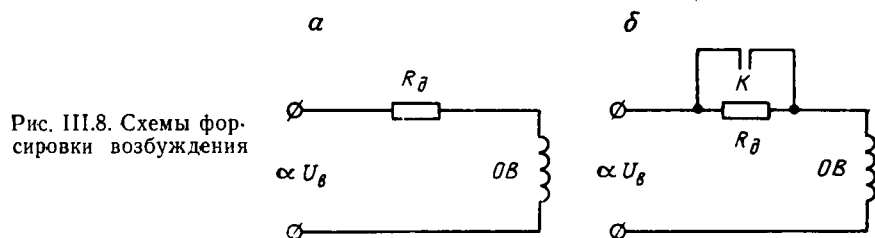
$$L_{\Sigma} = k \frac{U_{\Sigma}}{I_{\Sigma}} \frac{30}{\pi n_p} = \frac{k U_{\Sigma}}{p \omega_{\Sigma} I_{\Sigma}}, \text{ Г}, \quad (\text{III.27})$$

где  $U_{\Sigma}$  — номинальное напряжение, В;  
 $I_{\Sigma}$  — номинальный ток якоря, А;  
 $n_p$  — номинальная частота вращения, об/мин;  
 $k$  — коэффициент (принимается равным 0,6 для некомпенсированных машин; 0,1 — для компенсированных электродвигателей; 0,15—0,2 — для компенсированных генераторов).

Сопротивление  $R_{\text{я}}$  определяется по каталожным данным двигателя с учетом всех обмоток якорной цепи.

Для более точного определения электромагнитной постоянной времени осциллографируют процесс изменения тока в обмотке (рис. III.7) при включении ее на постоянное напряжение. Постоянная времени определяется из условий, что при  $t=T_{\text{э}}$  ток достигает значения  $i=0,632 I_{\text{уст}}$ .

Реальный процесс изменения тока обычно несколько отличается от экспоненциального из-за наведения вихревых токов в магнитопроводе машины и ряда других причин. Поэтому замена его апериодическим с постоянной времени  $T_{\text{э}}$  является упрощением, позволяющим приближенно оценить влияние электромагнитных переходных процессов на работу привода.



Для ориентировочного определения электромагнитной постоянной времени обмотки независимого возбуждения можно пользоваться формулой

$$T_{\text{в}} = \sqrt[3]{\frac{1000 P_{\text{н}}}{n_{\text{н}}(2p)^2}}, \text{ с}, \quad (\text{III.28})$$

где  $P_{\text{н}}$  — номинальная мощность, кВт.

Из (III.28) видно, что постоянная времени  $T_{\text{в}}$  зависит от мощности. Для наиболее распространенных конструкций машин при мощности от 1 до 5 кВт  $T_{\text{в}}=0,1 \div 0,5$  с, при средней мощности (100—1000 кВт)  $T_{\text{в}}=1 \div 2$  с, при большой мощности (1000—3000 кВт)  $T_{\text{в}}=2 \div 4$  с. Поэтому продолжительность нарастания тока до заданного значения, равная  $(3 \div 4) T_{\text{в}}$ , может быть значительной, что приводит к уменьшению быстродействия электропривода и снижению производительности рабочей машины. Для сокращения времени переходного процесса в таких случаях применяют различные способы ускорения нарастания тока возбуждения, называемые *форсировкой возбуждения*.

Рассмотрим два наиболее распространенных способа форсировки. Так как электромагнитная постоянная времени обратно пропорциональна омическому сопротивлению цепи возбуждения, то, включив последовательно с обмоткой возбуждения добавочное сопротивление  $R_{\text{д}}$  (рис. III.8, а), можно уменьшить величину  $T_{\text{в}}$ , а следовательно, и время возбуждения машины.

В этом случае электромагнитная постоянная времени

$$T'_B = \frac{L_B}{R_B + R_d}. \quad (\text{III.29})$$

Отношение электромагнитных постоянных времени с форсировкой  $T'_B$  и без форсировки  $T_B$ :

$$\frac{T'_B}{T_B} = \frac{R_B}{R_B + R_d} = \frac{1}{\alpha},$$

откуда

$$T'_B = \frac{T_B}{\alpha}, \quad (\text{III.30})$$

где  $\alpha = \frac{R_B + R_d}{R_B}$  — коэффициент форсировки.

Чтобы при наличии добавочного сопротивления в цепи возбуждения величина установившегося тока возбуждения не изменилась, необходимо повысить напряжение на зажимах цепи возбуждения в  $\alpha$  раз. Согласно (III.23) при  $I_{\text{нач}} = 0$  ток в обмотке возбуждения изменяется по закону

$$i_B = I_{B, \text{уст}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T'_B}}\right), \quad (\text{III.31})$$

а длительность переходного процесса, равная  $(3 \div 4) T'_B$  уменьшится в  $\alpha$  раз.

При втором способе форсировки (рис. III.8,б) контакт  $K$  предварительно замыкают и к обмотке возбуждения подводят напряжение в  $\alpha$  раз выше номинального. Электромагнитная постоянная времени цепи возбуждения в этом случае остается неизменной, а значение установившегося тока будет в  $\alpha$  раз больше номинального, т. е.  $\alpha I_{B, \text{н}}$ .

Изменение тока возбуждения описывается выражением

$$i_B = \alpha I_{B, \text{н}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_B}}\right). \quad (\text{III.32})$$

При достижении током возбуждения номинального значения  $I_{B, \text{н}}$  форсировка должна быть снята, что достигается размыканием контакта  $K$ , который включает добавочное сопротивление  $R_d$  последовательно с обмоткой возбуждения. Такой способ называется *форсировкой с отсечкой*, потому что при достижении током возбуждения заданного значения форсировка резко снимается (отсечается) включением ограничивающего сопротивления.

Время  $t_{\text{п.п}}$ , по истечении которого ток достигнет значения  $I_{B, \text{н}}$ , может быть найдено из уравнения (III.32)

$$t_{\text{п.п}} = T_B \ln \frac{\alpha I_{B, \text{н}}}{\alpha I_{B, \text{н}} - I_{B, \text{н}}} = T_B \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1}. \quad (\text{III.33})$$

Таким образом, время нарастания тока возбуждения до требуемого значения зависит от постоянной времени цепи возбужде-

ния и коэффициента форсировки. На рис. III.9 показаны графики изменения тока возбуждения для одинаковых исходных условий; при возбуждении без форсировки (кривая 1), при форсировке с постоянно включенным добавочным сопротивлением (кривая 2) и форсировке с отсечкой (график 3).

Однако возможности сокращения длительности нарастания тока возбуждения ограничены. Если построить по уравнению (III.33) зависимость времени переходного процесса, выраженного

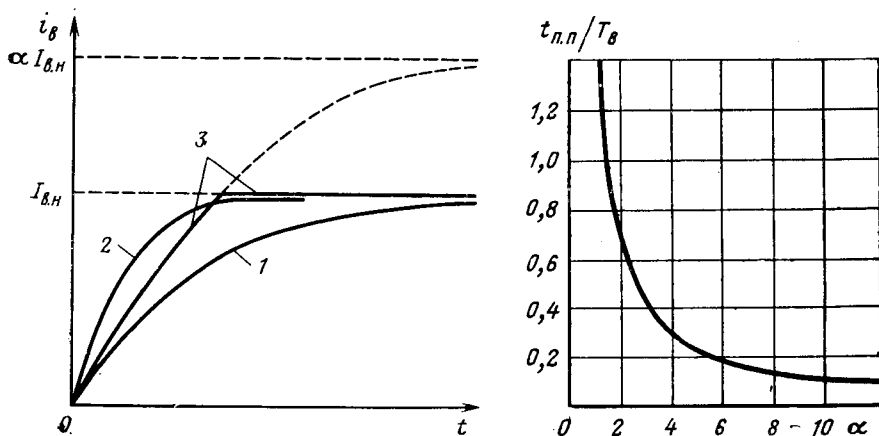


Рис. III.9. Графики изменения тока возбуждения при различных способах форсировки при возбуждении без форсировки

Рис. III.10. График зависимости времени переходного процесса от коэффициента форсировки

в долях от постоянной времени  $t_{n.p.}/T_g$ , от коэффициента форсировки  $\alpha$  (рис. III.10), то из него видно, что при  $\alpha > 3 \div 4$  время возбуждения изменяется незначительно. Необходимо учитывать, что продолжительность переходного процесса при форсировке снижается за счет увеличения мощности, подводимой к цепи возбуждения для покрытия потерь в добавочных сопротивлениях.

Кроме указанных способов, ускорение электромагнитных переходных процессов может быть получено применением систем управления с обратными связями, которые будут рассмотрены ниже (§ X.3).

#### § III.4. Тепловые переходные процессы

При работе электрической машины происходит потеря энергии в активных сопротивлениях обмоток, в стали, механические потери в подшипниках, вентиляционные и др. Эти потери переходят в тепловую энергию и вызывают повышение температуры отдельных частей машины над температурой окружающей среды.

В начале работы большая часть выделяемого тепла идет на повышение температуры самой машины, а меньшая — отдается в окружающую среду. По мере повышения температуры машины количество отдаваемого тепла возрастает, и при определенной температуре дальнейший нагрев машины прекращается, а все выделяемое тепло передается в окружающую среду.

Всякое изменение температуры связано с изменением запаса тепловой энергии электрической машины, что является причиной тепловых переходных процессов.

Так как электрическая машина представляет собой совокупность элементов выполненных из материалов с различными коэффициентами теплопроводности и теплоемкостями (сталь, медь, изоляционные материалы), а источники тепла (обмотки, зоны вихревых токов и т. п.) расположены неравномерно по объему машины, то это сильно усложняет тепловые расчеты и делает задачу почти не разрешимой. Поэтому для получения практически приемлемых результатов вводят некоторые допущения. Наиболее часто принимают одноступенчатую теорию нагрева, в основу которой положено представление об электрической машине как об однородном в отношении нагрева теле с бесконечно большой теплопроводностью, благодаря чему температура во всех точках машины в любой момент времени одинакова.

Ввиду того, что температура нагрева электрических машин невелика, можно считать, что в процессе нагрева теплообмен между частями машины и отдача тепла в окружающую среду происходят в основном за счет конвекции и теплопроводимости. Принимают также, что теплоотдача происходит равномерно по всей поверхности машины и количество выделяемого тепла зависит только от разности температур между окружающей средой и машиной, а также от состояния поверхности машины. Такая идеализация процесса нагрева электрической машины позволяет получить достаточно простое дифференциальное уравнение теплового переходного процесса.

Мощность потерь при работе двигателя с постоянной нагрузкой равна

$$\Delta P = P_1 - P, \text{ Вт}, \quad (\text{III.34})$$

где  $P_1$  — мощность потребления двигателя, Вт;

$P$  — мощность на валу двигателя, Вт.

Количество тепла, выделяемого в двигателе за время  $dt$ ,

$$dQ = \Delta P dt, \text{ Дж}. \quad (\text{III.35})$$

Учитывая принятые допущения, уравнение теплового баланса двигателя за отрезок времени  $dt$  имеет вид

$$dQ = C d\tau + A \tau dt, \text{ Дж}, \quad (\text{III.36})$$

где  $C$  — теплоемкость двигателя, т. е. количество тепла, необходимое для повышения температуры тела на  $1^\circ\text{C}$ , Дж/ $^\circ\text{C}$ ;

$A$  — теплоотдача, количество тепла, которое двигатель отдает в окружающую среду за единицу времени при разности температур в  $1^\circ\text{C}$ ,  $\text{Дж}/(\text{с} \cdot ^\circ\text{C})$ ;

$\tau$  — превышение температуры двигателя над температурой окружающей среды (перегрев),  $^\circ\text{C}$ .

Таким образом, тепло, выделяющееся в двигателе за время  $dt$ , отдается в окружающую среду ( $A\tau dt$ ) и вызывает повышение температуры самого двигателя ( $Cd\tau$ ).

Разделив правую и левую части уравнения (III.36) на  $A\tau dt$ , получим

$$T_\tau \frac{d\tau}{dt} + \tau = \tau_{\text{уст}}, \quad (\text{III.37})$$

где  $T_\tau = \frac{C}{A}$  — тепловая постоянная времени, с;

$\tau_{\text{уст}} = \frac{\Delta P}{A}$  — установившееся превышение температуры двигателя,  $^\circ\text{C}$ .

Полученное уравнение теплового переходного процесса является линейным дифференциальным уравнением первого порядка, решение которого при  $\Delta P = \text{const}$  имеет вид

$$\tau = \tau_{\text{уст}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_\tau}}\right) + \tau_{\text{нач}} e^{-\frac{t}{T_\tau}}, \quad (\text{III.38})$$

где  $\tau_{\text{нач}}$  — значение начального превышения температуры двигателя.

При работе двигателя с переменной нагрузкой по уравнению (III.38) можно построить кривую нагрева двигателя, но для этого необходимо знать длительность работы и потери при данной нагрузке.

Рассмотрим изменение превышения температуры двигателя, работающего по графику (рис. III.11) с меняющейся нагрузкой ( $P_1, P_2, P_3$  и т. д.). Потери при этом соответственно будут  $\Delta P_1, \Delta P_2, \Delta P_3$  и т. д. Установившееся значение превышения температуры для каждого значения нагрузки найдем из выражения

$$\tau_{\text{уст } i} = \frac{\Delta P_i}{A}, \quad (\text{III.39})$$

где  $i = 1, 2, 3$  и т. д. — порядковый номер участка диаграммы с определенной мощностью.

За начальное превышение температуры на каждом участке следует принимать конечное значение превышения температуры пре-

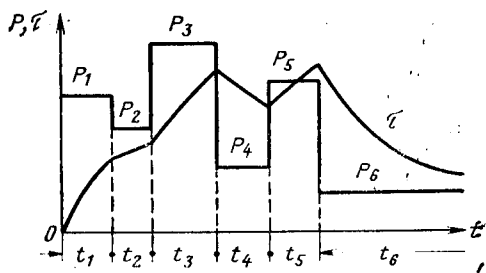


Рис. III.11. График нагрева двигателя при работе с переменной нагрузкой



дыдущего участка, т. е.  $\tau_{нач i} = \tau_{кон(i-1)}$ . Если уменьшать нагрузку двигателя, превышение температуры которого достигло некоторой величины, то дальнейшее ее повышение или снижение зависит от знака разности установившегося значения перегрева для этой нагрузки и достигнутого перегрева. Процесс изменения температуры на каждом участке носит экспоненциальный характер и описывается уравнением (III.38).

Тепловая постоянная времени

$$T_{\tau} = \frac{C}{A}, \text{ с} \quad (\text{III.40})$$

характеризует скорость изменения температуры двигателя. Физический смысл ее можно выяснить, если предположить, что нагрев двигателя происходит без отвода тепла в окружающую среду, т. е. при  $A=0$ . Тогда уравнение (III.36) будет иметь вид

$$\Delta P dt = C d\tau. \quad (\text{III.41})$$

Интегрируя это выражение в пределах от  $\tau=0$  до  $\tau=\tau_{уст}$ , получим

$$t = \frac{C}{\Delta P} \tau_{уст} = \frac{C \Delta P}{\Delta P A} = \frac{C}{A} = T_{\tau}. \quad (\text{III.42})$$

Следовательно, тепловая постоянная времени представляет собой время, в течение которого превышение температуры двигателя при отсутствии отдачи тепла в окружающую среду достигнет установившегося значения, соответствующего нормальным условиям теплоотдачи.

Тепловая постоянная времени двигателя определяется его тепл емкостью и теплоотдачей. Тепл емкость двигателя  $C$  пропорциональна его объему, т. е. кубу линейных размеров, а теплоотдача  $A$  пропорциональна площади поверхности охлаждения, т. е. квадрату линейных размеров. Поэтому в первом приближении можно считать тепловую постоянную времени пропорциональной линейным размерам машины. Так как номинальная мощность двигателя находится в прямой зависимости с его геометрическими размерами и скоростью, то при одинаковой скорости вращения с увеличением мощности двигателя его тепловая постоянная возрастает. С увеличением скорости двигателя улучшаются условия вентиляции, а следовательно, повышается теплоотдача; кроме того, у быстроходных машин при одной и той же мощности основные размеры уменьшаются, поэтому быстроходные машины имеют меньшую тепловую постоянную времени, чем тихоходные.

Для закрытых и взрывобезопасных двигателей вследствие ухудшения условий охлаждения расчетные значения плотности тока и магнитной индукции берутся уменьшенными, поэтому размеры таких двигателей возрастают. Это приводит к увеличению тепловой постоянной времени в несколько раз по сравнению с открытыми машинами.

Тепловые переходные процессы протекают очень медленно по сравнению с механическими и электромагнитными. Реальные значения тепловых постоянных времени электрических машин лежат в диапазоне от 0,5 ч до нескольких часов. Поэтому тепловые переходные процессы обычно не оказывают влияния на механические и электромагнитные.

В случае применения двигателей с охлаждением от собственного вентилятора, установленного на его валу, теплоотдача при уменьшении скорости двигателя ухудшается. Поэтому тепловая постоянная времени снижается. Если обозначить через  $T_0$  постоянную времени при скорости двигателя, равной нулю, и отношение  $T_0$  к  $T_T$  при полной скорости через  $\beta' = T_0/T_T$ , то примерные значения  $\beta'$  для двигателей с различными способами охлаждения равны:

Закрытый без охлаждения . . . . .	0,95—0,98
Закрытый с независимым охлаждением . . . . .	0,95—1
Закрытый с наружным охлаждением от собственного вентилятора . . . . .	0,45—0,55
Защищенный с охлаждением внутреннего пространства от собственного вентилятора . . . . .	0,25—0,35

Коэффициент  $\beta'$  показывает, во сколько раз ухудшается теплоотдача неподвижной машины по сравнению с теплоотдачей при номинальной скорости ее вращения. При пуске и останове двигателей скорость их изменяется от нуля до номинальной. Принимая для этих режимов теплоотдачу как среднее арифметическое значение теплоотдач при указанных скоростях, можно определить коэффициент ухудшения теплоотдачи  $\alpha$  в периоды пуска и останова, который представляет собой отношение теплоотдачи при пуске и останове к теплоотдаче при номинальной скорости:

$$\alpha = \frac{A + A_0}{2A} = \frac{T_T + T_0}{2T_T} = \frac{1 + \beta'}{2} \quad (\text{III.43})$$

Для улучшения условий охлаждения двигателей, работающих в системах электроприводов с частыми пусками и остановами, обычно применяют двигатели с независимым охлаждением от отдельного вентилятора или с жидкостным охлаждением (двигатели угольных комбайнов).

Действительная кривая нагрева двигателя из-за указанных выше допущений при анализе тепловых переходных процессов отличается от расчетной экспоненты (рис. III.12), особенно в начальный период. Поэтому при определении тепловой постоянной

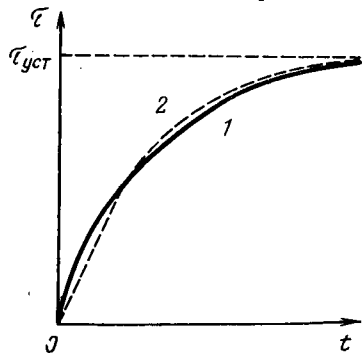


Рис. III.12. Действительный (1) и расчетный (2) графики нагрева двигателя

времени по экспериментально полученным кривым нагрева, методом построения касательной следует использовать ее участок при  $\tau > 0,5\tau_{\text{уст}}$ , где опытные данные близки к расчетным.

### § III.5. Электромеханические переходные процессы

При электромеханических переходных процессах учитывается совместное действие механической и электромагнитной инерционностей в системе электропривода. Поэтому для анализа этих процессов используются дифференциальные уравнения, описывающие поведение электропривода при механических и электромагнитных переходных процессах.

#### Процессы в двигателях постоянного тока

Для двигателей постоянного тока при рассмотрении электромагнитных переходных процессов обычно принимают следующие допущения: 1) не учитывают действие реакции якоря; 2) магнитную систему машины считают ненасыщенной, т. е. индуктивности обмоток принимают постоянными; 3) пренебрегают влиянием вихревых токов в магнитопроводах машин и явлением гистерезиса; 4) магнитный поток двигателя принимают постоянным.

При этих условиях уравнение э.д.с. цепи якоря, учитывающее электромагнитные процессы в якорной цепи, имеет вид

$$e = i_{\text{я}} R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + e_{\text{я}}, \quad (\text{III.44})$$

где  $e$  и  $e_{\text{я}}$  — э.д.с. соответственно источника постоянного тока и якоря двигателя;

$R_{\text{я}}$  и  $L_{\text{я}}$  — омическое сопротивление и индуктивность цепи якоря.

Механические переходные процессы описываются уравнением (I.9) движения электропривода

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_{\text{с}}.$$

При постоянном потоке возбуждения момент двигателя согласно (II.11) пропорционален току якорной цепи. Поэтому

$$J \frac{d\omega}{dt} = c_{\text{д}}(i_{\text{я}} - i_{\text{с}}),$$

откуда ток якоря

$$i_{\text{я}} = \frac{J}{c_{\text{д}}} \frac{d\omega}{dt} + i_{\text{с}}, \quad (\text{III.45})$$

а его производная по времени

$$\frac{di_{\text{я}}}{dt} = \frac{J}{c_{\text{д}}} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{di_{\text{с}}}{dt}. \quad (\text{III.46})$$

Разделив почленно уравнение (III.44) на  $R_{я}$ , найдем выражение для тока якорной цепи двигателя

$$T_{я} \frac{di_{я}}{dt} + i_{я} = \frac{1}{R_{я}} (e - e_{я}), \quad (III.47)$$

где  $T_{я} = L_{я}/R_{я}$  — электромагнитная постоянная времени якорной цепи, с.

Подставляя в уравнение (III.47) вместо  $i_{я}$  и  $\frac{di_{я}}{dt}$  их значения из (III.45) и (III.46) и учитывая, что э.д.с.  $e_{я}$  двигателя пропорциональна угловой скорости (II.7), получим

$$T_{м} T_{я} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_{м} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{e}{c_{д}} - \frac{R_{я}}{c_{д}} i_{с} - \frac{R_{я}}{c_{д}} T_{я} \frac{di_{с}}{dt}. \quad (III.48)$$

где  $T_{м} = \frac{J R_{я}}{c_{д}^2}$  — механическая постоянная времени привода согласно (III.6).

Таким образом, движение электропривода описывается дифференциальным уравнением второго порядка, которое позволяет анализировать переходные процессы при заданном законе изменения э.д.с.  $e$  источника питания или нагрузки на его валу, пропорциональной статическому току  $i_{с}$ . В установившемся режиме, когда  $i_{с} = \text{const}$  и  $\omega = \text{const}$ , все производные этих переменных равны нулю и выражение (III.48) превращается в уравнение (II.10) статической электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{e - i_{с} R_{я}}{c_{д}} = \omega_{с}. \quad (III.49)$$

Решение уравнения (III.48) зависит от корней его характеристического уравнения

$$T_{м} T_{я} p^2 + T_{м} p + 1 = 0, \quad (III.50)$$

которые равны

$$p_{1,2} = - \frac{1}{2T_{я}} \left( 1 \mp \sqrt{1 - 4 \frac{T_{я}}{T_{м}}} \right). \quad (III.51)$$

Из полученного выражения следует, что в зависимости от величины отношения  $a = \frac{T_{м}}{T_{я}}$  постоянных времени корни характеристического уравнения (III.50), а следовательно, и характер протекания переходного процесса будут различными.

При  $a > 4$  корни будут вещественными и отрицательными:

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= - \frac{1 - \sqrt{1 - 4/a}}{2T_{я}} = - \frac{1}{T_1}; \\ p_2 &= - \frac{1 + \sqrt{1 - 4/a}}{2T_{я}} = - \frac{1}{T_2}, \end{aligned} \right\} \quad (III.52)$$

где  $T_1$  и  $T_2$  — фиктивные постоянные времени, с.

Общее решение уравнения (III.48) в этом случае будет

$$\omega = A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{T_2}}.$$

Частное его решение, зависящее от вида правой части, может быть найдено из условий установившегося режима. Для случая  $i_c = \text{const}$ , например скорость двигателя согласно (III.49) равна  $\omega_c$ . Тогда полное решение уравнения (III.48) имеет вид

$$\omega = A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{T_2}} + \omega_c. \quad (\text{III.53})$$

Следовательно, при  $a > 4$ , т. е. при  $T_M > 4T_{\text{я}}$ , скорость двигателя в переходном процессе изменяется по аperiodическому закону, представляющему собой сумму постоянной составляющей и двух экспонент с различными постоянными времени  $T_1$  и  $T_2$ . Конкретный характер изменения скорости  $\omega$  во времени зависит от значений постоянных интегрирования  $A_1$  и  $A_2$ , определяющихся начальными условиями процесса.

Дифференцируя по времени (III.53), найдем закон изменения ускорения

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{A_1}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{A_2}{T_2} e^{-\frac{t}{T_2}}. \quad (\text{III.54})$$

В общем случае начальные условия процесса равны:  $\omega = \omega_{\text{нач}}$  и  $\frac{d\omega}{dt} = \dot{\omega}_{\text{нач}}$ . Подставляя эти значения в (III.53) и (III.54) при  $t = 0$ , получим уравнения для определения постоянных интегрирования:

$$\omega_{\text{нач}} = A_1 + A_2 + \omega_c; \quad \dot{\omega}_{\text{нач}} = -\frac{A_1}{T_1} - \frac{A_2}{T_2}, \quad (\text{III.55})$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{(\omega_{\text{нач}} - \omega_c)T_1 + \dot{\omega}_{\text{нач}}T_1T_2}{T_1 - T_2}; \\ A_2 &= -\frac{(\omega_{\text{нач}} - \omega_c)T_2 + \dot{\omega}_{\text{нач}}T_1T_2}{T_1 - T_2}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.56})$$

Ток якоря может быть найден из (III.45), если учесть, что  $j = \beta T_M$  согласно (III.5) и  $i_c = I_c = \text{const}$ :

$$i_{\text{я}} = \frac{\beta T_M}{c_d} \frac{d\omega}{dt} + I_c. \quad (\text{III.57})$$

Подставляя в это выражение значение ускорения из (III.54), получим закон изменения тока якоря

$$i_{\text{я}} = I_c - \frac{\beta}{c_d} T_M \left( \frac{A_1}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{A_2}{T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right), \quad (\text{III.58})$$

имеющий также аperiodический характер во времени.

Начальные значения скорости  $\omega_{\text{нач}}$  и тока  $I_{\text{нач}}$  и их установившиеся величины  $\omega_c$  и  $I_c$  определяются по статическим характеристикам, если переходный процесс исследуется при работе привода в интервале между двумя установившимися состояниями. При пуске вхолостую начальные значения тока и скорости могут быть приняты равными нулю, а в случае пуска под нагрузкой  $\omega_{\text{нач}}=0$  и  $I_{\text{нач}}=I_c$ . Этот режим рассмотрен в § VI. 1.

Начальное ускорение  $\dot{\omega}_{\text{нач}}$  электропривода может быть определено из уравнения (III.57) с учетом того, что при  $t=0$  ток двигателя  $i_{\text{я}}=I_{\text{нач}}$ . Тогда

$$\frac{d\omega}{dt} = \dot{\omega}_{\text{нач}} = \frac{c_{\text{д}}}{\beta T_{\text{м}}} (I_{\text{нач}} - I_c). \quad (\text{III.59})$$

Если по уравнениям (III.53) и (III.58) построить графики изменения скорости и тока двигателя во времени, то с их помощью

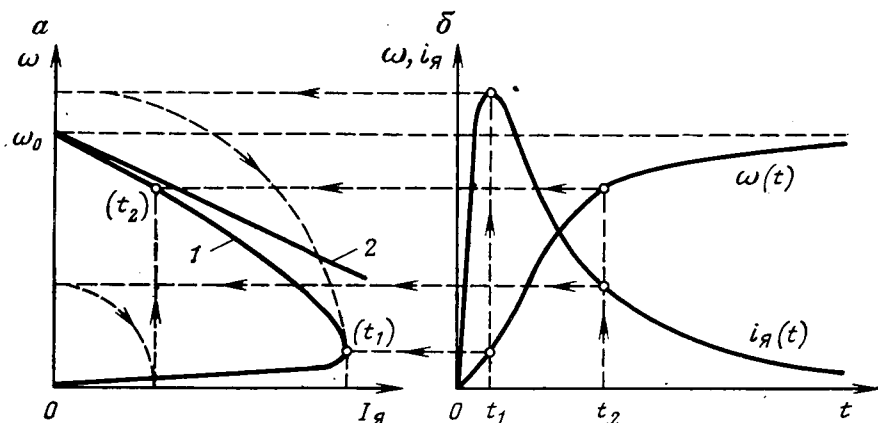


Рис. III.13. Динамическая характеристика (а) и графики (б) изменения тока якоря и скорости двигателя при пуске вхолостую

можно определить динамические характеристики. Например, зависимости  $\omega(t)$  и  $i_{\text{я}}(t)$  при пуске двигателя вхолостую при  $a \gg 4$  показаны на рис. III.13. Если перенести на плоскость  $\omega I_{\text{я}}$  значения скорости и тока, соответствующие одному и тому же моменту времени, определим положение точки, принадлежащие динамической характеристике. Производя аналогичные построения для других моментов времени, получим динамическую электро-механическую характеристику (кривая 1) для рассматриваемого переходного процесса. Она существенно отличается от статической характеристики (прямая 2). Для переходного процесса, характеризующегося другими начальными условиями, динамическая характеристика будет иной.

Длительность переходного процесса в рассматриваемом случае определяется большей из двух постоянных времени, которой

согласно (III.52) является  $T_1$ . Поэтому время переходного процесса  $t_{п.п} \approx (3 \div 4) T_1$ .

Если  $a=4$ , т. е.  $T_m=4T_\pi$ , то корни характеристического уравнения (III.50) будут кратными, равными

$$p_1=p_2=-\frac{1}{2T_\pi}=-\frac{1}{T}, \quad (\text{III.60})$$

где  $T$  — фиктивная постоянная времени, с.

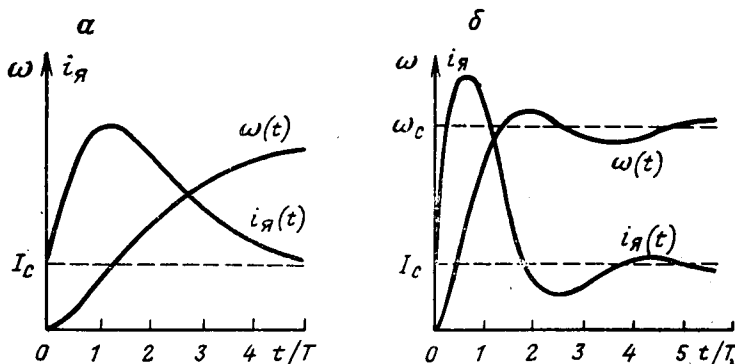


Рис. III.14. Графики переходных процессов при пуске двигателя

В этом случае решение дифференциального уравнения (III.48) имеет вид

$$\omega = (A_1 + A_2 t) e^{-\frac{t}{T}} + \omega_c. \quad (\text{III.61})$$

Ускорение привода можно найти, используя (III.61):

$$\frac{d\omega}{dt} = \left( \frac{A_2 T - A_1}{T} - \frac{A_2}{T} t \right) e^{-\frac{t}{T}}. \quad (\text{III.62})$$

Закон изменения тока якоря согласно (III.57) определяется выражением

$$i_\pi = I_c + \frac{\beta T_m}{c_d} \left( \frac{A_2 T - A_1}{T} - \frac{A_2}{T} t \right) e^{-\frac{t}{T}}. \quad (\text{III.63})$$

Постоянная интегрирования для этого случая

$$A_1 = \omega_{\text{нач}} - \omega_c; \quad A_2 = \dot{\omega}_{\text{нач}} + \frac{\omega_{\text{нач}} - \omega_c}{T}. \quad (\text{III.64})$$

Как следует из (III.61) и (III.63), переходные процессы являются аperiодическими (рис. III.14, а). Длительность переходного процесса, равная  $t_{п.п} = (3-4)T$ , меньше, чем при  $a > 4$ , что видно из сопоставления (III.52) и (III.60).

Если  $a < 4$ , т. е.  $T_m < 4T_{я}$ , корни характеристического уравнения (III.50) становятся комплексными:

$$p_1 = -\alpha + jq; \quad p_2 = -\alpha - jq, \quad (III.65)$$

где

$$\alpha = \frac{1}{2T_{я}} = \frac{1}{T}; \quad q = \frac{1}{2T_{я}} \sqrt{4/a - 1} = \frac{1}{T} \sqrt{4/a - 1}.$$

Следовательно, переходный процесс будет колебательным с частотой колебаний, равной  $q$ .

Решение уравнения (III.46) для этого случая имеет вид

$$\begin{aligned} \omega &= e^{-\frac{t}{T}} (A_1 \sin qt + A_2 \cos t) + \omega_c = \\ &= e^{-\frac{t}{T}} A \sin(qt + \psi) + \omega_c, \end{aligned} \quad (III.66)$$

$$\text{где } A = \sqrt{A_1^2 + A_2^2}; \quad \psi = \operatorname{arctg} \frac{A_2}{A_1}.$$

Постоянное интегрирования в этом случае будут

$$A_1 = \frac{\omega_{нач} + \alpha(\omega_{нач} - \omega_c)}{q}; \quad A_2 = \omega_{нач} - \omega_c. \quad (III.67)$$

Как следует из (III.66), переходный процесс является затухающим (рис. III.14, б) и оканчивается за время  $t_{п.п} \approx (3-4)T$ .

Во всех рассмотренных случаях длительность переходного процесса определяется постоянной времени  $T$ , которая снижается с уменьшением значения  $a = T_m/T_{я}$  и становится минимальной при  $a=4$ , когда происходит переход от аперiodического закона к колебательному (рис. III.15). Дальнейшее уменьшение величины  $a$  не влияет на время переходного процесса, которое остается неизменным. Однако при этом установившееся значение скорости  $\omega_c$  достигается за меньший промежуток времени.

Ускорение привода при  $a < 4$  может быть найдено с использованием (III.66):

$$\frac{d\omega}{dt} = e^{-\frac{t}{T}} \sqrt{(\alpha^2 + q^2)(A_1^2 + A_2^2)} \sin(qt + \psi_1), \quad (III.68)$$

где

$$\psi_1 = \operatorname{arctg} - \frac{qA_1 - \alpha A_2}{\alpha A_1 + qA_2}.$$

Закон изменения тока может быть найден по выражению (III.57), подставляя в которое значение  $\omega$  из (III.68) получим после несложных преобразований

$$i_{я} = I_c + e^{-\frac{t}{T}} \frac{\beta T_m \sqrt{1 + q^2 T^2}}{c_d T} A \sin(qt + \psi_1). \quad (III.69)$$



Вращающий момент двигателя при переходных процессах в соответствии с принятыми допущениями определяется по формуле  $M = c_g i_{я}$  с учетом уравнения (III.69).

Переходный процесс возникает не только при изменении тока

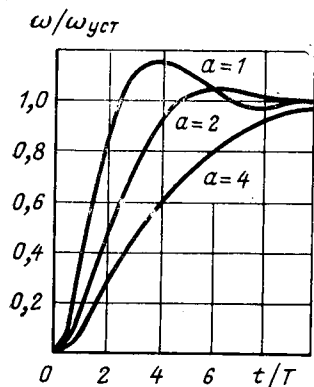


Рис. III.15. Графики переходных процессов при различных отношениях постоянных времени  $T_m/T_{я}$

(или момента двигателя), но и при изменении нагрузки на валу двигателя (или пропорционального ей статического тока). При мгновенном изменении статического тока характер изменения скорости и момента будет колебательным затухающим (рис. III.16, а, б), поскольку процесс описывается, как и ранее, уравнениями (III.66) и (III.69). Используя зависимость  $\omega(t)$  и  $M(t)$ , можно указанным выше способом (см. рис. III.13) построить динамическую механическую характеристику  $\omega(I_{я})$ , которая значительно отличается от статической характеристики (рис. III.16, в).

В случае периодического изменения нагрузки на валу двигателя по синусоидальному закону с частотами, близкими к частоте  $q$  колебаний электропривода, могут возникнуть недопустимо большие амплитуды колебаний скорости и тока, если  $\alpha < 1$ . Для двигателей общепромышленного

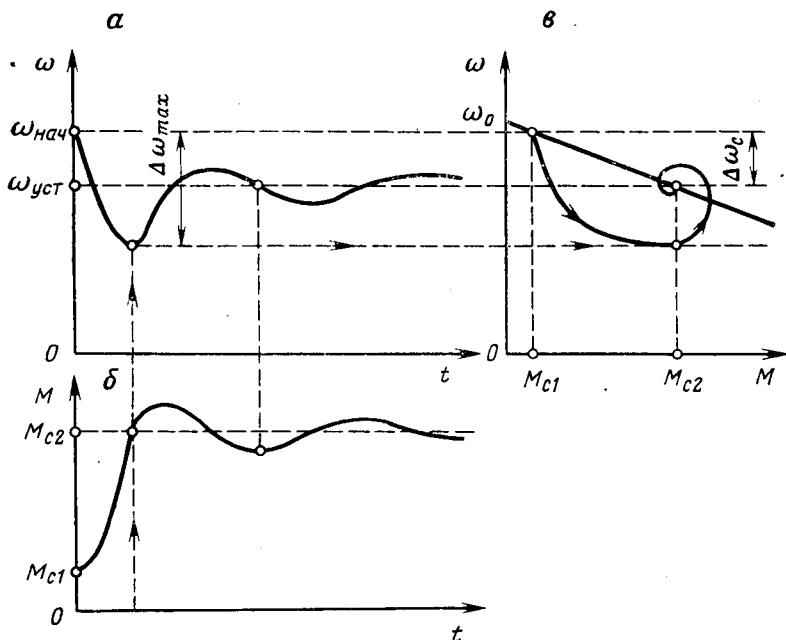


Рис. III.16. Графики переходных процессов (а, б) и характеристики (в) двигателя при изменении нагрузки на валу

назначения  $a > 1$ , и такой режим может наблюдаться в электроприводах со специальными двигателями, имеющими пониженный момент инерции якоря, или при значительных дополнительных индуктивностях в цепи якоря.

### Процессы в двигателях переменного тока

Анализ электромеханических переходных процессов в электроприводах с двигателями переменного тока представляет значительные трудности и выполняется в редких случаях. Однако, учитывая частое использование в горной промышленности синхронных двигателей для электропривода поршневых компрессоров, создающих периодическую нагрузку на валу двигателя, целесообразно рассмотреть в упрощенном виде переходные процессы для этих систем.

При работе синхронного двигателя энергия электромагнитного поля, сцепленного с полюсами ротора и статора, зависит от угла  $\Theta$  сдвига между осями этих полюсов, равного

$$\Theta = \int_0^t (\omega_0 - \omega) dt. \quad (\text{III.70})$$

Уменьшение скорости ротора  $\omega$  по сравнению с синхронной скоростью поля  $\omega_0$  приводит к снижению запаса кинетической энергии системы и возрастанию энергии электромагнитного поля. При возрастании скорости ротора увеличивается кинетическая энергия системы и уменьшается электромагнитная энергия. В результате периодического обмена энергией между электромагнитным полем двигателя и движущимися массами привода возникает колебательный процесс, затухание которого обусловлено потерями в системе и демпфирующей обмотке двигателя.

Вращающий момент синхронного явнополюсного двигателя

$$M = M_{\text{син}} + M_{\text{ас}} = M_{\text{м1}} \sin p\theta + M_{\text{м2}} \sin 2p\theta + M_{\text{ас}}, \quad (\text{III.71})$$

где

$$M_{\text{син}} = M_{\text{м1}} \sin p\theta + M_{\text{м2}} \sin 2p\theta$$

— электромагнитный синхронный момент;

$M_{\text{ас}}$  — асинхронный момент.

При рассмотрении переходных процессов, связанных с изменением нагрузки на валу, отклонения скорости и момента невелики. Поэтому асинхронный момент, создаваемый пусковой обмоткой синхронного двигателя, можно считать согласно (II.77) пропорциональным скольжению  $s$ :

$$M_{\text{ас}} = \beta \omega_0 s. \quad (\text{III.72})$$

Синхронный момент двигателя при отклонении угла  $\Theta$  на малую величину  $\Delta\Theta$  от установившегося значения  $\Theta_{\text{уст}}$  составит

$$M_{\text{син}} = M_{\text{м1}} \sin p(\theta_{\text{уст}} + \Delta\theta) + M_{\text{м2}} \sin 2p(\theta_{\text{уст}} + \Delta\theta).$$

Преобразуя это выражение и принимая для малых изменений угла  $\cos p\Delta\theta \approx \cos 2p\Delta\theta \approx 1$ ,  $\sin p\Delta\theta \approx p\Delta\theta$  и  $\sin 2p\Delta\theta \approx 2p\Delta\theta$ , получим

$$M_{\text{син}} \approx M_{\text{син. уст}} + \mu_{\theta}\Delta\theta, \quad (\text{III.73})$$

где

$$\mu_{\theta} = p(M_{\text{м1}} \cos p\theta_{\text{уст}} + 2M_{\text{м2}} \cos 2p\theta_{\text{уст}}).$$

Синхронный момент в установившемся режиме при  $\Delta\theta=0$  и работе с синхронной скоростью

$$M_{\text{син. уст}} = M_{\text{м1}} \sin p\theta_{\text{уст}} + M_{\text{м2}} \sin 2p\theta_{\text{уст}}. \quad (\text{III.74})$$

Поведение привода в рассматриваемых условиях может быть описано уравнением движения (III.1) с учетом выражения (III.71) для вращающего момента двигателя

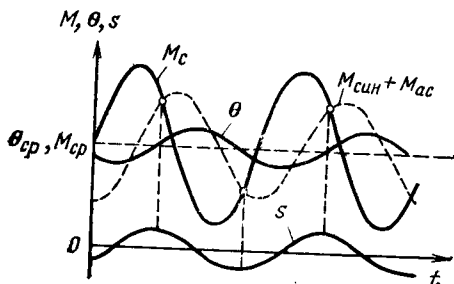


Рис. III.17. Графики изменения моментов, скольжения и угла рассогласования синхронного двигателя при синусоидальном моменте сопротивления

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{син}} + M_{\text{ас}} - M_c. \quad (\text{III.75})$$

В соответствии с (III.70)

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\Delta\theta}{dt} = \omega_0 - \omega = \omega_0 s. \quad (\text{III.76})$$

Асинхронный момент пусковой обмотки с учетом (III.76) может быть представлен в виде

$$M_{\text{ас}} = \beta \frac{d\Delta\theta}{dt}. \quad (\text{III.77})$$

Дифференцируя (III.76) по времени, получим

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{d^2\Delta\theta}{dt^2} = - \frac{d\omega}{dt}.$$

Подставляя полученное выражение для углового ускорения и значение  $M_{\text{ас}}$  в (III.75), найдем дифференциальное уравнение движения синхронного двигателя при малых отклонениях угла  $\theta$ :

$$J \frac{d^2\Delta\theta}{dt^2} + \beta \frac{d\Delta\theta}{dt} + \mu_{\theta}\Delta\theta = \mu_c, \quad (\text{III.78})$$

где

$$\mu_c = M_c - M_{\text{син. уст}}.$$

Если пусковая обмотка отсутствует или жесткость механической характеристики  $\beta=0$ , уравнение (III.78) приобретает вид

$$J \frac{d^2\Delta\theta}{dt^2} + \mu_{\theta}\Delta\theta = \mu_c. \quad (\text{III.79})$$

Его характеристическое уравнение

$$Jp^2 + \mu_{\theta} = 0$$

имеет корни

$$p_{1,2} = \pm \sqrt{-\frac{\mu_0}{J}} = \pm jq. \quad (\text{III.80})$$

где  $q = \sqrt{\frac{\mu_0}{J}}$  — частота собственных колебаний привода.

В этом случае переходный процесс (рис. III.17) будет иметь незатухающий колебательный характер с частотой  $q$ , зависящей от величины  $\mu_0^4$  или угла  $\Theta_{уст}$ , соответствующего средней нагрузке.

Разделив уравнение (III.78) на  $J$ , получим

$$\frac{d^2\Delta\theta}{dt^2} + \frac{1}{T_m} \frac{d\Delta\theta}{dt} + q^2\Delta\theta = \frac{\mu_c}{J}, \quad (\text{III.81})$$

где  $T_m = J/\beta$  — механическая постоянная времени двигателя, зависящая от параметров пусковой обмотки.

Характеристическое уравнение для (III.81)

$$p^2 + \frac{1}{T_m} p + q^2 = 0,$$

а его корни

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_m} \pm \sqrt{\frac{1 - 4q^2T_m^2}{2T_m}}. \quad (\text{III.82})$$

Отсюда следует, что при  $T_m \leq 1/2q$  переходные процессы имеют апериодический характер, а при  $T_m > 1/2q$  являются затухающими колебательными. Последний случай наиболее характерен для синхронных двигателей. При этом корни характеристического уравнения комплексные:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_m} \pm jq_1,$$

где  $q_1 = \sqrt{q^2 - \frac{1}{4T_m^2}}$  — частота колебаний.

Полное решение дифференциального уравнения (III.81) для этих условий имеет вид

$$\Delta\theta = e^{-\frac{t}{2T_m}} (A_1 \sin q_1 t + A_2 \cos q_1 t) + \Delta\theta_{\text{частн}}, \quad (\text{III.83})$$

где  $A_1$  и  $A_2$  — постоянные интегрирования, зависящие от начальных условий процесса.

Частное решение  $\Delta\theta_{\text{част}}$  зависит от вида правой части уравнения (III.81), т. е. от статического момента. Принимая закон его изменения синусоидальным

$$\mu_c = M_{cm} \sin q_c t, \quad (\text{III.84})$$

где  $q_c$  — частота колебаний нагрузки, 1/с, частное решение можно найти в виде

$$\Delta\theta_{уст} = \Delta\theta_{частн} = A_c \sin(q_c t + \psi), \quad (III.85)$$

где

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \psi &= - \frac{q_c}{T_m(q^2 - q_c^2)}; \\ A_c &= \frac{\mu_c}{J} \frac{T_m}{\sqrt{q_c^2 + (q^2 - q_c^2)^2 T_m^2}}. \end{aligned}$$

Таким образом, амплитуда  $\Delta\theta_{уст}$  в квазиустановившемся колебательном процессе зависит от нескольких параметров. Наиболее существенно влияние постоянной времени  $T_m$ , при уменьшении которой вследствие повышения жесткости  $\beta$  механической характеристики пусковой обмотки снижается максимальный угол  $\Theta$ . Однако при этом возрастает асинхронный вращающий момент. Поэтому в ряде случаев является целесообразным применение маховика для уменьшения колебаний моментов и тока двигателя.

Полное решение (III.83) уравнения движения привода с учетом (III.85) имеет вид

$$\Delta\theta = e^{-\frac{t}{2T_m}} \sqrt{A_1^2 + A_2^2} \sin(q_1 t + \psi_1) + A_c \sin(q_c t + \psi). \quad (III.86)$$

Из (III.86) следует, что переходный процесс определяется суммой колебательных составляющих, одна из которых затухает с постоянной времени, равной  $2T_m$ . В случае совпадения частоты  $q_c$  колебаний нагрузки с частотой колебаний  $q_1$  привода возникают резонансные явления, сопровождающиеся значительными колебаниями угла  $\Theta$ . Для устранения недопустимо больших изменений моментов и тока двигателя, зависящих от величины угла  $\Theta$ , снижают частоту  $q = \sqrt{\frac{\mu_\theta}{J}}$  собственных колебаний привода, применяя

маховик или уменьшая величину  $\mu_\theta$  снижением тока возбуждения полюсов. Применение этих методов приводит к одновременному изменению нескольких параметров, влияющих на характер переходного процесса и установившийся режим работы. Поэтому выбор наиболее целесообразного решения должен осуществляться применительно к конкретным условиям и параметрам электропривода.

### § III.6. Переходные процессы в электромеханических системах с упругими элементами

Практически все механизмы представляют собой электромеханическую систему, в которой ротор двигателя и приводимые в движение массы соединены упругими элементами. Поэтому в общем случае движение электропривода и элементов механизма описывается системой дифференциальных уравнений, число ко-

торых равно числу масс электромеханических систем. Решение их в общем виде и анализ представляют значительные трудности. Однако для большого количества машин и механизмов реальная многомассовая система может быть заменена эквивалентной расчетной схемой (см. рис. 1.5, в) с двумя массами  $J_1$  и  $J_2 = J_3$ , соединенными упругим элементом. Это позволяет выяснить основные особенности переходных процессов в электромеханических системах с упругими элементами

. Уравнения движения (1.20) и (1.21) для такого простейшего случая могут быть представлены в несколько иной форме:

$$\left. \begin{aligned} T^2 \ddot{\omega}_1 + \dot{\omega}_1 &= \frac{M - M_c}{J_1 + J_2} + \frac{J_2}{c(J_1 + J_2)} \ddot{M}; \\ T^2 \ddot{\omega}_2 + \dot{\omega}_2 &= \frac{M - M_c}{J_2 + J_2} - \frac{J_1}{c(J_1 + J_2)} \ddot{M}_c, \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.87})$$

где  $T = \frac{1}{q}$  — постоянная времени консервативного звена, численно равная времени изменения круговой частоты колебаний на 1 рад, с.

Уравнение (1.22) изменения деформации упругого элемента в этом случае имеет вид

$$T^2 \ddot{\delta} + \delta = T^2 \left( \frac{M}{J_1} + \frac{M_c}{J_2} \right). \quad (\text{III.88})$$

При вращающем моменте двигателя  $M = \text{const}$  и статическом моменте  $M_c = \text{const}$ , что часто соблюдается при пуске и торможении, уравнения (III.87) упрощаются:

$$T^2 \ddot{\omega}_1 + \dot{\omega}_1 = \varepsilon_{cp}; \quad T^2 \ddot{\omega}_2 + \dot{\omega}_2 = \varepsilon_{cp}, \quad (\text{III.89})$$

где  $\varepsilon_{cp} = \frac{M - M_c}{J_1 + J_2}$  — среднее ускорение при пуске, равное расчетной его величине для абсолютно жестких элементов системы, рад/с<sup>2</sup>.

Характеристическое уравнение для (III.89)

$$p^3 T^2 + p = 0. \quad (\text{III.90})$$

имеет корни  $p_1 = 0$ ;  $p_2, 3 = -j\frac{1}{T} = -jq$ .

Поэтому решения дифференциальных уравнений (III.89) для движущихся масс:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= A_1 + A_2 \sin qt + A_3 \cos qt + \varepsilon_{cp} t; \\ \omega_2 &= B_1 + B_2 \sin qt + B_3 \cos qt + \varepsilon_{cp} t. \end{aligned} \quad (\text{III.91})$$

В общем случае, если при  $t=0$  начальные условия отличаются

от нуля:  $\omega_1 = \omega_{10}$ ;  $\dot{\omega}_{10} = \varepsilon_{10}$ ;  $\omega_2 = \omega_{20}$ ;  $\dot{\omega}_2 = \varepsilon_{20}$ , постоянные интегрирования определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \omega_{10} - \frac{\omega_{10} - \omega_{20}}{T_1^2} T^2; & A_2 &= (\varepsilon_{10} - \varepsilon_{cp})T; \\ A_3 &= \frac{\omega_{10} - \omega_{20}}{T_1^2} T^2; \\ B_1 &= \omega_{20} + \frac{\omega_{10} - \omega_{20}}{T_2^2} T^2; & B_2 &= (\varepsilon_{20} - \varepsilon_{cp})T; \\ B_3 &= - \frac{\omega_{10} - \omega_{20}}{T_2^2} T^2. \end{aligned} \right\} \quad (\text{III.92})$$

Начальные ускорения могут быть найдены из (I.18):

$$\varepsilon_{10} = \frac{M}{J_1} - \frac{\delta_0}{T_1^2}; \quad \varepsilon_{20} = \frac{\delta_0}{T_2^2} - \frac{M_c}{J_2}, \quad (\text{III.93})$$

где  $\delta_0$  — начальное значение деформации.

Постоянная времени  $T_1 = \sqrt{J_1/c} = 1/q_1$  обратно пропорциональна круговой частоте  $q_1$  колебаний массы  $J_1$  при неподвижной массе  $J_2$ . Величина  $T_2 = \sqrt{J_2/c} = 1/q_2$  обратно пропорциональна круговой частоте  $q_2$  колебаний массы  $J_2$  при неподвижной массе  $J_1$ . Постоянные времени  $T_1$  и  $T_2$  связаны с величиной  $T$  следующим образом:

$$T = \sqrt{\frac{T_1^2 T_2^2}{T_1^2 + T_2^2}}. \quad (\text{III.94})$$

Согласно (III.91) и (III.92) скорость  $\omega_1$  двигателя изменяется по закону

$$\omega_1 = A \sin(qt + \psi) + \omega_{10} - \frac{\omega_{10} - \omega_{20}}{T_1^2} T^2 + \varepsilon_{cp} t, \quad (\text{III.95})$$

где

$$\psi = \arctg \frac{\omega_{10} - \omega_{20}}{\varepsilon_{10} - \varepsilon_{20}} \frac{T}{T_1^2}.$$

Следовательно, при постоянном вращающем моменте  $M$  двигателя и  $M_c = \text{const}$  переходный процесс в системе с упругим элементом имеет характер синусоидальных колебаний, наложенных на линейно возрастающую во времени составляющую. Амплитуда колебаний скорости  $\omega_1$

$$A = \sqrt{A_1^2 + A_2^2} = \sqrt{(\varepsilon_{10} - \varepsilon_{cp})^2 T^2 + (\omega_{10} - \omega_{20})^2 \frac{J_2}{J_1 + J_2}} \quad (\text{III.96})$$

зависит от значения начальных скоростей и ускорений. При прочих равных условиях амплитуда снижается с уменьшением  $T$  и отношения масс  $J_2/(J_1 + J_2)$ .

Изменение скорости вращения массы  $J_2$  носит также колебательный характер:

$$\omega_2 = B \sin(qt + \psi_1) + \omega_{20} + \frac{\omega_{10} - \omega_{20}^2}{T_2^2} T^2 + \varepsilon_{cp} t, \quad (\text{III.97})$$

где

$$\psi_1 = \arctg - \frac{\omega_{10} - \omega_{20}}{\varepsilon_{20} - \varepsilon_{cp}} \frac{T}{T_2^2}.$$

Амплитуда колебаний скорости  $\omega_2$  будет

$$B = \sqrt{B_1^2 + B_2^2} = \sqrt{(\varepsilon_{20} - \varepsilon_{cp})^2 T^2 + (\omega_{10} - \omega_{20})^2 \frac{J_1}{J_1 + J_2}} \quad (\text{III.98})$$

т. е. ее величина убывает с уменьшением отношения масс  $\frac{J_1}{J_1 + J_2}$ .

Таким образом, при  $J_1 < J_2$  амплитуда  $A$  колебаний скорости  $\omega_1$  двигателя больше амплитуды  $B$  колебаний скорости  $\omega_2$  рабочего органа. При  $J_1 > J_2$ , наоборот,  $B > A$ . Колебания скоростей  $\omega_1$  и  $\omega_2$  смещены по фазе, что хорошо видно на рис. III.18, иллюстрирующем переходный процесс при начальных условиях  $\omega_{10} = \omega_{20} = 0$ ;  $\varepsilon_{20} = 0$ , т. е.  $\delta_0 = M_c/c = \delta_c$ .

При выполнении рабочей машиной некоторых технологических процессов отклонения скорости рабочего органа от заданного ее значения не должны превышать определенной величины  $\Delta\omega_2$ . В этом случае необходимо сравнить амплитуду  $B$  колебаний скорости  $\omega_2$  с  $\Delta\omega_2$ . Если  $B < \Delta\omega_2$ , то можно не учитывать влияния упругих элементов в электромеханической системе и рассматривать ее как абсолютно жесткую. В противном случае упрощение расчетной схемы электропривода недопустимо.

Наиболее часто представляет интерес величина деформаций в упругих элементах электромеханической системы, описываемых дифференциальным уравнением (III.88).

Корни характеристического уравнения для (III.88)

$$p^2 T^2 + p = 0.$$

чисто мнимые:  $p_{1,2} = \pm j \frac{1}{T} = \pm jq$ .

Следовательно, решение уравнения (III.88)

$$\delta = C_1 \sin qt + C_2 \cos qt + \delta_{уст} = \sqrt{C_1^2 + C_2^2} \sin(qt + \psi) + \delta_{уст} \quad (\text{III.99})$$

описывает колебательный процесс с амплитудой  $C = \sqrt{C_1^2 + C_2^2}$  и угловой частотой  $q$  колебаний, наложенных на постоянную составляющую  $\delta_{уст}$  (см. рис. III.18).

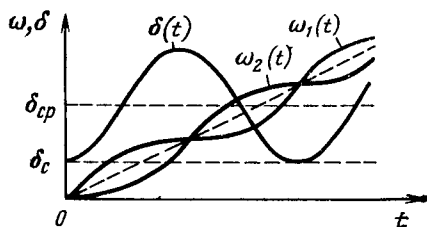


Рис. III.18. Графики переходного процесса системы с упругим элементом



Установившееся (среднее) значение деформации

$$\begin{aligned}\delta_{уст} &= \delta_{ср} = T^2 \left( \frac{M}{J_1} + \frac{M_c}{J_2} \right) = \\ &= \frac{MJ_2 + M_c J_1 + M_c J_2 - M_c J_2}{[c(J_1 + J_2)]} = J_2 \frac{\varepsilon_{ср}}{c} + \delta_c\end{aligned}\quad (\text{III.100})$$

пропорционально нагрузке, передаваемой валом рабочему органу при абсолютно жесткой электромеханической системе.

Постоянные интегрирования  $C_1$  и  $C_2$ :

$$C_1 = \dot{\delta}_0 / q = \dot{\delta}_0 T; \quad C_2 = \delta_0 - \delta_{уст},$$

где  $\delta_0$  и  $\dot{\delta}_0$  — начальные значения деформации и ее производной при  $t=0$ .

Тогда закон изменения деформации (III.99) можно записать в виде

$$\delta = \sqrt{(\dot{\delta}_0 T)^2 + (\delta_0 - \delta_{уст})^2} \sin(qt + \psi) + \delta_{уст}, \quad (\text{III.101})$$

где

$$\psi = \arctg \frac{\delta_0 - \delta_{уст}}{\dot{\delta}_0 T}.$$

Таким образом, амплитуда колебаний деформации зависит от параметров механической системы, определяемых величиной  $T$ , начальных значений деформации  $\delta_0$  и скорости ее изменения  $\dot{\delta}_0$ . Очевидно, что деформация достигает максимального значения при  $qt + \psi = \pi/2$ , когда

$$\varepsilon_{max} = \sqrt{(\dot{\delta}_0 T)^2 + (\delta_0 - \delta_{уст})^2} + \delta_{уст}. \quad (\text{III.102})$$

Отношение максимальной деформации к средней ее величине называют *коэффициентом динамичности*:

$$k_{дин} = \frac{\delta_{max}}{\delta_{уст}} = \frac{\delta_{max}}{\delta_{ср}} = 1 + \frac{\sqrt{(\dot{\delta}_0 T)^2 + (\delta_0 - \delta_{уст})^2}}{\delta_{уст}}. \quad (\text{III.103})$$

Из уравнений (III.95), (III.97) и (III.99) следует, что переходные процессы в электромеханической системе с упругими элементами можно рассматривать как переходный процесс в абсолютно жесткой системе с наложенными на него синусоидальными колебаниями. Поэтому при  $t_{п.п} > T$  наличие упругостей практически не влияет на длительность переходных процессов. Однако упругие колебания увеличивают нагрузки передач и элементов механизма, что может приводить к ускоренному их износу. Вследствие этого ограничение коэффициента динамичности в электромеханических системах имеет большое практическое значение. Это связано с тем, что величина  $k_{дин}$  в некоторых случаях может быть весьма значительной. Например, при пуске с начальными услови-

ями  $\delta_0 = \delta_c$ ,  $\omega_{10} = \omega_{20}$  и  $\delta_0 = 0$  амплитуда деформации достигает максимального значения согласно (III.101) при  $\sin(qt + \psi) = -1$ :

$$\delta_{\max} = 2\delta_{\text{уст}} - \delta_c = \delta_c + 2 \frac{J_2}{c} \varepsilon_{\text{ср}}. \quad (\text{III.104})$$

Тогда в соответствии с (III.103) коэффициент динамичности

$$k_{\text{дин}} = \frac{\delta_c + 2\varepsilon_{\text{ср}} \frac{J_2}{c}}{\delta_c + \varepsilon_{\text{ср}} \frac{J_2}{c}} = \frac{\delta_c + 2\varepsilon_{\text{ср}} T_2^2}{\delta_c + \varepsilon_{\text{ср}} T_2^2}. \quad (\text{III.105})$$

Из выражения (III.105) следует, что максимальное значение ( $k_{\text{дин}} = 2$ ) коэффициент динамичности принимает при  $\delta_c = 0$ , т. е. при пуске вхолостую. В случае пуска с нагрузкой на рабочем органе  $k_{\text{дин}} < 2$ . Однако при большом моменте инерции  $J_2$  рабочего органа и значительных ускорениях величина  $\varepsilon_{\text{ср}} T_2^2$  может быть значительно больше  $\delta_c$ , и коэффициент  $k_{\text{дин}} \rightarrow 2$ . Следовательно, в рассматриваемом случае фактическая максимальная нагрузка в упругом элементе в два раза больше средней расчетной нагрузки для абсолютно жесткой системы.

Если начальные значения скоростей  $\omega_{10} \neq \omega_{20}$ , то согласно (III.102) максимальная деформация возрастает по сравнению с величиной, определяемой выражением (III.104), и  $k_{\text{дин}} > 2$ . Это происходит при наличии в электромеханической системе зазоров в передачах или свободного провисания (слабины) упругих элементов (канатов, цепей, лент и т. п.). Более подробно данный вопрос рассматривается в §VI.1.

Из выражения (III.104) видно, что деформация возрастает с увеличением момента инерции  $J_2$ , т. е.  $T_2$ .

Необходимо иметь в виду, что при максимальном значении коэффициента динамичности деформация упругого элемента не всегда будет наибольшей. Выражение (III.104) с учетом (III.100) и (III.94) можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned} \delta_{\max} &= 2 \frac{J_2}{c} \frac{M}{J_1 + J_2} + \frac{M_c}{J_1 + J_2} \frac{J_1 - J_2}{c} = \\ &= 2T_2^2 \varepsilon_{\max} + \varepsilon_c (T_1^2 - T_2^2), \end{aligned} \quad (\text{III.106})$$

где  $\varepsilon_{\max} = \frac{M}{J_1 + J_2}$  — максимальное ускорение привода (при  $M_c = 0$ );

$\varepsilon_c = \frac{M_c}{J_1 + J_2}$  — ускорение привода под действием статического момента  $M_c$ .

Из выражения (III.106) видно, что если  $T_1^2 > T_2^2$ , т. е.  $J_1 > J_2$ , то при пуске вхолостую, когда  $\varepsilon_c = 0$ , деформация упругого элемента принимает минимальное значение, а  $k_{\text{дин}}$  согласно (III.105) — максимальное. При  $\varepsilon_c > 0$  деформация  $\delta_{\max}$  возрастает, что следует из (III.106), а  $k_{\text{дин}}$  уменьшается.

Если  $T_1^2 < T_2^2$ , т. е.  $J_1 < J_2$ , то при пуске вхолостую, наоборот, возникает максимальная деформация, а  $k_{\text{дин}}$  принимает также наи-

большее значение. Увеличение статической нагрузки  $M_c$  в этом случае приводит к снижению коэффициента динамичности  $k_{дин}$  и максимальной деформации  $\delta_{max}$  при  $\epsilon_c > 0$  и неизменном приведенном моменте инерции системы  $J_{пр} = J_1 + J_2$ .

При  $J_1 = J_2$  максимальная деформация остается одинаковой как при пуске вхолостую, так и при наличии нагрузки на валу.

Для уменьшения нагрузок в упругом элементе при пуске применяют плавное увеличение момента двигателя. Наиболее просто реализуется экспоненциальный закон увеличения момента в функции времени

$$M = M_{\pi} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{\pi}}} \right), \quad (III.107)$$

где  $M_{\pi}$  — установившееся значение пускового момента;

$T_{\pi}$  — постоянная времени процесса нарастания пускового момента.

Для пуска двигателя вхолостую дифференциальное уравнение (III.88) может быть записано в виде

$$T^2 \ddot{\delta} + \delta = T^2 \frac{M_{\pi}}{J_1} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{\pi}}} \right). \quad (III.108)$$

Частное решение этого уравнения

$$\begin{aligned} \delta_{\text{частн}} &= \frac{M_{\pi}}{J_1 + J_2} T_2^2 \left( 1 - \frac{T_{\pi}^2/T^2}{1 + T_{\pi}^2/T^2} e^{-\frac{t}{T_{\pi}}} \right) = \\ &= \epsilon_{\text{max}} T_2^2 \left( 1 - \frac{T_{\pi}^2}{T^2 + T_{\pi}^2} e^{-\frac{t}{T_{\pi}}} \right), \end{aligned}$$

где  $\epsilon_{\text{max}} = \frac{M_{\pi}}{J_1 + J_2}$  — максимальное ускорение при пуске.

Полное решение дифференциального уравнения (III.108) в общем виде, выражающееся формулой

$$\delta = A \sin qt + B \cos qt + qt + \delta_{\text{частн}},$$

при равенстве начальных скоростей масс нулю ( $\omega_{10} = \omega_{20} = 0$ ) и начальной деформации  $\delta_c = 0$  будет иметь вид

$$\begin{aligned} \delta &= \epsilon_{\text{max}} T_2^2 \sqrt{\frac{T^2}{T^2 + T_{\pi}^2}} \sin(qt + \psi) + \\ &+ \epsilon_{\text{max}} T_2^2 \left( 1 - \frac{T_{\pi}^2}{T^2 + T_{\pi}^2} e^{-\frac{t}{T_{\pi}}} \right), \end{aligned} \quad (III.109)$$

где

$$\psi = \arctg \frac{T}{T_{\pi}}.$$

Таким образом, деформация упругого элемента представляет собой колебательный процесс, наложенный на экспоненциально воз-

растающую составляющую (рис. III.19). Максимальная амплитуда колебаний

$$\delta_m = \varepsilon_{\max} T_2^2 \sqrt{\frac{T^2}{T^2 + T_{\Pi}^2}}. \quad (\text{III.110})$$

После достижения вращающим моментом значения  $M = M_{\Pi}$ , т. е. при  $t = \infty$ , возникает квазиустановившийся режим, при котором среднее значение деформации равно

$$\delta_{\text{уст}} = \delta_{\text{ср}} = \varepsilon_{\max} T_2^2. \quad (\text{III.111})$$

Коэффициент динамичности согласно (III.110) и (III.111)

$$\begin{aligned} k_{\text{дин}} &= \frac{\delta_{\max}}{\delta_{\text{ср}}} = \frac{\delta_{\text{ср}} + \delta_m}{\delta_{\text{ср}}} = 1 + \frac{\delta_m}{\delta_{\text{ср}}} = \\ &= 1 + \sqrt{\frac{T^2}{T^2 + T_{\Pi}^2}}. \end{aligned} \quad (\text{III.112})$$

Из (III.110) и (III.112) видно, что максимальная деформация и коэффициент динамичности уменьшаются с увеличением постоянной времени  $T_{\Pi}$ , т. е. при увеличении плавности нарастания вра-

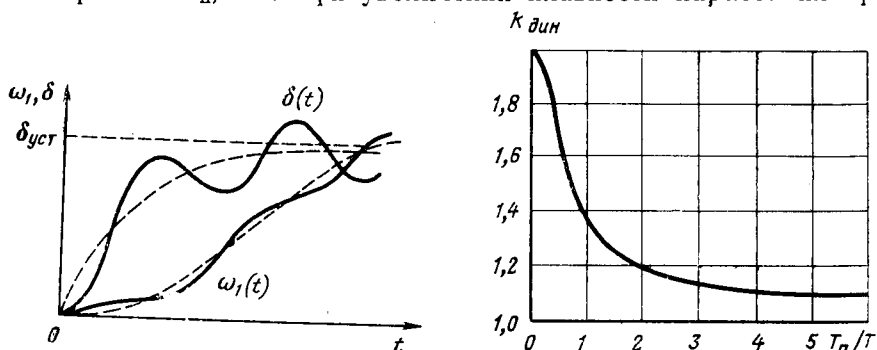


Рис. III.19. Графики переходного процесса при плавном увеличении пускового момента

Рис. III.20. Зависимость  $k_{\text{дин}}$  от относительного времени нарастания пускового момента

щающего момента двигателя. Наиболее значительное снижение  $k_{\text{дин}}$  происходит (рис. III.20) при возрастании  $T_{\Pi}$  до значения  $T_{\Pi} \approx 2T$ . Дальнейшее повышение  $T_{\Pi}$  приводит к увеличению продолжительности пуска без существенного уменьшения амплитуды деформаций упругого элемента.

Во всех рассмотренных случаях вращающий момент двигателя  $M$  принят не зависящим от скорости двигателя, т. е. жесткость механической характеристики  $\beta = 0$ . При этом переходные процессы носят характер незатухающих колебаний с частотой  $q = 1/T$ .

Однако для большинства реальных систем электропривода вращающий момент двигателя может быть приближенно принят линейно зависящим от скорости:

$$M = M_{\pi} + \beta \dot{\varphi}_1. \quad (\text{III.113})$$

В этом случае, подставляя значение  $M$  и его второй производной, найденной с использованием (III.113), в (I.20), (I.21), можно получить уравнения движения электромеханической системы:

$$\frac{J_1 J_2}{c} \frac{d^4 \varphi_1}{dt^4} + \frac{J_2}{c} \beta \frac{d^3 \varphi_1}{dt^3} + (J_1 + J_2) \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} + \beta \frac{d \varphi_1}{dt} = M_{\pi} - M_c; \quad (\text{III.114})$$

$$\begin{aligned} \frac{J_1 J_2}{c} \frac{d^4 \varphi_2}{dt^4} + \frac{J_2}{c} \beta \frac{d^3 \varphi_2}{dt^3} + (J_1 + J_2) \frac{d^2 \varphi_2}{dt^2} + \\ + \beta \frac{d \varphi_2}{dt} = M_{\pi} - M_c - \beta \frac{\dot{M}_c}{c} - \frac{J_1}{c} \ddot{M}_c. \end{aligned} \quad (\text{III.114a})$$

Вычитая (III.114a) из (III.114), можно найти закон изменения деформации упругого элемента

$$\begin{aligned} \frac{J_1 J_2}{c} \frac{d^4 \delta}{dt^4} + \frac{J_2}{c} \beta \frac{d^3 \delta}{dt^3} + (J_1 + J_2) \frac{d^2 \delta}{dt^2} + \\ + \beta \frac{d \delta}{dt} = \beta \frac{\dot{M}_c}{c} + \frac{J_1}{c} \ddot{M}_c. \end{aligned} \quad (\text{III.115})$$

Разделив (III.114), (III.114a) и (III.115) на  $\beta$  и обозначив  $J_1/\beta = T_{m1}$ ,  $J_2/\beta = T_{m2}$ ,  $J_1/c = T_1^2$ ,  $J_2/c = T_2^2$ , получим уравнения:

для скорости  $\omega_1 = \dot{\varphi}_1$  двигателя

$$T_{m1} T_2^2 \ddot{\omega}_1 + T_2^2 \dot{\omega}_1 + (T_{m1} + T_{m2}) \omega_1 + \omega_1 = \frac{M_{\pi} - M_c}{\beta}, \quad (\text{III.116})$$

для скорости  $\omega_2 = \dot{\varphi}_2$

$$\begin{aligned} T_{m1} T_2^2 \ddot{\omega}_2 + T_2^2 \dot{\omega}_2 + (T_{m1} + T_{m2}) \omega_2 + \\ + \omega_2 = \frac{M_{\pi} - M_c}{\beta} - \frac{\dot{M}_c}{c} - \frac{T_1^2}{\beta} \ddot{M}_c; \end{aligned} \quad (\text{III.117})$$

для деформации упругого элемента

$$T_{m1} T_2^2 \ddot{\delta} + T_2^2 \dot{\delta} + (T_{m1} + T_{m2}) \delta + \delta = \frac{M_c}{c} + \frac{T_1^2}{\beta} \ddot{M}_c. \quad (\text{III.118})$$

Характеристическое уравнение для (III.116) — (III.118) является общим:

$$T_{m1} T_2^2 p^3 + T_2^2 p^2 + (T_{m1} + T_{m2}) p + 1 = 0. \quad (\text{III.119})$$

При абсолютно жесткой характеристике двигателя ( $\beta = \infty$ ) механические постоянные времени  $T_{m1}$  и  $T_{m2}$  становятся равными ну-

лю и характеристическое уравнение (III.119) имеет мнимые корни  $p_{1,2} = \pm j \frac{1}{T_2} = \pm j q_2$ .

Следовательно, в этом случае переходный процесс, как и при  $\beta=0$ , носит характер незатухающих колебаний, но с частотой  $q_2 = 1/T_2$ , зависящей от момента инерции  $J_2$ . Физически это аналогично возрастанию момента инерции двигателя  $J_1$  до бесконечно большой величины, что объясняет независимость его скорости вращения от момента.

При жесткости механической характеристики  $0 < \beta < \infty$  следует ожидать затухания колебаний в электромеханической системе. Для оценки влияния величины  $\beta$  характеристическое уравнение (III.119) можно привести к нормированному виду, введя новую переменную

$$q = p \sqrt[3]{T_{м1} T_2^2},$$

в результате чего получим уравнение

$$q^3 + Aq^2 + Bq + 1 = 0,$$

обобщенные параметры в котором равны:

$$A = \sqrt[3]{\frac{T^2}{T_{м}^2}} \gamma; \quad B = \sqrt[3]{\frac{T_{м}^2}{T^2}}, \quad (\text{III.120})$$

где  $T_{м} = \frac{J_1 + J_2}{\beta}$  — механическая постоянная времени привода;

$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}$  — отношение моментов инерции привода и двигателя.

Таким образом, характер переходного процесса определяется отношением постоянных времени  $T_{м}/T$  и величиной  $\gamma$ .

Для анализа влияния параметров электромеханической системы удобно воспользоваться диаграммой И. А. Вышнеградского (рис. III.21). Из (III.120) следует, что обобщенные параметры связаны между собой зависимостью

$$A = \frac{\gamma}{B} \quad \text{или} \quad AB = \gamma. \quad (\text{III.121})$$

Следовательно, при изменении жесткости механической характеристики  $\beta$ , т. е. отношения  $T_{м}/T$ , и  $\gamma = \text{const}$  траектории точек на плоскости параметров Вышнеградского представляют собой гиперболы, расстояние которых от осей координат возрастает с увеличением  $\gamma$ . При  $A=B=1$ , т. е. при  $\gamma=1$ , гипербола совпадает с границей устойчивости системы. Следовательно, электропривод с упругим элементом при двухмассовой системе, для которой  $\gamma > 1$ , будет устойчивым. При  $A=B=3$  гипербола проходит через точку  $C$  области с аperiodическим переходным процессом. В этом случае согласно (III.121)

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} = 9. \quad (\text{III.122})$$

Следовательно, при  $\gamma > 9$  переходный процесс может быть аperiodическим, а при  $\gamma < 9$  — сопровождается колебаниями. Увеличение жесткости  $\beta$  механической характеристики, т. е. снижение по-

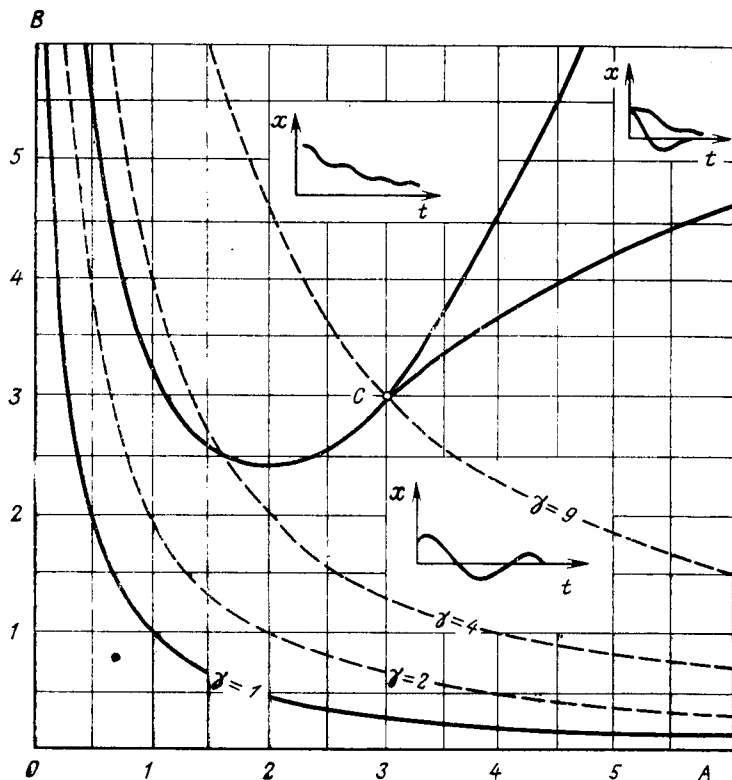


Рис. III.21. Диаграмма Вышнеградского

стоянной времени  $T_m$ , вызывающее уменьшение параметра  $B$ , в общем случае приводит к ускорению переходного процесса. При этом процесс носит колебательный затухающий характер. Наоборот, при уменьшении жесткости  $\beta$  переходный процесс становится монотонным (рис. III.21).

Используя (III.120), с помощью диаграммы Вышнеградского можно для известных значений  $T$ ,  $\gamma$ ,  $A$  и  $B$  выбрать значение  $T_m$ , а следовательно, и жесткость механической характеристики  $\beta$ , обеспечивающую достаточное демпфирование колебаний. Однако при  $\gamma < 3$  процесс остается существенно колебательным. Кроме того, наличие электромагнитной энергии цепей электропривода усложняет переходный процесс, который в этом случае описывается дифференциальными уравнениями четвертого и более высоких порядков. При этих условиях устранение колебаний возможно только

применением замкнутых систем управления электроприводом с введением различных обратных связей, из которых наиболее существенное демпфирование создает отрицательная обратная связь по разности скоростей  $\omega_1$  и  $\omega_2$ .

### § III.7. Переходные процессы в нелинейных системах электропривода

При анализе переходных процессов в электроприводах в предыдущих разделах все параметры принимались постоянными. Однако вследствие нелинейности кривой намагничивания и наличия гистерезиса все электрические машины постоянного тока и аппараты с обмотками постоянного тока, например магнитные усилители, являются нелинейными. Зависимости вращающих моментов машин переменного тока от скорости также нелинейны. Кроме того, и наличие люфтов в передачах не позволяет считать любой электропривод линейной системой. Допущения, принимаемые при исследовании переходных процессов с целью линеаризации системы электропривода, в отдельных случаях могут вызвать недопустимые погрешности в оценке этих процессов.

Поэтому в ответственных случаях переходные процессы анализируются с учетом фактических нелинейностей, имеющих в реальной системе. При этом аналитическое исследование в большинстве случаев становится невозможным, и применяют графические или графо-аналитические методы, а также вычислительные машины.

Графо-аналитический метод обычно применяют для исследования механических переходных процессов электроприводов с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором, а также в тех случаях, когда механическая характеристика рабочей машины или двигателя представлены сложными функциями. При этом используют метод конечных приращений, основанный на замене бесконечно малых приращений  $d\omega$  и  $dt$  малыми конечными приращениями  $\Delta\omega$  и  $\Delta t$ , в пределах которых величины моментов считают постоянными и равными их средним значениям, определяемым графически.

Для этого во втором квадранте (рис. III.22) строят механические характеристики  $M(\omega)$  и  $M_c(\omega)$  и определяют графически их разность, т. е. динамический момент  $M_d = M - M_c$  при одинаковых скоростях двигателя. Характеристику  $M_d(\omega)$  строят также во II квадранте. Затем график  $M_d(\omega)$  делят на ряд участков с равными интервалами  $\Delta\omega$  и определяют для каждого интервала среднее значение динамического момента  $M_{di}$ , т. е. производят линейно-ступенчатую аппроксимацию кривой  $M_d(\omega)$ , что позволяет определить время разгона на любом участке

$$\Delta t_i = J \frac{\Delta\omega}{M_{di}}. \quad (\text{III.123})$$

Используя выражение (III.123), определяют, начиная с первого участка, длительности разгона на каждом интервале и откладывают



ют их величины в первом квадранте с выбранным масштабом по времени. При этом одновременно наносят на график точки, соответствующие скорости привода в конце каждого интервала  $\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega$ . Соединяя эти точки, получают зависимость  $\omega(t)$ , представляющую собой характер изменения скорости при пуске двигателя.

Полное время переходного процесса будет равно

$$t_{п.п} = \sum_{i=1}^{i=n} \Delta t_i = J \Delta\omega \sum_{i=1}^{i=n} \frac{1}{M_{дi}}, \quad (\text{III.124})$$

где  $n$  — число участков, на которые разбита кривая  $M_{д}(\omega)$ .

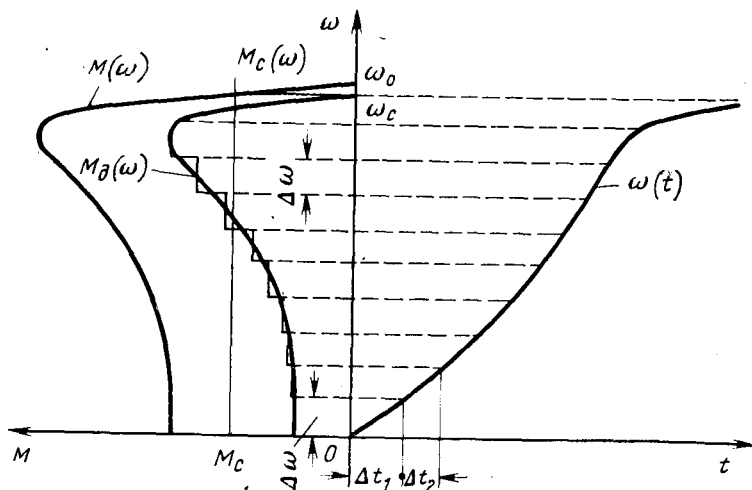


Рис. III.22. Графо-аналитический метод построения переходного процесса

Очевидно, что с возрастанием числа участков, т. е. уменьшением величины интервалов  $\Delta\omega$ , точность построения переходных процессов увеличивается.

Для более сложных случаев исследования переходных процессов в нелинейных системах удобно использовать графический метод, предложенный А. В. Башариным. Как и рассмотренный выше метод, он основан на замене бесконечно малых приращений конечными. При этом в каждом конкретном случае уравнения на интервалах конечных малых приращений представляются в виде пропорций, на основании которых осуществляется графическое дифференцирование [2].

Указанные методы расчета переходных процессов не позволяют выполнить анализ их в общем виде. Изменение параметров привода требует повторных решений, что связано с выполнением большого количества графических построений и значительными затратами времени. Поэтому их применяют для простейших случаев или

при отсутствии вычислительной техники, позволяющей отказаться от таких трудоемких методов исследования переходных процессов.

В большинстве случаев параметры электропривода известны с относительно невысокой точностью, а при математическом описании переходных процессов вводится ряд допущений, так что высокой точности расчетов требовать нельзя. Поэтому для выполнения инженерных расчетов обычно используют аналоговые (моделирующие) вычислительные машины (АВМ), обеспечивающие решение с погрешностью до 5—10% и не требующие больших затрат времени на подготовку вычислений. Дискретные (цифровые) вычислительные машины (ЦВМ), как правило, применяют при необходимости получения решений с достаточно высокой точностью.

Использование аналоговых вычислительных машин (электронное моделирование) основано на построении из отдельных элементов, входящих в состав машины, модели, поведение которой описывается такой же системой уравнений, как и исследуемый переходный процесс, т. е. применяется метод математической аналогии различных физических процессов.

Основными элементами аналоговых вычислительных машин являются операционные (решающие) усилители постоянного тока с отрицательной обратной связью, в цепь которой включают сопротивление  $z_{o.c.}$ . Во входную цепь усилителя вводят сопротивление  $z_{вх.}$ . В зависимости от вида и величины этих сопротивлений напряжение на выходе усилителя  $U_{вых}$  связано различными функциональными зависимостями с входным напряжением  $U_{вх.}$

Основными элементами модели являются суммирующие, инвертирующие и интегрирующие операционные усилители, обеспечивающие решение обыкновенных дифференциальных линейных уравнений.

Для решения нелинейных уравнений применяют блоки умножения, напряжение на выходе которых пропорционально произведению входных напряжений, и блоки нелинейности, обеспечивающие на выходе напряжение  $U_{вых} = f(U_{вх.})$ , связанное с входным напряжением  $U_{вх.}$  различными функциональными зависимостями. Кроме того, используют блоки специальных нелинейностей, обеспечивающие функции типа сухого трения, люфтов, релейные характеристики и т. д. [3].

С помощью операционных решающих усилителей и решающих блоков составляется схема, представляющая собой математическую модель — аналог физического процесса (в данном случае переходного процесса в электроприводе). Переменными величинами в такой схеме являются напряжения на входах и выходах решающих элементов, а независимой переменной — машинное время.

Переменные величины так же, как и независимая переменная, реального процесса могут иметь различную физическую природу (ток, скорость, угловые перемещения, температура и т. д.), отличающуюся от переменных модели. Поэтому систему дифференциальных уравнений, описывающих исследуемый процесс, заменяют системой машинных уравнений. Для этого реальные физические ве-

личины заменяют машинными переменными, вводя масштабные коэффициенты, представляющие собой отношение напряжения  $x_m$ , соответствующего моделируемой физической переменной  $x_f$ , к величине этой переменной, т. е.

$$m_x = \frac{x_m}{x_f}, \quad \frac{\text{вольт}}{\text{единица физической величины}}. \quad (\text{III.125})$$

При этом нужно учитывать, что напряжения в аналоговой вычислительной машине обычно ограничены значением 100 В. Следовательно, при наибольшем ожидаемом значении физической переменной и принятом масштабном коэффициенте напряжение не должно превышать 100 В, т. е.

$$m_x \leq \frac{100}{x_{f \max}}.$$

При отсутствии данных о возможных значениях физических переменных величины масштабных коэффициентов корректируются после выполнения пробного решения.

Выбор масштаба по независимой переменной, которой в большинстве случаев является время  $t$  физического процесса, производится также с учетом его реальной продолжительности. При большой длительности физического процесса решение на моделирующей установке осуществляется обычно ускоренно за машинное время  $\tau$ , меньшее реального времени  $t$ . Масштабный коэффициент по независимой переменной (времени) в этом случае

$$m_t = \frac{t}{\tau} > 1. \quad (\text{III.126})$$

При большой скорости протекания физического процесса масштаб по времени часто принимают меньше единицы, чтобы получить более растянутый процесс.

Масштабный коэффициент по производным от переменных включает в себя масштабные коэффициенты по переменной и времени. Действительно, первая производная от физической переменной с учетом (III.125) и (III.126) равна

$$\frac{dx_f}{dt} = \frac{d(x_m/m_x)}{d(\tau m_t)} = \frac{1}{m_x m_t} \frac{dx_m}{dt} = \frac{1}{m_x} \frac{dx_m}{d\tau},$$

$$\text{где } m_x^* = \frac{\frac{dx_m}{d\tau}}{\frac{dx_f}{dt}} = m_x m_t \text{ — масштабный коэффициент по производ-$$

ной переменной величины.

Для второй производной масштаб  $m'' = m_x m^2$  и т. д. В некоторых случаях масштабный коэффициент по времени выбирается из условий получения необходимых значений напряжений, соответствующих производным переменных величин. Для набора схемы моделирования система уравнений, описывающих исследуемый процесс, может быть сведена в одно уравнение. Однако в результате преоб-

разований могут быть исключены некоторые переменные, характер поведения которых может представлять интерес при анализе переходных процессов. Поэтому обычно моделирование производят с использованием системы уравнений, в которые входят все переменные, поведение которых должно быть выяснено. Каждое дифференциальное уравнение разрешается относительно высшей производной, входящей в него, и схема моделирования набирается таким образом, чтобы обеспечить соблюдение всех математических зависимостей.

Исследование переходных процессов на АВМ обычно применяют для сложных систем электропривода.

### § IV.1. Общие принципы выбора мощности электродвигателей

Выбор мощности электродвигателя имеет большое экономическое значение, так как от правильности выбора зависят производительность рабочей машины, энергетические показатели электропривода и надежность установки. Недостаточная мощность двигателя может привести к нарушению нормальной работы механизма, снижению производительности, преждевременному выходу двигателя из строя и связанному с этим простоем оборудования. При завышенной мощности двигателя вследствие большой стоимости его увеличиваются первоначальные затраты, а из-за возрастания потерь энергии при работе в результате ухудшения энергетических показателей электропривода растут эксплуатационные расходы.

Основными энергетическими показателями электропривода в общем случае являются его к. п. д. и коэффициент мощности. Их величины зависят от типа двигателя, его номинальной мощности и скорости, а также нагрузки на валу. При одинаковой мощности экономически наиболее выгодным является двигатель, для которого произведение  $\eta_n \cos \varphi_n$  имеет наибольшую величину, поскольку ток двигателя

$$I = \frac{P}{\sqrt{3} U \eta_n \cos \varphi_n}$$

принимает наименьшее значение.

При нагрузке, близкой к номинальной,  $\eta$  и  $\cos \varphi$  двигателя имеют наибольшие величины, а при значительных недогрузках или перегрузках они резко снижаются. Таким образом, при выборе мощности двигателя следует стремиться к наиболее полному его использованию в конкретных условиях работы электропривода.

При работе двигателя выделяющиеся в нем потери вызывают нагрев его элементов. Допустимый нагрев определяется теплостойкостью используемых изоляционных материалов, которые делятся на семь классов, отличающихся допустимой температурой:

Класс изоляции . . . .	Y	A	E	B	F	H	C
Допустимая температура, °C . . . .	90	105	120	130	150	180	Свыше 180

Наиболее распространенной для обмоток электродвигателей является изоляция классов А и В. Для установок, работающих в среде с высокой температурой и при тяжелых условиях эксплуатации, а также для особо ответственных электроприводов и установок, требующих уменьшения веса двигателя, применяют изоляцию класса Н.

Если в процессе эксплуатации температура обмоток двигателя не превышает допустимой для данного класса изоляции, то срок ее службы достигает 15—20 лет. В противном случае снижается электрическая прочность изоляции вследствие изменения ее физико-химических свойств, что создает возможность пробоя изоляции и резко сокращает долговечность двигателя. Ориентировочно срок службы изоляции  $t$  в зависимости от длительно действующей температуры нагрева  $\Theta$ , °C можно определить по формуле

$$t = D e^{-\alpha \Theta}, \text{ лет}, \quad (\text{IV.1})$$

где  $D$  — эмпирический коэффициент ( $7,15 \cdot 10^4$  для изоляции класса А);

$\alpha$  — коэффициент, характеризующий влияние температуры на старение изоляции (0,088 для класса А).

На рис. IV.1 показаны зависимости срока службы изоляции классов А, В и Н в зависимости от температуры нагрева. Из приведенных данных следует, что при увеличении температуры изоляции класса А на каждые 8°C сверх 100°C срок службы ее сокращается примерно в 2 раза. Поэтому одним из основных критериев выбора мощности двигателя является температура его обмоток.

Так как электрические машины могут работать в различных температурных условиях, то для унификации определения их номинальных данных стандартную температуру окружающей среды  $\Theta_{\text{ср.ст}}$  принимают равной 40°C. При этом работа двигателя с номинальной мощностью (номинальными током и напряжением) не вызывает нагрева обмоток до температуры, превышающей предельно допустимую температуру его изоляции  $\Theta_{\text{доп}}$ , т. е. при номинальной мощности потеря  $\Delta P_H$  температура перегрева (разность температур двигателя и окружающей среды) в установившемся режиме согласно (III.39) будет

$$\tau_{\text{уст.н}} = \Theta_{\text{доп}} - \Theta_{\text{ср.ст}} = \frac{\Delta P_H}{A}.$$

Если температура окружающей среды  $\Theta_{\text{ср}}$  будет отличаться от стандартной, то допустимый перегрев  $\tau_{\text{доп}} = \Theta_{\text{доп}} - \Theta_{\text{ср}}$  увеличивается при  $\Theta_{\text{ср}} < 40^\circ\text{C}$  и уменьшается при  $\Theta_{\text{ср}} > 40^\circ\text{C}$ . Поэтому потери в двигателе  $\Delta P = A \tau_{\text{доп}}$  при понижении температуры окружающей среды могут быть больше номинальных, а при повышении  $\Theta_{\text{ср}}$  должны стать меньше номинальных. Следовательно, в первом случае двигатель может работать с мощностью, превышающей номи-

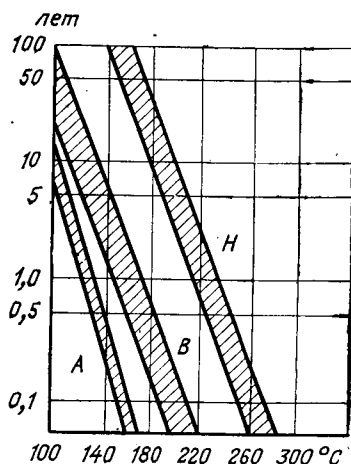


Рис. IV.1. Графики зависимости срока службы изоляции от температуры

нальную, а во втором случае нагрузка его должна быть снижена по сравнению с номинальной. Допустимая мощность машины  $P_\theta$  при температуре окружающей среды  $\theta_{\text{ср}}$  ориентировочно может быть определена из выражения

$$P_\theta = k_\theta P_n. \quad (\text{IV.2})$$

В (IV.2)  $k_\theta$  — температурный коэффициент изменения мощности:

$$k_\theta \cong \sqrt{\frac{\theta_{\text{из}} - \theta_{\text{ср}}}{\theta_{\text{из}} - 40} (a + 1) - a}, \quad (\text{IV.3})$$

где  $a = \frac{k}{v_n}$  — коэффициент потерь, представляющий собой отношение постоянных потерь  $k$  к переменным  $v_n$  при номинальной нагрузке.

Помимо температуры окружающей среды на нагрев двигателя большое влияние оказывает интенсивность теплоотдачи его поверхности, которая зависит от скорости воздуха, проходящего через двигатель. Поэтому у двигателей с самовентиляцией при снижении скорости теплоотдача ухудшается. Чтобы двигатель, работающий при пониженной скорости, не перегрелся, необходимо снижать его нагрузку. При длительной работе таких двигателей со скоростью ниже номинальной момент и мощность по условиям допустимого нагрева не должны превышать (ориентировочно) следующих величин:

$\omega$ , %	. . . .	100	90	80	70	60	50	40	25
$M$ , %	. . . .	100	96	91	85	80	72	62	60
$P$ , %	. . . .	100	86	73	60	48	36	25	16

У двигателей закрытого типа тепло отводится главным образом через наружную поверхность и скорость двигателя почти не оказывает влияния на его охлаждение. Поэтому допустимая нагрузка таких двигателей при работе на пониженной скорости остается неизменной. Это положение распространяется и на двигатели с независимой вентиляцией, у которых количество и скорость охлаждающего воздуха остаются практически постоянными при любой скорости двигателя. Аналогичные условия охлаждения имеют и двигатели с водяным охлаждением типа ЭКВ, применяющиеся для добычных комбайнов. Более интенсивный отвод тепла у этих двигателей позволяет увеличить их номинальную мощность по сравнению с двигателями с воздушным охлаждением при одинаковых габаритах.

Задача выбора мощности двигателя по условиям допустимого нагрева относительно проста при работе его с постоянной нагрузкой. Однако для большинства машин нагрузка на валу изменяется в широких пределах. В этом случае задача усложняется, так как при выборе двигателя с номинальной мощностью, равной максимальной мощности нагрузки, он будет работать с низкими энерге-

тическими показателями. Если принять номинальную мощность по условиям минимальной нагрузки, то двигатель будет перегреваться.

Для правильного выбора мощности двигателя в этом случае необходимо определить процесс нагревания двигателя при заданном характере изменения нагрузки. Это позволит выбрать двигатель из условия равенства максимальной температуры обмоток двигателя допустимой предельной температуре изоляции.

Обычно характер изменения нагрузки задается в виде нагрузочных диаграмм рабочей машины, представляющих зависимости статического момента мощности и скорости от времени:  $M_c(t)$ ,  $P_c(t)$  и  $\omega(t)$ . Однако при работе машины с переменной скоростью нагрузка на валу двигателя будет отличаться от статической на величину динамических составляющих момента и мощности, зависящих от суммарного момента инерции всех движущихся частей. Следовательно, в этом случае необходимо иметь нагрузочные диаграммы привода, характеризующие изменение его мощности, момента или тока во времени:  $P(t)$ ,  $M(t)$ ,  $I(t)$ . Но чтобы построить эти нагрузочные диаграммы, необходимо знать момент инерции двигателя, который еще предстоит выбрать.

Для решения этой задачи поступают следующим образом. На основании нагрузочных диаграмм рабочей машины или механизма производят предварительный выбор двигателя необходимой мощности и скорости вращения, с учетом параметров которого строят нагрузочные диаграммы привода. По этим диаграммам выполняется анализ нагревания двигателя и определяется возможность его использования, т. е. двигатель проверяется по нагреву. В случае неблагоприятных результатов проверки выбирается новый двигатель.

При переменной нагрузке электропривода вторым критерием выбора мощности двигателя (кроме нагрева) является возможность преодоления максимальных нагрузок при работе агрегата. С этой целью выбранный по условиям нагрева двигателя должен быть проверен по перегрузочной способности, т. е. максимальный допустимый момент двигателя должен превышать наибольшее значение момента на нагрузочной диаграмме привода.

Перегрузочная способность различных двигателей зависит от ряда факторов. Мгновенная перегрузка двигателей постоянного тока определяется коммутацией. При этом искрообразование на коллекторе увеличивается с возрастанием скорости двигателя. Вследствие этого максимальный допустимый ток якоря при неподвижном двигателе у машин с независимым возбуждением принимают равным  $I_{\text{доп}} = (2 \div 2,5) I_n$ , а при номинальной скорости двигателя  $I_{\text{доп}} \approx 0,8 I_{\text{доп}}$ . Для двигателей последовательного возбуждения максимальный допустимый ток  $I_{\text{доп}} = (2,5 \div 3) I_n$ . Так как перегрузочная способность по моменту равна перегрузочной способности по току только при неизменном магнитном потоке возбуждения, то для конкретного электропривода постоянного тока максимальный допустимый момент двигателя должен определяться с учетом до-



пустимых предельных токов якоря и фактических токов возбуждения.

Перегрузочная способность асинхронных двигателей определяется величиной критического момента  $M_{кр}$ . С учетом возможного падения напряжения в сети максимальный момент этих двигателей принимают равным  $M_{max} = (0,8 \div 0,85) M_{кр}$ .

Нормальная перегрузочная способность синхронных двигателей равна  $M_{max}/M_n = 2 \div 3$ . За счет увеличения тока возбуждения полюсов она может быть в некоторых случаях увеличена до  $M_{max}/M_n = 4$ .

Помимо двух основных факторов — нагрева и необходимой перегрузочной способности, при выборе двигателя необходимо учитывать его соответствие требованиям рабочей машины по механической прочности, допустимому диапазону скоростей вращения и конструктивному исполнению.

## § IV.2. Нагрузочные диаграммы и тепловые режимы работы электроприводов

Большое количество машин и механизмов, применяющихся в горной промышленности и отличающихся по назначению, конструкции и условиям работы, обуславливает существенную разницу их нагрузочных диаграмм. Поэтому следует рассмотреть диаграммы только основных горных машин, являющиеся наиболее характерными.

Нагрузочные диаграммы некоторых машин и установок (насосы, вентиляторы, подъемные установки и др.) могут быть получены расчетом. Для других агрегатов (угольные комбайны, буровые установки, экскаваторы и т. п.) рассчитать нагрузочную диаграмму практически невозможно. Это вызвано влиянием на их работу большого количества факторов: структуры и прочности горных пород, состояния режущего инструмента, квалификации машиниста и т. п. Поэтому для таких машин применяют приближенные нагрузочные диаграммы, построенные по результатам статистической обработки экспериментальных данных о характере нагрузки.

Наиболее просто рассчитываются нагрузочные диаграммы центробежных машин и конвейерных установок, работающих в установившихся режимах. Например, для вентилятора расчетная мощность определяется формулой

$$P = \frac{QH}{1000\eta_v\eta_n}, \text{ кВт}, \quad (IV.4)$$

где  $Q$  — производительность вентилятора,  $\text{м}^3/\text{с}$ ;  
 $H$  — напор вентилятора, Па,  $\text{Н}/\text{м}^2$ ;  
 $\eta_v, \eta_n$  — к. п. д. соответственно вентилятора и передачи.

Аналогично мощность на приводном валу центробежного насоса

$$P = \frac{\gamma QH}{1000\eta_n\eta_n}, \text{ кВт}, \quad (IV.5)$$

где  $Q$  — производительность насоса, м<sup>3</sup>/с;  
 $H$  — суммарный напор, м;  
 $\gamma$  — удельный вес перекачиваемой жидкости, Н/м<sup>3</sup>;  
 $\eta_n$  — к. п. д. насоса.

Напор  $H$  определяется суммой высот всасывания и нагнетания и потерь напора в магистрали.

Для конвейера расчетная мощность

$$P = \frac{Fv_{гр}}{1000\eta}, \text{ кВт}, \quad (IV.6)$$

где  $F$  — тяговое усилие, Н;  
 $v_{гр}$  — скорость перемещения груза, м/с;  
 $\eta$  — к. п. д. механизма и редуктора.

Таким образом, при работе с постоянными производительностями и напорами нагрузки рассмотренных агрегатов остаются неизменными во времени. Обычно эти установки после запуска длительно работают в установившемся режиме. Поэтому нагрузочная диаграмма электропривода, отличающаяся от нагрузочной диаграммы механизма только в переходных режимах, может быть принята совпадающей с нагрузочной диаграммой механизма.

Нагрузка поршневого компрессора имеет пульсирующий характер и зависит от углового перемещения кривошипа. Средняя мощность, необходимая для работы компрессора,

$$P = \frac{Q}{1000\eta_k\eta_n} \frac{A_n + A_a}{2}, \text{ кВт}, \quad (IV.7)$$

где  $Q$  — производительность компрессора, м<sup>3</sup>/с;  
 $A_n, A_a$  — удельная работа соответственно изотермического и адиабатического сжатия, Дж/м<sup>3</sup>;

$\eta_k$  — к. п. д. компрессора.

При работе компрессора с постоянной производительностью на магистраль с неизменным давлением воздуха электропривод будет работать в квазиустановившемся режиме с пульсациями нагрузки.

Нагрузочные диаграммы электропривода угольного комбайна (см. рис. I.8, *e*) имеют случайный характер во времени. Статический момент двигателя зависит от крепости угля, скорости подачи, наличия твердых включений в пласте угля и пр. Комбайн при таком характере изменения нагрузки может работать в течение длительного времени. Примерно аналогичный вид имеют и нагрузочные диаграммы буровых установок.

Характерной особенностью рассмотренных выше агрегатов является длительная работа с примерно постоянной скоростью. Различие состоит только в том, что для одних агрегатов нагрузка остается постоянной, а для других она изменяется. Время непрерывной работы таких агрегатов измеряется часами или даже сутками, так что температура двигателя достигает установившегося значения. Такой режим работы электропривода называют длительным или продолжительным. Упрощенные графики  $P(t)$ ,  $\tau(t)$  для такого режима с постоянной нагрузкой показаны на рис. IV.2, *a*.

Для агрегатов, работающих с переменной скоростью, построение нагрузочных диаграмм является более сложным. Например, работа шахтной подъемной машины характеризуется определенным циклом (рис. IV.3). На первом участке продолжительностью  $t_1$  проис-

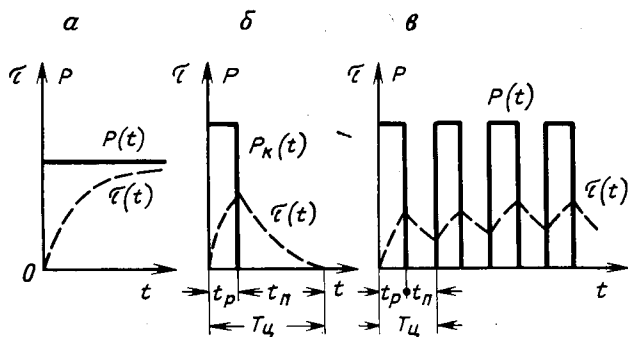


Рис. IV.2. Графики нагрузки для различных тепловых режимов работы электродвигателей:

а — длительного; б — кратковременного; в — повторно-кратковременного

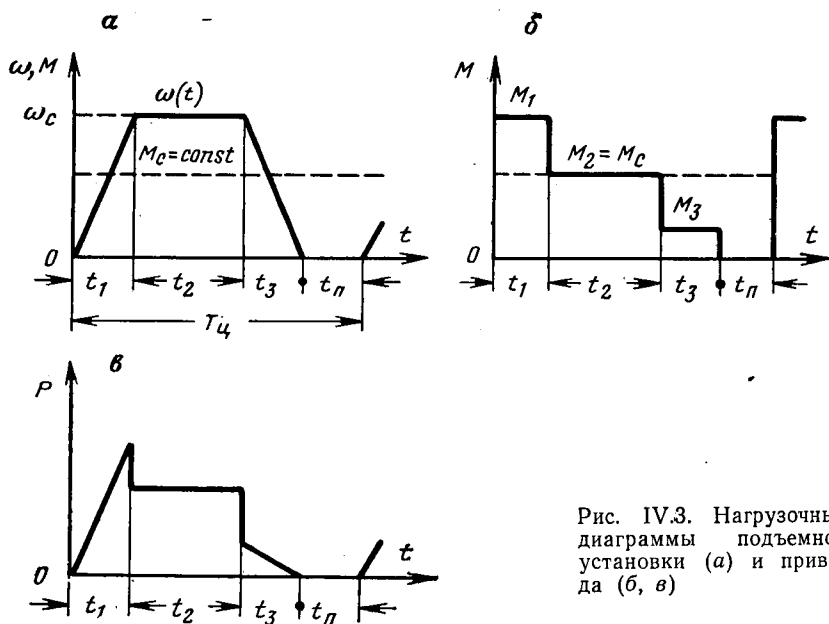


Рис. IV.3. Нагрузочные диаграммы подъемной установки (а) и привода (б, в)

ходит разгон до скорости  $\omega_c$ , с которой в течение промежутка времени  $t_2$  происходит подъем груженого подъемного сосуда (при одновременном опускании порожнего — для двухконцевого подъема). При подходе к месту разгрузки скорость движения за время  $t_3$  снижается до нуля и накладываются рабочие механические тормоза. После разгрузки поднятого сосуда и одновременной загрузки

порожного в течение времени  $t_{\text{п}}$  осуществляется очередной цикл подъема.

Статическая нагрузка в процессе подъема определяется разностью натяжений грузовой и порожней ветвей каната и потерями при движении подъемной установки. В первом приближении эта нагрузка, создающая статический момент  $M_c$ , может быть принята постоянной. Нагрузочные диаграммы данной подъемной установки показаны на рис. IV.3, а. Используя их, можно рассчитать закон изменения момента

$$M = J \frac{d\omega}{dt} + M_c$$

и полезной мощности  $P = M\omega$  двигателя во времени и построить (рис. IV.3, б, в) нагрузочные диаграммы  $M(t)$  и  $P(t)$  электропри-

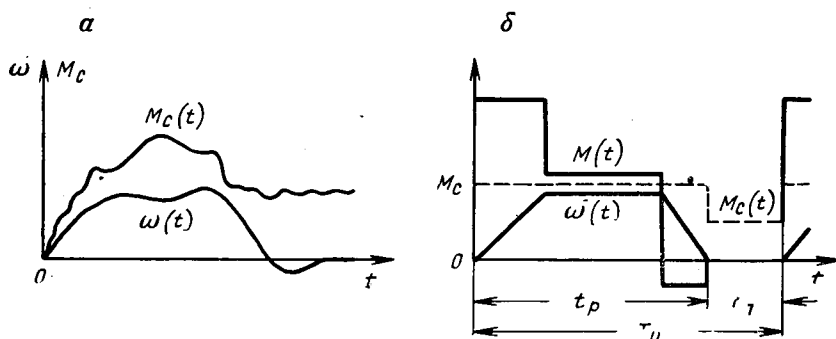


Рис. IV.4. Реальная (а) и расчетная (б) нагрузочные диаграммы подъемного механизма экскаватора

вода при предварительно выбранном двигателе. По этим нагрузочным диаграммам выполняется проверка двигателя по нагреву и перегрузочной способности.

Аналогичные нагрузочные диаграммы имеют и другие машины, например главные механизмы одноковшовых экскаваторов (рис. IV.4, а). Однако, в отличие от подъемной установки, нагрузка на валу двигателя в рабочий период для этих механизмов носит случайный характер. Поэтому для упрощения расчетов обычно используют приближенные нагрузочные диаграммы (рис. IV.4, б).

Общим для рассмотренных диаграмм является циклический характер работы электропривода, когда рабочий период  $t_p$  чередуется с паузой, имеющей продолжительность  $t_{\text{п}}$ , при общем времени цикла  $T_{\text{ц}} = t_p + t_{\text{п}}$ .

Такой же характер работы имеют и некоторые другие механизмы, включающиеся периодически с определенными интервалами между очередными пусками. В таком режиме работают электроприводы вентилей и задвижек, стрелоподъемных лебедок экскаваторов и ряда других вспомогательных механизмов.

При этом во время работы двигателя происходит повышение температуры двигателя, а во время паузы его температура снижается. Если за время  $t_p$  температура двигателя не успевает достигнуть установившегося значения, а за время  $t_n$  двигатель успевает охладиться до температуры окружающей среды, то такой режим работы называют *кратковременным*. Упрощенные графики этого режима показаны на рис. IV.2, б.

Если периоды работы  $t_p$  чередуются с паузами  $t_n$ , причем периоды работы и паузы не настолько длительны, чтобы температура отдельных частей машины достигала установившегося значения (см. рис. IV.2, в), то такой режим работы называют *повторно-кратковременным*. Для него при продолжительности цикла  $T_n < 10$  мин иногда пренебрегают колебаниями температуры за время работы и пауз и в расчетах на нагревание учитывают только ее среднее значение.

Условия нагрева электрических машин при рассмотренных тепловых режимах различны. Поэтому для каждого из них выпускают специальные двигатели. Методы выбора мощности двигателей для этих режимов также имеют определенные особенности, рассматриваемые ниже.

### § IV.3. Выбор мощности двигателя при длительном режиме работы

При длительном режиме применяют только серии двигателей, предназначенные для этого режима работы. В случае постоянной или незначительно изменяющейся в процессе работы нагрузки выбор двигателя достаточно прост. По каталогу подбирают двигатель с номинальной мощностью  $P_n$ , равной (или ближайшей большей) мощности  $P_p$ , необходимой для работы машины, и с требуемой скоростью вращения, т. е. соблюдают условие

$$P_n \geq P_p. \quad (IV.8)$$

Однако подавляющее большинство механизмов с длительным режимом работает при изменяющейся нагрузке на валу (см. рис. III.11). Если для такого графика работы выбрать двигатель с номинальной мощностью  $P_n$ , равной мощности при максимальной статической нагрузке, то большую часть времени он будет недогружен. Выбор мощности двигателя по среднему значению мощности на валу также будет неправильным, так как при этом не учитывается квадратичная зависимость переменных потерь от тока двигателя. Поэтому при больших колебаниях нагрузки выбранная по среднему значению мощность двигателя оказывается заниженной.

Наиболее точный результат может быть получен при построении графика нагрева двигателя для заданной нагрузочной диаграммы механизма. Однако, как указывалось выше, нагрузочная диаграмма механизма может отличаться от нагрузочной диаграммы электропривода, для построения которой необходимо знать момент

инерции ротора (или якоря) двигателя, который еще не выбран. Кроме того, для построения кривой нагрева также должна быть известна тепловая постоянная времени двигателя.

Вследствие этого выбор мощности двигателя для механизма с переменной нагрузкой обычно производится ориентировочно по средней мощности  $P_{\text{ср}}$  статической нагрузки с введением коэффициента запаса  $k_{\text{зап}} = 1,1 \div 1,3$ , приближенно учитывающего превышение номинальной мощности над средним значением, т. е.

$$P_{\text{н}} \approx k_{\text{зап}} P_{\text{ср}} = k_{\text{зап}} \frac{\sum_{i=1}^n P_i t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}, \quad (\text{IV.9})$$

где  $P_i$  и  $t_i$  — мощность на  $i$ -м участке и время  $i$ -го участка диаграммы нагрузки.

Верхний предел коэффициента  $k_{\text{зап}}$  принимают при значительных колебаниях нагрузки. Учитывая приближенность такого выбора мощности, его правильность уточняют проверкой предварительно принятого двигателя по условиям нагревания. Так как построение графика нагрева связано с большим объемом вычислений, то используют более простые методы: средних потерь или эквивалентных величин.

*Метод средних потерь* основан на следующем. При работе двигателя с постоянной мощностью, равной номинальной, потери  $\Delta P_{\text{н}}$  вызывают нагрев его до установившейся температуры, равной допустимой температуре изоляции. Количество тепла, выделившееся в двигателе за время работы  $t_{\text{р}}$ , равно  $\Delta P_{\text{н}} t_{\text{р}}$ . Если при работе двигателя с переменной нагрузкой на валу за время  $t_{\text{р}}$  выделится такое же количество тепла, то конечная температура его будет также равна допустимой температуре изоляции. Это количество тепла может быть определено как произведение средних потерь  $\Delta P_{\text{ср}}$  на время работы  $t_{\text{р}}$ . Средние потери определяются по формуле

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n} = \frac{1}{t_{\text{р}}} \sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i. \quad (\text{IV.10})$$

Следовательно, если мощность потерь не превысит номинального значения, то двигатель не нагреется выше допустимой температуры изоляции, т. е. условие правильности выбора мощности двигателя по нагреву можно записать в виде

$$\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_{\text{н}}. \quad (\text{IV.11})$$

Изложенное справедливо для температуры двигателя в конце его периода работы, но при  $t < t_{\text{р}}$  возможны колебания температуры относительно ее установившегося значения. Это может вызывать при мощности, большей номинальной на отдельных участках, превышение допустимой температуры изоляции. Если продолжи-

тельность этих участков мала, то на износ изоляции такие кратковременные повышения температуры существенного влияния не окажут. При более длительной работе с нагрузками, большими  $P_n$ , рекомендуется принимать

$$\Delta P_n \geq (1,1 \div 1,2) \Delta P_{cp}. \quad (IV.12)$$

Метод средних потерь справедлив при неизменных условиях нагревания и охлаждения, т. е. при условии, что теплоотдача двигателя  $A$  остается в продолжение всего времени работы постоянной, соответствующей номинальному режиму. Для двигателей с самовентиляцией, работающих с изменением скорости вращения, например во время пуска, замедления и остановок, это условие нарушается. Теплоотдача их в эти периоды ухудшается, что приводит к увеличению температуры двигателя. Для учета этого явления при определении средних потерь уменьшают продолжительность участков работы с пониженной скоростью при расчете средних потерь, умножая их на коэффициенты  $\alpha$  (при пуске и замедлении) и  $\beta$  (во время остановки). Тогда выражение для средних потерь применительно к нагрузочной диаграмме, показанной на рис. IV.3,  $a$ , приобретает следующий вид:

$$\Delta P_{cp} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \Delta P_3 t_3}{\alpha t_1 + t_2 + \alpha t_3 + \beta t_n}.$$

Коэффициенты, учитывающие ухудшение охлаждения, принимают равными  $\alpha \approx 75$ ,  $\beta \approx 0,5$ .

Для определения потерь двигателя на отдельных участках нагрузочной диаграммы нужно иметь зависимость к. п. д. от мощности на валу двигателя.

Метод средних потерь является универсальным. Его можно применять для любых двигателей и графиков нагрузки. Однако он является трудоемким, так как требует большого объема вычислений. Поэтому им пользуются при необходимости произвести относительно точную проверку двигателя по нагреву или при невозможности применения более простых методов, к которым относятся методы среднеквадратичных или эквивалентных величин.

*Методы эквивалентных величин* (тока, момента и мощности) основаны на том, что изменяющиеся в процессе работы значения токов, момента или мощности заменяют постоянными эквивалентными величинами, при которых потери в двигателе за время его работы равны фактическим потерям.

Выразим полные потери в двигателе через постоянные  $k$  и переменные  $v$ , т. е.  $\Delta P = k + v$ . Переменные потери пропорциональны квадрату тока  $I$  в обмотках и сопротивлению  $R$  этих обмоток, т. е.

$$v = I^2 R.$$

Подставляя значения отдельных составляющих потерь в выражение (IV.10) и выражая средние потери через эквивалентный ток, т. е.  $\Delta P_{cp} = k + I_s^2 R$ , получим

$$k + I_s^2 R = \frac{(k + RI_s^2) t_1 + (k + RI_s^2) t_2 + \dots + (k + RI_s^2) t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}. \quad (IV.13)$$

Из полученного выражения следует, что длительный режим работы двигателя с переменной нагрузкой можно заменить эквивалентным ему режимом с постоянной нагрузкой. При этом неизменный по величине ток  $I_9$  должен создавать такие же переменные потери, как и изменяющийся во времени ток. Этот ток  $I_9$  называют эквивалентным.

Если считать, что сопротивление обмоток двигателя  $R$  не изменяется в процессе работы, то из выражения (IV.13) найдем

$$I_9^2 = \frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n},$$

откуда эквивалентный по нагреву ток

$$I_9 = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^n I_i^2 t_i}, \quad (\text{IV.14})$$

где  $T = t_1 + t_2 + \dots + t_n$ .

Так как средние потери  $\Delta P_{\text{ср}}$  при правильно выбранном по мощности двигателе должны быть меньше номинальных потерь  $\Delta P_{\text{н}}$ , то в соответствии с (IV.13)

$$k = RI_9^2 < kRI_{\text{н}}^2 \quad \text{или} \quad I_9 < I_{\text{н}}. \quad (\text{IV.15})$$

Полученное выражение является условием для проверки двигателя по нагреву методом эквивалентного тока.

Если ток в процессе работы изменяется по сложным законам во времени (рис. IV.5), среднеквадратичный (эквивалентный) ток определяется по формуле

$$I_9 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (\text{IV.16})$$

Чтобы упростить вычисления, применяют приближенное определение интеграла квадрата тока. Для этого фактическую кривую тока  $I(t)$  заменяют отрезками прямых с использованием ступенчато-линейной или кусочно-линейной аппроксимации. В последнем случае диаграмма будет состоять из отдельных участков, площади которых имеют форму прямоугольников, трапеций и треугольников (рис. IV.5). Для каждого из таких участков определяется значение интеграла, а затем производится их суммирование.

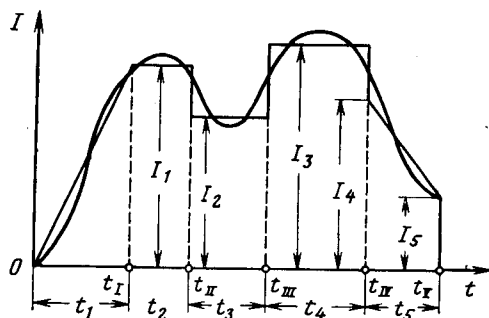


Рис. IV.5. Нагрузочная диаграмма электропривода



Для участка  $t_2$  прямоугольной формы

$$\int_{t_I}^{t_{II}} i^2 dt = I_1^2 t_2. \quad (IV.17)$$

Для участка  $t_5$ , имеющего форму трапеции,

$$\int_{t_{IV}}^{t_V} i^2 dt = \frac{I_4^2 + I_4 I_5 + I_5^2}{3} t_5. \quad (IV.18)$$

Для участка  $t_1$  треугольной формы

$$\int_0^{t_I} i^2 dt = \frac{I_1^2}{3} t_1. \quad (IV.19)$$

Эквивалентный ток для рассмотрения диаграммы (рис. IV.5)

$$I_9 = \sqrt{\frac{\frac{1}{3} I_1^2 t_1 + I_1^2 t_2 + I_2^2 t_3 + I_3^2 t_4 + \frac{1}{3} (I_4^2 + I_4 I_5 + I_5^2) t_5}{t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5}}.$$

Метод эквивалентного тока проще метода средних потерь, но, в отличие от последнего, не является универсальным. Выражение (IV.14) для эквивалентного тока получено при условии неизменности постоянных потерь и сопротивления главной цепи обмоток двигателя. Однако при изменении тока возбуждения (у машин постоянного тока), а также напряжения или частоты питающего тока (у машин переменного тока) постоянные потери значительно изменяются. Кроме того, у асинхронных двигателей с глубоким пазом и с двойной клеткой на роторе сопротивление меняется в зависимости от скорости. Поэтому для указанных режимов метод эквивалентного тока использовать нельзя.

Для определения эквивалентного тока необходимо иметь зависимость  $I(t)$ . Но обычно при выборе мощности двигателя вычисляется нагрузочная диаграмма электропривода в виде  $M(t)$ , с использованием которой затем строят зависимость  $I(t)$ .

В тех случаях, когда магнитный поток двигателя остается постоянным, а у асинхронных двигателей, кроме того, незначительно изменяется  $\cos \varphi_2$ , вращающий момент двигателя можно считать пропорциональным току. Тогда, заменяя в (IV.14) токи пропорциональными им величинами моментов, получим формулу для эквивалентного момента

$$M_9 = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}, \quad (IV.20)$$

создающего такие же средние потери, как и фактически изменяющийся в процессе работы вращающий момент двигателя. Для вы-

числения эквивалентного момента достаточно нагрузочной диаграммы  $M(t)$ .

Условие правильности выбора двигателя при проверке его по нагреву методом эквивалентного момента

$$M_3 \leq M_n. \quad (IV.21)$$

При сложной зависимости  $M(t)$  эквивалентный момент определяется аналогично эквивалентному току. Ограничения на применение метода эквивалентного момента такие же, как и у метода эквивалентного тока. Кроме того, его нельзя использовать при значительных изменениях  $\cos \varphi_2$ , т. е. пусковых и тормозных режимов асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.

Если двигатель работает с переменной скоростью (периоды пуска, замедления и паузы), в знаменатели формул для эквивалентных момента и тока, как и при использовании метода средних потерь, необходимо ввести коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$ , учитывающие ухудшение охлаждения.

В тех случаях, когда возможно применение метода эквивалентного момента и, помимо этого, электропривод вращается с примерно постоянной скоростью, пользуются методом эквивалентной мощности. Так как  $P = M\omega$ , то подставляя в (IV.20) вместо значений вращающего момента пропорциональные величины мощности, получим формулу для определения эквивалентной по нагреву мощности

$$P_3 = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^n P_i^2 t_i} \leq P_n. \quad (IV.22)$$

После проверки выбранного двигателя по условиям нагрева любым из рассмотренных методов он должен быть проверен по условиям допустимой перегрузки. Если двигатель не может работать с максимальным моментом, требуемым нагрузочной диаграммой  $M(t)$ , необходимо выбрать двигатель с большей перегрузочной способностью, а при отсутствии такового — принять двигатель большей мощности. Повторной проверки на нагревание, как правило, в этом случае не требуется. Однако при работе с резко изменяющейся нагрузкой или скоростью и значительной разнице моментов инерции ротора первоначально и повторно выбранного двигателей проверка может оказаться необходимой. Такой порядок выбора мощности сохраняется при любом тепловом режиме работы электропривода. Поэтому в дальнейшем будут рассмотрены только специфические для других режимов работы методы выбора мощности по условиям нагрева.

#### § IV.4. Выбор мощности двигателя при кратковременном режиме работы

Если двигатель нормального типа, предназначенный для работы в длительном режиме, выбрать с номинальной мощностью  $P_n$  для, равной мощности  $P_K$  при кратковременном режиме (см. рис. IV.2, б),

то за время работы  $t_p$  его температура не достигнет установившегося значения, равного допустимой температуре изоляции, а во время паузы будет снижаться до температуры окружающей среды. Следовательно, двигатель оказывается недоиспользованным по условиям нагрева. Для полного использования необходимо, чтобы температура изоляции  $\Theta_{из}$  в конце рабочего периода  $t_p$  была равна допустимой температуре  $\Theta_{доп}$ , или перегрев  $\tau = \Theta_{из} - \Theta_{ср}$  был равен  $\tau_{доп} = \Theta_{доп} - \Theta_{ср}$ . Это может быть достигнуто увеличением нагрузки на валу сверх номинальной или применением двигателя с номинальной мощностью  $P_{н.дл} < P_k$ . В обоих случаях потери  $\Delta P_k$  в двигателе при кратковременном режиме будут больше номинальных потерь  $\Delta P_{н.дл}$  двигателя в длительном режиме, т. е. он должен быть перегружен.

Отношение мощности потерь двигателя при кратковременном режиме с перегрузкой к мощности потерь при длительной номинальной нагрузке называют коэффициентом тепловой перегрузки:

$$p_\tau = \frac{\Delta P_k}{\Delta P_{н.дл}}. \quad (IV.23)$$

Установившаяся температура перегрева согласно (III.39) пропорциональна потерям. Поэтому при работе двигателя с потерями  $\Delta P_k$  он будет нагреваться до  $\tau_{уст} = \Delta P_k / A$  и его перегрев будет изменяться по закону, определяемому выражением (III.38)

$$\tau = \tau_{уст} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_\tau}} \right). \quad (IV.24)$$

При работе двигателя с потерями  $\Delta P_{н.дл}$  установившаяся температура перегрева будет равна  $\tau_{доп} = \Delta P_{н.дл} / A$ . Тогда коэффициент тепловой перегрузки (IV.23) можно представить в виде

$$p_\tau = \frac{\Delta P_k}{\Delta P_{н.дл}} = \frac{\tau_{уст}}{\tau_{доп}}. \quad (IV.23a)$$

Так как при полном использовании двигателя его перегрев при  $t = t_p$  должен быть равен допустимому, то согласно (IV.24)

$$\tau_{доп} = \tau_{уст} \left( 1 - e^{-\frac{t_p}{T_\tau}} \right).$$

Подставляя полученное значение  $\tau_{доп}$  в (IV.23a), получим связь коэффициента тепловой перегрузки с относительной продолжительностью работы  $t_p / T_\tau$ :

$$p_\tau = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_\tau}}}. \quad (IV.25)$$

Построенная по этому выражению (рис. IV.6) зависимость  $p_\tau = f(t_p / T_\tau)$  показывает, что с увеличением относительной продолжительности работы  $t_p / T_\tau$  возможная тепловая перегрузка двигателя резко уменьшается.

Коэффициент  $p_T$  не определяет непосредственно допустимой при кратковременном режиме мощности  $P_K$  на валу по сравнению с номинальной мощностью  $P_{н.дл}$  двигателя. Эта представляющая наибольший практический интерес оценка осуществляется с помощью коэффициента механической перегрузки

$$p_M = \frac{P_K}{P_{н.дл}}, \quad (IV.26)$$

который может быть принят равным относительной нагрузке  $x$  двигателя, т. е.  $p_M \approx x = I/I_n = M/M_n$ .

Заменим в (IV.23)  $\Delta P_K$  через  $k + v$ , а  $\Delta P_{н.дл}$  через  $k + v_{н.дл}$  и разделим числитель и знаменатель на  $v_{н.дл}$ . Тогда с учетом  $k/v_{н.дл} = a$  и  $v/v_{н.дл} = x^2$  получим

$$\begin{aligned} p_T &= \frac{\Delta P_K}{\Delta P_{н.дл}} = \frac{k + v}{k + v_{н.дл}} = \\ &= \frac{a + x^2}{a + 1} = \frac{a + p_M^2}{a + 1}, \end{aligned}$$

откуда

$$p_M = \sqrt{p_T(a + 1) - a}. \quad (IV.26a)$$

Подставляя в (IV.26a) значение  $p_T$  из (IV.25), получим

$$p_M = \sqrt{\frac{a + 1}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_T}}} - a}. \quad (IV.266)$$

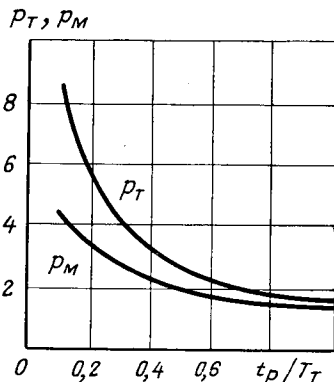


Рис. IV.6. Графики зависимости коэффициентов тепловой и механической перегрузки от относительного времени работы при кратковременном режиме

Это выражение позволяет найти зависимость коэффициента механической перегрузки от относительной длительности работы  $t_p/T_T$  при различных значениях коэффициента потерь  $a$ . Из графика (см. рис. IV.6), построенного для  $a=1$ , видно, что допустимая перегрузка существенно зависит от относительной продолжительности работы. Однако при малой величине  $t_p/T_T$  коэффициент допустимой механической перегрузки  $p_M$  может оказаться больше фактической перегрузочной способности двигателя. Например, при  $t_p/T_T \leq 0,35$  величина допустимой перегрузки  $p_M > 2,5$ . Поэтому двигатель с перегрузочной способностью  $\lambda \leq 2,5$  даже при работе с максимально возможным моментом не будет полностью использован по нагреву. Кроме того, при работе двигателя нормального типа с нагрузкой, большей номинальной, снижается его к. п. д. Поэтому для кратковременного режима работы при малых значениях  $t_p/T_T$ , как правило, применяют двигатели специальных серий, рассчитанные для работы с номинальной нагрузкой в течение 15, 30, 60 или 90 мин с последующим отключением для охлаждения до температуры окружающей среды.

Однако в реальных условиях нагрузка на валу двигателя в течение рабочего периода  $t_p$  может изменяться. В этом случае, используя метод эквивалентных величин, можно найти эквивалентные значения тока, момента или мощности, при которых потери в двигателе за время  $t_p$  будут такими же, как и для реальной нагрузочной диаграммы.

При определении эквивалентных величин могут быть использованы приведенные выше выражения для длительного режима работы, но в знаменателе время полного цикла  $T_{\text{ц}}$  необходимо заменить продолжительностью рабочего периода  $t_p$ , поскольку номинальная мощность двигателей при кратковременном режиме определена из условия работы двигателя в течение указанного в каталоге стандартного времени работы  $t_{p. \text{ст.}}$ . При этом номинальные потери нагревают двигатель к концу рабочего периода до предельно допустимой температуры. Следовательно, и эквивалентный нагрев должен определяться для времени  $t_{p. \text{ст.}}$ .

За исключением указанного отличия порядок выбора мощности двигателя, предназначенного для кратковременного режима работы, аналогичен рассмотренному для длительного режима. Условия возможности применения методов эквивалентных величин и допустимого нагрева при этом сохраняются неизменными. Однако имеется еще одна специфическая особенность.

В реальных условиях рабочий период  $t_p$  может отличаться от стандартного времени  $t_{p. \text{ст.}}$ . Поэтому необходимо для реальной продолжительности работы определить допустимую нагрузку двигателя с номинальной мощностью  $P_{\text{н.к}}$  при стандартном времени, исходя из условия равенства температур перегрева в конце реального и стандартного периода работы. При стандартном режиме перегрев в конце периода  $t_{p. \text{ст}}$  равен  $\tau_{\text{доп}}$  и согласно (III.38) определяется выражением

$$\tau_{\text{доп}} = \frac{\Delta P_{\text{н.к}}}{A} \left( 1 - e^{-\frac{t_{p. \text{ст}}}{T_{\tau}}} \right). \quad (\text{IV.27})$$

В случае работы в течение времени  $t_p$  с мощностью  $P_{\text{к}}$  температура перегрева также должна быть равна  $\tau_{\text{доп}}$ , т. е.

$$\tau_{\text{доп}} = \frac{\Delta P_{\text{к}}}{A} \left( 1 - e^{-\frac{t_p}{T_{\tau}}} \right). \quad (\text{IV.28})$$

Приравнявая выражения (IV.27) и (IV.28), получим отношение потерь при допустимой нагрузке и номинальной нагрузке  $P_{\text{к}}$  для реальной продолжительности  $t_p$ :

$$\frac{\Delta P_{\text{к}}}{\Delta P_{\text{н.к}}} = \frac{k + v}{k + v_{\text{н.к}}} = \frac{(a + x^2)}{(a + 1)} = \frac{1 - e^{-\frac{t_{p. \text{ст}}}{T_{\tau}}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_{\tau}}}}.$$

Отсюда допустимая по условиям нагрева относительная нагрузка

$$x = \frac{I_K}{I_{н.к}} \approx \frac{P_K}{P_{н.к}} = \sqrt{(a+1) \frac{1 - e^{-\frac{t_{р.ст}}{T_T}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_T}}} - a.} \quad (IV.29)$$

При проверке правильности выбора двигателя по условиям нагрева эквивалентные величины должны быть меньше определяемых из (IV.29), т. е.

$$I_9 < x I_{н.к}; \quad M_9 < x M_{н.к}; \quad P_9 < x P_{н.к}. \quad (IV.30)$$

Для определения допустимой относительной нагрузки необходимо знать тепловую постоянную времени  $T_T$  предварительно выбранного двигателя. Ее значение может быть определено по каталожным данным двигателя, в которых указываются мощность  $P_{н.к}$ , время работы  $t_{р.ст}$  и к. п. д.  $\eta_K$  для кратковременного режима и мощность  $P_{н.дл}$  и к. п. д.  $\eta_{дл}$  для длительного режима работы. Тогда, используя (IV.25), можно определить постоянную времени

$$T_T = \frac{t_{р.ст}}{\ln \frac{\Delta P_{н.к}}{\Delta P_{н.к} - \Delta P_{н.дл}}}. \quad (IV.31)$$

Если для кратковременного режима работы используется двигатель, предназначенный для работы в длительном режиме, после предварительного его выбора также производится проверка по нагреву методом эквивалентных величин. При этом эквивалентные величины должны быть меньше определяемых из (IV.26) величин, т. е.

$$I_9 < p_m I_{н.дл}; \quad M_9 < p_m M_{н.дл}; \quad P_9 < p_m P_{н.дл}. \quad (IV.32)$$

Кроме того, особое внимание должно быть обращено на обеспечение необходимой перегрузочной способности двигателя. Для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором необходимо также убедиться, что пусковой момент достаточен для нормального запуска электропривода.

#### § IV.5. Выбор мощности двигателя при повторно-кратковременном режиме работы

Как уже указывалось, повторно-кратковременный режим работы характерен регулярным чередованием периодов работы  $t_p$  и пауз  $t_{п.}$ . В начале работы электропривода повышение температуры двигателя за время  $t_p$  больше, чем ее снижение за время паузы  $t_{п.}$ . Поэтому при повторных включениях происходит постепенное возрастание температуры в конце каждого рабочего периода (см. рис. IV.2 в). По истечении некоторого количества циклов наступает квазиустановившееся тепловое состояние, при котором повышение температуры за период работы практически равно уменьшению ее в период паузы. Поэтому температура перегрева двигателя изменя-

ется от  $\tau_{\max}$  до  $\tau_{\min}$ , величины которых остаются постоянными независимо от числа циклов.

Так как в течение цикла температура двигателя не достигает установившегося значения, то применение двигателей, предназначенных для длительного режима работы, позволяет повысить нагрузку на валу сверх номинальной или принять двигатель с номинальной мощностью, меньшей чем мощность, развиваемая двигателем в период  $t_p$ . В противном случае температура перегрева двигателя  $\tau_{\max}$  окажется ниже допустимой и двигатель не будет полностью использован по нагреву.

Для определения допустимого увеличения мощности двигателя при использовании его в повторно-кратковременном режиме необходимо определить коэффициенты тепловой и механической перегрузки. Коэффициент тепловой перегрузки для этого режима может быть найден при рассмотрении процессов нагрева и охлаждения в период работы двигателя, достаточно удаленного от начала, когда температура в конце каждого рабочего участка  $t_p$  остается равной  $\tau_{\max}$ .

Так как в этом случае температура перегрева изменяется от  $\tau_{\min}$  до  $\tau_{\max}$ , то для рабочего периода согласно (III.38) можно написать

$$\tau_{\max} = \tau_{\text{уст}} \left( 1 - e^{-\frac{t_p}{T_r}} \right) + \tau_{\min} e^{-\frac{t_p}{T_r}}, \quad (\text{IV.33})$$

где  $\tau_{\text{уст}}$  — установившаяся температура двигателя при длительной работе с нагрузкой, преодолеваемой в период  $t_p$ .

Если принять тепловые постоянные времени при нагреве и охлаждении равными, то согласно (III.38) для периода паузы  $t_n$  получим

$$\tau_{\min} = \tau_{\max} e^{-\frac{t_n}{T_r}}. \quad (\text{IV.34})$$

Подставим найденное значение  $\tau_{\min}$  в (IV.33):

$$\tau_{\max} = \tau_{\text{уст}} \left( 1 - e^{-\frac{t_p}{T_r}} \right) + \tau_{\max} e^{-\frac{t_p + t_n}{T_r}}. \quad (\text{IV.35})$$

Так как для полного использования изоляции по нагреву  $\tau_{\max}$  должно быть равно допустимой температуре перегрева  $\tau_{\text{доп}}$ , то отношение  $\tau_{\text{уст}}/\tau_{\max} = \tau_{\text{уст}}/\tau_{\text{доп}}$  согласно (IV.23а) представляет собой коэффициент тепловой перегрузки. Тогда из (IV.35) найдем

$$\rho_r = \frac{1 - e^{-\frac{t_p}{T_r \varepsilon}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_r}}}, \quad (\text{IV.36})$$

где  $\varepsilon = \frac{t_p}{t_p + t_n} = \frac{t_p}{t_{\Sigma}}$  — относительная продолжительность включения.

На рис. IV.7 показаны графики зависимости  $p_{\tau}(\epsilon)$ , построенные по формуле (IV.36) для различных значений относительной продолжительности работы  $t_p/t_{\tau}$ , из которых видно, что при  $\epsilon > 0,6$  допустимая тепловая перегрузка незначительна. Следовательно, коэффициент механической перегрузки, определяющийся выражением (IV.26), будет еще меньше. Поэтому при  $\epsilon > 0,6$  мощность двигателя выбирается так же, как и при длительном режиме работы.

Использование двигателей, предназначенных для длительного режима, при  $\epsilon < 0,6$  имеет недостатки, аналогичные указанным выше при кратковременном режиме. Поэтому для повторно-кратковременного режима выпускается серия специальных двигателей, предназначенных для работы с определенной продолжительностью включения ПВ%, определяемой по формуле

$$\text{ПВ}\% = \epsilon \cdot 100 = \frac{t_p}{t_p + t_n} \cdot 100, \%. \quad (\text{IV.37})$$

Номинальные данные этих двигателей указываются для стандартных значений продолжительности включения: 15, 25, 40, 60 и 100%. При этом длительность цикла  $t_{\Sigma}$  не должна превышать 10 мин, в противном случае должен применяться двигатель для длительного режима работы.

При выборе мощности двигателей, работающих в повторно-кратковременном режиме, используется рассмотренный выше метод, общий для всех режимов работы. После предварительного выбора двигателя производится его проверка по нагреванию одним из возможных методов эквивалентных величин и перегрузочной способности. При этом так же, как и для кратковременного режима работы, в знаменатели формул для определения эквивалентных величин входит не полное время цикла  $t_{\Sigma}$ , а время рабочего периода  $t_p$ .

Если реальная продолжительность включения ПВ% привода не совпадает со стандартной ПВ<sub>ст</sub>%, необходимо определить допустимую мощность (или момент и ток) двигателя для реальных условий работы, приняв равными температуры нагрева в конце действительного и стандартного циклов, что обеспечивается при равных средних потерях за время соответствующих циклов. При работе двигателя с номинальной мощностью  $P_n$  и стандартной относитель-

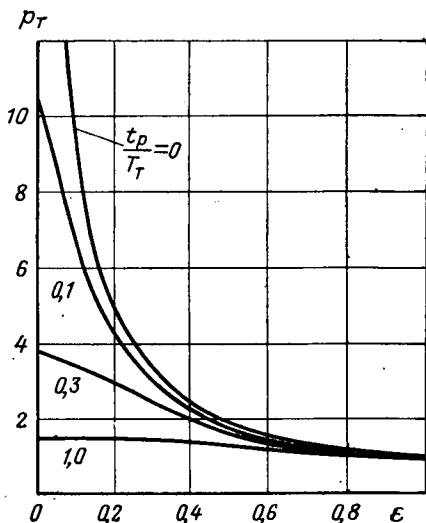


Рис. IV.7. Графики зависимости коэффициента тепловой перегрузки от относительной продолжительности включения при повторно-кратковременном режиме работы



ной продолжительностью включения  $PB_{ст} = \varepsilon_{ст}$  его средние потери

$$\Delta P_{ср.ст} = \frac{\Delta P_{н.т.р.ст}}{t_{ц.ст}} = \Delta P_{н.\varepsilon_{ст}}.$$

В случае работы двигателя с реальной относительной продолжительностью включения  $PB = \varepsilon$  и допустимой для нее по нагреву мощностью  $P_{доп}$  средние потери

$$\Delta P_{ср} = \frac{\Delta P_{доп.т.р}}{t_{ц}} = \Delta P_{доп.\varepsilon}.$$

При  $\Delta P_{ср.ст} = P_{ср}$  получим, учитывая, что  $k/v_{н} = a$  и  $v/v_{н} = x^2$ ,

$$\frac{\Delta P_{н}}{\Delta P_{доп}} = \frac{k + v_{н}}{k + v} = \frac{(a + 1)}{(a + x^2)} = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{ст}},$$

откуда допустимая по условиям нагрева относительная нагрузка или

$$x = \frac{P_{доп}}{P_{н}} = \sqrt{(a + 1) \frac{\varepsilon_{ст}}{\varepsilon}} = a = \sqrt{\frac{\varepsilon_{ст}}{\varepsilon} + a \left( \frac{\varepsilon_{ст}}{\varepsilon} - 1 \right)} \quad (IV.38)$$

или

$$P_{доп} = P_{н} \sqrt{\frac{PB_{ст}\%}{PB\%} + a \left( \frac{PB_{ст}\%}{PB\%} - 1 \right)}. \quad (IV.38a)$$

Если учесть, что при выборе двигателя принимается стандартная продолжительность включения  $PB_{ст}\%$ , ближайшая к фактической продолжительности включения  $PB\%$  привода, то величиной  $a \left( \frac{PB_{ст}\%}{PB\%} - 1 \right)$  в выражении (IV.38a) можно пренебречь. Тогда

$$P_{доп} = P_{н} \sqrt{\frac{PB_{ст}\%}{PB\%}}. \quad (IV.38б)$$

Условия правильного выбора двигателя по нагреву в этом случае

$$I_{э} < I_{доп}; \quad M_{э} < M_{доп}; \quad P_{э} < P_{доп}. \quad (IV.39)$$

Кроме того, необходимо проверить выбранный двигатель по перегрузочной способности.

### § V.1. Функции систем управления электроприводами и их классификация

Основной задачей управления электроприводами является обеспечение выполнения рабочей машиной или механизмом технологического процесса при наибольшей производительности с наименьшими капитальными затратами и расходом электроэнергии. В некоторых случаях наиболее важным требованием может оказаться точность выполнения заданного процесса или получение максимальной производительности в ущерб остальным показателям. Возможность решения этих задач существенно зависит от конструкции самой машины.

Для принятой конструкции машины показатели ее работы в значительной степени определяются системой электропривода, свойства которого зависят от системы управления. Но и система управления электроприводом может существенно влиять на конструкцию всей рабочей машины. Например, применение электропривода с экономичным регулированием скорости в необходимом диапазоне позволяет упростить конструкцию машины в результате устранения регулируемых механических передач. Системы управления, обеспечивающие изменение вращающего момента двигателя по определенным законам, могут заметно снизить динамические нагрузки в элементах рабочих машин, что дает возможность уменьшить размеры оборудования или повысить его долговечность.

Таким образом, выбор, проектирование и исследование системы управления электроприводом должны производиться с учетом особенностей работы всей установки.

Поскольку характер работы различных машин и механизмов определяется их назначением, конструкцией и реальными условиями, при которых протекает производственный процесс, то очевидным становится разнообразие задач, выполняемых электроприводами, и требований к их системам управления. Однако, несмотря на это, для различных систем электропривода можно выделить ряд операций, являющихся общими для отдельных групп рабочих машин. К таким операциям относятся пуск, останов и, сравнительно часто, необходимость изменения направления вращения. Кроме того, целый ряд машин и механизмов требует регулирования скорости вращения с сохранением ее постоянства при изменении нагрузки, ограничения ускорений, замедлений и т. п. В некоторых случаях необходимо обеспечить согласованное движение элементов различных машин или механизмов, иногда требуется заранее заданная последовательность операций. Кроме того может быть поставлена

задача осуществления технологического цикла в наименьшее возможное время или с минимальным расходом энергии и т. д.

Точность выполнения этих операций, задаваемая технологическими требованиями к производственному процессу, существенно влияет на возможность применения той или иной системы управления электроприводом.

Помимо основных функций системы управления могут выполнять ряд дополнительных функций, осуществление которых не вызывает принципиального изменения структуры системы управления. К ним относятся: сигнализация, позволяющая следить за протеканием технологического процесса и получать сведения о включении или исправности механизмов, количестве выполненных операций или выпущенной продукции, сигналов, подаваемых операторами, и т. п.; защиты, обеспечивающие отключение электропривода или отдельных его элементов при неисправностях в электрических цепях или нарушении нормального хода производственного процесса; блокировки, осуществляющие требуемую последовательность выполнения технологических операций и очередность включения и отключения отдельных механизмов, узлов и аппаратов.

Таким образом, системы управления выполняют одновременно несколько функций. Естественно, что с увеличением числа функций происходит усложнение системы управления.

В зависимости от основного определяющего признака, положенного в основу классификации, системы управления могут быть разделены на различные группы.

По способу управления различают системы ручного, автоматизированного и автоматического управления.

Управление электроприводом называется *ручным*, если оно осуществляется непосредственным воздействием оператора на простейшие коммутационные аппараты: рубильники, контроллеры и т. п. Этот способ может применяться при сравнительно небольшой мощности электропривода, так как разрывная мощность аппаратуры при ручном управлении ограничена. Недостатками этого способа управления является необходимость расположения аппаратуры в непосредственной близости от электропривода, так как переключения производятся в главных цепях электрических машин, и обязательное присутствие оператора. Кроме того, управление требует, как правило, затраты значительных физических усилий, а точность и быстродействие такой системы управления невелики. Поэтому в настоящее время ручное управление находит очень ограниченное применение.

Если процесс управления осуществляется оператором путем воздействия на различные автоматические устройства, выполняющие отдельные операции, необходимые для управления, то управление называется *автоматизированным*. Оно обеспечивает высокую точность управления и позволяет расположить пульт управления практически на любом расстоянии от электропривода (дистанционное управление) при условии получения оператором необходимой информации о работе машины. Автоматизированное

управление значительно снижает утомляемость оператора, так как операции управления сводятся к подаче сигналов, задающих необходимый режим работы электропривода (например, требуемую скорость вращения), а контроль за правильностью их выполнения и процесс получения заданного режима обеспечиваются автоматическими устройствами. Недостатком систем автоматизированного управления является их органическое быстроедействие, обусловленное временем, затрачиваемым оператором на выработку решения о необходимом режиме управления в зависимости от изменения условий работы. Несмотря на это системы автоматизированного управления электроприводами в настоящее время являются наиболее распространенными (электропривод подъемных машин, экскаваторов и т. п.). Их применение особенно оправдано в тех случаях, когда из-за чрезвычайно разнообразных условий, возникающих при выполнении технологического процесса, замена оператора автоматическим устройством приводит к значительному усложнению системы управления, которое не компенсируется соответствующим повышением показателей работы машины или процесса.

При выполнении всех операций управления различными автоматическими устройствами без непосредственного участия человека управление называется *автоматическим*. Оно обеспечивает наибольшие быстроедействие и точность управления. Поэтому существует тенденция широкого использования автоматического управления электроприводами и распространения его по мере развития средств автоматики на все больший класс машин.

Области применения рассмотренных способов управления тесно связаны с функциями, которые должны выполнять системы управления электроприводом, и требуемой точностью их выполнения.

Ручное управление можно применять для установок с невысокой производительностью, основными операциями которых являются пуск и останов, а изменение скорости вращения требуется в редких случаях. Более сложные функции при этом способе управления осуществить нельзя.

Поддержание постоянной скорости с высокой точностью при переменной нагрузке, обеспечение необходимого характера переходного процесса при заданной его длительности и другие подобные функции можно обеспечить только с помощью системы автоматизированного или автоматического управления. Эти системы управления создают возможность дальнейшего развития и совершенствования различных машин и механизмов и получили наибольшее распространение в современных электроприводах.

По виду функций, выполненных системами управления, можно выделить несколько различных групп электроприводов.

Первая группа электроприводов имеет системы управления, обеспечивающие выполнение операций пуска, останова и реверсирования электродвигателей. После разгона электропривода скорость его вращения не регулируется, и величина ее опреде-

ляется нагрузкой на валу и естественной характеристикой двигателя. Электроприводы этой группы называются нерегулируемыми. Таким электроприводом (обычно с ручным управлением) снабжают вентиляторы, насосы, лебедки вспомогательных механизмов и т. п.

Вторая группа электроприводов имеет системы управления, которые помимо выполнения всех функций, обеспечиваемых нерегулируемыми электроприводами, позволяют регулировать скорость вращения электродвигателей путем работы двигателя на искусственных механических характеристиках. Такие электроприводы часто используют для различных грузоподъемных и транспортных устройств.

Третья группа электроприводов имеет системы управления, позволяющие помимо указанных выше функций регулировать и поддерживать с высокой точностью постоянство задаваемой величины при изменяющихся условиях. Такими величинами могут быть скорость вращения, ускорение, ток, мощность и т. д. Замкнутые системы автоматического управления, применяемые в этом случае, называют *системами автоматической стабилизации*. Они обеспечивают высокую точность, быстродействие и удобство управления. Поэтому электроприводы с системами автоматической стабилизации находят широкое применение для установок, работающих интенсивно и требующих изменения некоторых параметров при изменяющихся условиях производственного процесса. Примерами могут служить прокатные станы на металлургических заводах, крупные шахтные подъемные установки, экскаваторы и т. д.

Четвертая группа электроприводов снабжена системами управления, предназначенными для изменения выходных величин электропривода в соответствии с изменением сигнала на входе системы. В этом случае регулируемая величина как бы следит за сигналом управления, закон изменения которого заранее неизвестен, поэтому такого типа электроприводы называют *следящими*. Они могут быть использованы для обеспечения движения горных комбайнов в соответствии с гипсометрией пласта, для управления исполнительными органами горных машин при селективной выемке полезных ископаемых и т. д.

Пятая группа электроприводов имеет системы управления, предназначенные для обеспечения работы машины или механизма по заранее заданной программе. Эта программа определяет последовательность и требуемый характер протекания операций, которые должен осуществить электропривод для обеспечения заданного производственного процесса, выполняемого машиной или комплексом машин. Электроприводы такого типа получают широкое распространение для многоковшовых и частично одноковшовых экскаваторов, транспортных установок и т. п.

Шестая группа электроприводов снабжена системами управления, обеспечивающими не только автоматическое управление электроприводами, но и выбор режимов управления, при которых работа машин будет происходить в наивыгоднейших условиях.

К этому типу относят электроприводы с системами оптимального управления, самонастраивающимися системами и т. п. Как правило, необходимым элементом этих систем является вычислительная машина, обеспечивающая определение режимов управления. Электроприводы с такими системами управления в настоящее время находятся в стадии разработки. Они характеризуются большой сложностью и имеют высокую стоимость. Но по мере выпуска серийных и надежных элементов вычислительной техники и автоматики электроприводы с такими системами управления позволяют получить наиболее производительные и экономичные машины.

Приведенная классификация по выполняемым системами управления функциям не исключает возможности применения электроприводов, системы управления которыми должны обеспечить выполнение одновременно нескольких основных функций. Кроме того, все они должны осуществить еще ряд дополнительных функций.

Помимо классификации по виду выполняемых функций системы управления различают по типу элементов управления: релейно-контакторные, магнитные, электромашинные, полупроводниковые, электронно-ионные, а также по характеру влияния нагрузки на конечный результат регулирования и т. д.

## § V.2. Основные виды защиты электроприводов

Одной из важнейших дополнительных функций, которая в том или ином виде имеется у всех систем управления независимо от выполняемых ими основных функций, является защита электропривода.

Защита применяется для устранения возможных повреждений электропривода или всей установки при нарушении нормального режима работы, а также при возникновении условий, которые могут привести к нарушению нормального режима, например при чрезмерном снижении напряжения сети, недопустимой перегрузке двигателя и т. п.

Большинство применяющихся средств защиты реагирует на уже возникшее нарушение нормального режима работы и устраняет это нарушение или препятствует его дальнейшему развитию, а не предупреждает возникновение ненормальных условий.

В зависимости от конкретных условий защитные устройства при возникновении опасной ситуации отключают защищаемый привод обычно с одновременной сигнализацией о происшедшем нарушении или подают предупреждающий сигнал для принятия необходимых мер по устранению опасности.

Выбор вида защиты производится с учетом специфических особенностей защищаемого электропривода, системы электроснабжения, условий работы других установок, получающих питание от той же сети. Но существует ряд защит, применяющихся на всех установках. К таким основным видам защиты относятся защита от токов к. з., перегрузок и нулевая или минимальная за-

щита. Кроме того, часто применяют специальные устройства и блокировки, выполняющие функции защиты, а также осуществляется сигнализация, информирующая о характере повреждения или причине нарушения нормального режима работы установки.

Защита от токов к.з. разрывает электрическую цепь при появлении в ней токов к.з. с помощью плавких предохранителей, максимальных токовых реле и автоматических выключателей. Она устраняет возможность повреждения изоляции обмоток и проводов и механические повреждения двигателя из-за электродинамических явлений.

Все двигатели переменного тока независимо от их мощности и напряжения должны снабжаться мгновенной защитой, отключающей двигатель при возникновении междуфазных к.з. в обмотке статора и в питающих его проводах и кабелях.

Защита двигателя от перегрузок, возникающих вследствие нарушения технологического процесса, делится на тепловую и максимально-токовую.

Тепловая защита предохраняет двигатель от чрезмерного повышения температуры при длительной перегрузке и обычно выполняется тепловыми реле. Для надежной защиты характеристики нагревания тепловых реле и двигателя должны совпадать, поэтому при кратковременных режимах работы тепловая защита не применяется. Вследствие инерции тепловые реле не действуют при пусковых и кратковременных перегрузках и не обеспечивают защиты от токов к.з.

Максимально-токовая защита служит для предохранения двигателя и элементов привода и рабочей машины от больших кратковременных перегрузок, сопровождающихся значительными бросками тока. В качестве аппаратов защиты используют реле максимального тока и автоматические выключатели.

Защиту от перегрузок выполняют: с воздействием на устранение причин, вызвавших появление перегрузки; с подачей сигнала, предупреждающего о необходимости принятия мер по устранению возникших перегрузок; с воздействием на отключение установки.

Защита, отключающая установку, должна применяться только при невозможности устранения перегрузки с помощью автоматических устройств или при отсутствии постоянного обслуживающего персонала; а также в случае необходимости останова привода для снятия перегрузки.

Нулевую и минимальную защиты применяют для отключения установки при исчезновении напряжения питающей сети или значительном его уменьшении с целью устранения самозапуска установки после восстановления напряжения или предотвращения повреждения двигателя вследствие работы с пониженным напряжением при полной нагрузке. В качестве аппаратов защиты в этом случае обычно используют реле напряжения. При снижении или исчезновении напряжения якорь реле отпадает, его контакты в цепи управления размыкаются и двигатель отключается.

Помимо основных видов защиты, рассмотренных выше, часто устанавливают блокировки и устройства, обеспечивающие дополнительные виды защиты. Например, для машин постоянного тока и синхронных двигателей устанавливают аппарат защиты, который контролирует ток возбуждения и при обрыве цепи возбуждения отключает двигатель от сети. В некоторых случаях, например при переходе к торможению противовключением, применяют контроль за направлением вращения.

Для предохранения элементов, чрезмерный нагрев которых может вызвать аварию (например, подшипников), применяют температурную защиту, срабатывающую при повышении температуры сверх допустимой величины и включающую сигнализацию или отключающую двигатель.

Защита от прекращения подачи смазки или охлаждающей жидкости делает невозможным пуск двигателя до тех пор, пока не будет включен соответствующий насос. Защита от перехода допустимых границ движущимися частями рабочей машины осуществляется путевыми или конечными выключателями, вызывающими останов двигателя или изменение направления его вращения при достижении подвижной частью заданного предельного положения. Защита от чрезмерного повышения скорости отключает двигатель при увеличении скорости сверх допустимого значения. На некоторых установках (конвейеры и т. п.) применяется защита от разрыва тяговых органов.

### **§ V.3. Основные требования, предъявляемые к системам управления электроприводами**

К системам автоматического управления электроприводами в зависимости от их назначения предъявляют ряд требований, которым они должны удовлетворять для нормальной эксплуатации электрифицированных агрегатов и обеспечения заданного характера их работы. Из большого количества этих требований, имеющих иногда значение только для отдельной конкретной установки, можно выделить группу основных, которые предъявляются ко всем системам управления. К ним относятся:

1. Обеспечение системой управления режимов работы, необходимых для осуществления технологического процесса, выполняемого машиной или механизмом. Это требование будет выполнено в том случае, когда функции системы управления в наибольшей степени соответствуют необходимым условиям работы машины.

2. Простота системы управления, которая достигается при минимальном количестве элементов системы, несложной их конструкции, однотипности и наиболее простом характере их взаимодействия при выполнении различных функций.

3. Надежность системы управления, которая повышается при использовании безотказно работающих элементов системы, а также простых, четко работающих схем управления и защиты.

4. Экономичность системы управления, определяемая затратами энергии на управление и стоимостью аппаратуры и находя-



щаяся в тесной связи с простотой схемы. При этом необходимо учитывать, что повышение надежности работы системы управления ведет к уменьшению количества аварий и времени простоев. Это существенно влияет на производительность, а следовательно, и на экономичность всей установки.

5. Гибкость и удобство управления, характеризующие простотой и удобством осуществления операций управления, возможностью управления из различных пунктов, быстротой и простотой перехода с одного вида управления на другой (например, с ручного на автоматическое), легкостью и быстротой перехода на резервную систему при возникновении неисправности; возможностью получения различных режимов работы привода по желанию оператора и изменения программы при программном управлении. Выполнение этих требований позволяет повысить производительность вследствие увеличения скорости управления и снижения утомляемости оператора.

6. Удобство монтажа, эксплуатации и ремонта, имеющие особое важное значение в современных системах автоматического управления со сравнительно большим числом элементов и узлов и значительной сложностью их взаимодействия. В этом случае сборка системы из предварительно смонтированных узлов и блоков значительно облегчает монтаж и эксплуатацию, обеспечивает более удобную замену узлов при выходе их из строя. Для контроля за исправностью отдельных элементов и узлов применяют специальную сигнализацию (световую или звуковую), позволяющую определить без длительных поисков место повреждения схемы. Чтобы упростить отыскание повреждений и монтаж цепи, маркируют и применяют провода с оплеткой различного цвета.

Помимо основных требований в ряде случаев к системам автоматического управления электроприводом предъявляются дополнительные требования, связанные с особыми условиями их работы (например, бесшумность, взрывобезопасность и искробезопасность, отсутствие помех радиоприему и связи, стойкость к вибрациям и значительным ускорениям и т. д.).

#### **§ V.4. Способы изображения схем электроприводов**

Различные системы электропривода и схемы управления состоят из машин и аппаратов, разнообразных по конструкции и устройству. Поэтому графическое изображение систем управления в виде электрических схем с учетом конкретной конструкции оборудования представляет чрезвычайную сложность. Чтобы упростить начертание электрических схем и их чтение, принято сравнительно небольшое количество условных обозначений для элементов различных аппаратов и машин, позволяющих изображать многочисленные по назначению и разнообразные по конструктивному исполнению аппараты и устройства. Условные графические обозначения, применяемые в электрических схемах, установлены стандартами Единой системы конструкторской документации

ГОСТ 2.721—68—ГОСТ 2.751—68, а правила выполнения схем регламентируются ГОСТ 2.701—68—ГОСТ 2.704—68.

В зависимости от основного назначения электрические схемы подразделяют на следующие типы: 1) структурные, 2) функциональные), 3) принципиальные (полные), 4) соединений (монтажные), 5) подключения, 6) общие, 7) расположения. Всем электрическим схемам, входящим в состав конструкторской документации электрических установок, присваивается шифр, состоящий из буквы Э и цифры, обозначающей порядковый номер указанного выше типа схемы.

*Структурные схемы* (шифр Э-1), предназначенные для общего ознакомления с установкой, определяют ее функциональные части, под которыми понимают отдельные элементы, их совокупности или устройства, выполняющие определенную функцию, их назначение и взаимосвязи. Они должны давать наиболее наглядное представление о последовательности взаимодействия в установке функциональных частей. Поэтому на структурных схемах изображают в виде прямоугольников или условных графических изображений все основные функциональные части установки и их основные взаимосвязи.

Для изучения принципов работы установки, а также при наладке, регулировке, контроле и ремонте используют функциональные (Э-2) и принципиальные (Э-3) схемы.

*Функциональные схемы* служат для разъяснения определенных процессов, протекающих в отдельных функциональных цепях или в установке в целом, и должны давать наиболее наглядное представление о последовательности этих процессов. На схемах изображают функциональные части установки, участвующие в рассматриваемом процессе, и связи между этими частями. Допускается вместо связей изображать конкретные соединения (провода, кабели) между элементами и устройствами. Функциональные части на схеме изображают, как правило, в виде прямоугольников.

*Принципиальные (полные) схемы* служат для детального представления принципа работы установки и определяют полный состав ее элементов и связей между ними. На принципиальных схемах изображают в виде условных обозначений все элементы, необходимые для осуществления и контроля заданных электрических процессов, все электрические связи между ними и элементы (разъемы, зажимы и т. п.), которыми заканчиваются входные и выходные цепи.

Схемы выполняют без соблюдения масштаба составляющих их элементов, пространственное расположение которых не учитывается вообще или учитывается приближенно. Схемы должны быть выполнены с минимальным количеством изломов и пересечений линий связи, компактно, но без ущерба для ясности и удобства их чтения.

Обычно схемы изображают для установки, находящейся в отключенном состоянии. В отдельных, технически обоснованных случаях допускается некоторые элементы схемы вычерчивать в рабо-

чем положении, но с обязательным указанием на полях схемы режима, для которого показаны эти элементы.

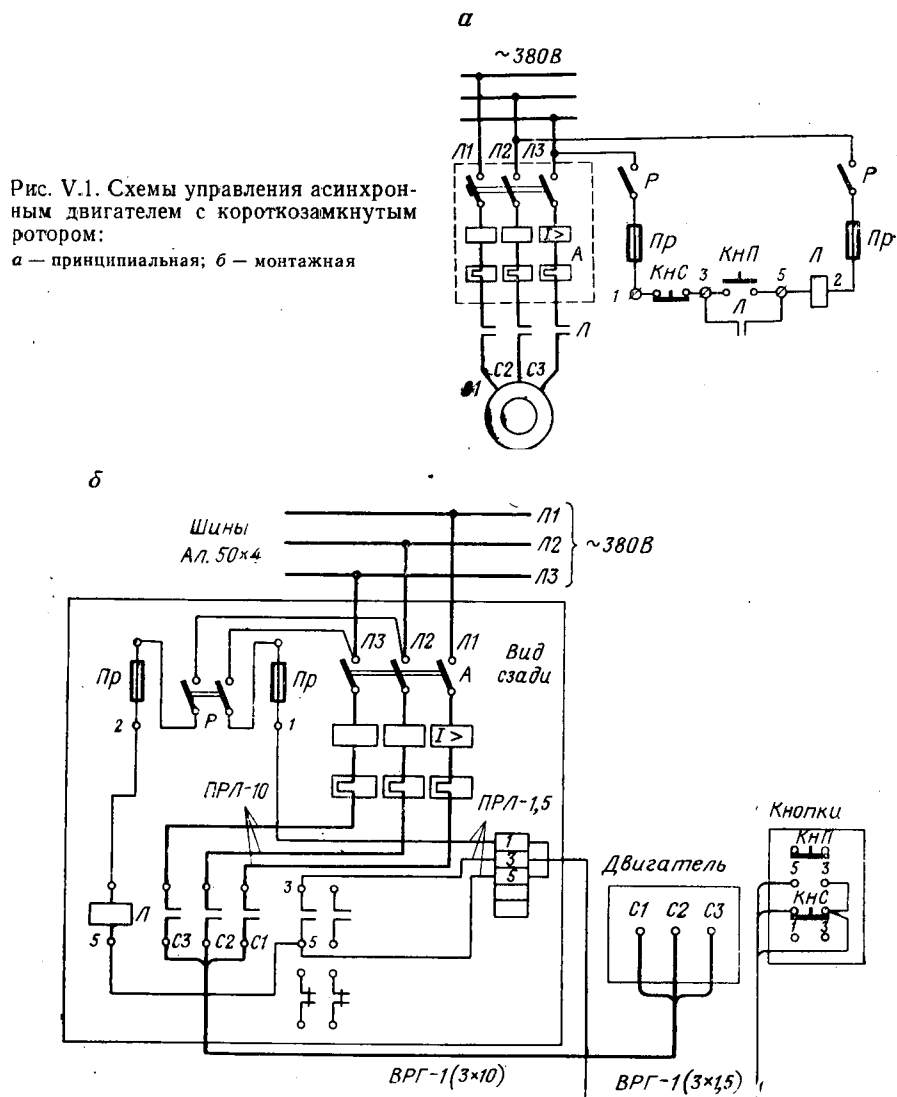
Размеры условных графических обозначений установлены ГОСТ 2.747—68. Для схем, содержащих большое количество элементов, допускается все обозначения пропорционально уменьшать, а на иллюстративных схемах большого формата — пропорционально увеличивать. При необходимости подчеркнуть особое назначение отдельных элементов (или при вписывании в обозначения пояснительных знаков) допускается увеличивать размеры обозначений этих элементов.

Условные графические обозначения вычерчивают на схеме в положении, изображенном в соответствующем стандарте, или повернутыми на угол, кратный  $90^\circ$  по отношению к этому положению. В отдельных случаях допускается поворот на угол, кратный  $45^\circ$ . Толщина линий при изображении обозначений элементов должна быть равна толщине линий связи ( $0,2—0,6$  мм). При наличии на одной схеме различных функциональных цепей допускается выполнять их линиями различной толщины. Рекомендуется выделять более толстой линией (до 1 мм) силовые цепи, цепи первичной коммутации по сравнению с цепями управления и цепями вторичной коммутации.

Условные графические обозначения в схемах выполняют совмещенным или разнесенным способом. При совмещенном способе составные части элементов изображают на схеме в непосредственной близости друг от друга (совместно). При разнесенном способе, наиболее распространенном и рекомендуемом, составные части элементов располагают в различных местах схемы для наиболее наглядного изображения отдельных цепей. При этом элементы и их составные части, входящие в одну цепь, изображают последовательно друг за другом, а отдельные цепи — одну под другой, образуя параллельные строки. Такой способ выполнения схемы называется строчным. Для облегчения отыскания элементов на схеме строки могут быть занумерованы.

Каждый элемент схемы должен иметь буквенно-цифровое обозначение. Буквенное обозначение обычно представляет собой сокращенное наименование элемента, составленное из его начальных или характерных букв, например: трансформатор — *Тр*, предохранитель — *Пр*, выключатель — *В*, кнопка — *Кн*, генератор — *Г*, сельсин — *Сс* и т. п. Элементом, выполняющим аналогичные функции, допускается присваивать одинаковое буквенное обозначение, например: выключатель, переключатель, разъединитель, автомат защиты сети — *В*. Для указания назначения отдельных элементов им присваивают буквенные обозначения, отражающие их функциональное назначение, например: *КнП* — кнопка «Пуск», *КнС* — кнопка «Стоп», *РВ* — реле времени, *КЛ* — контактор линейный. Цифровое обозначение, представляемое после буквенного, обозначает порядковый номер элемента, который ему присваивают, начиная с единицы, при наличии группы элементов с одинаковым буквенным обозначением, например *К1*, *К2*, *К3* и т. д.

Рассмотренные схемы представляют основу для разработки других конструкторских документов на установку. Для разработки документации на прокладку и способы крепления проводов,



жгутов и кабелей, а также для выполнения монтажа, наладки, контроля и эксплуатации служат остальные схемы.

**Схема (Э-4) соединений (монтажная)** показывает соединения составных частей установки и определяет провода, жгуты, кабели и т. п., которыми выполняются эти соединения, а также места их присоединения и ввода (зажимы, разъемы и т. п.). На этой схеме

показывают либо внешние соединения между отдельными устройствами, входящими в состав установки (схема внешних соединений), либо соединения между элементами внутри установки (схема внутренних соединений). Возможно выполнение схемы с изображением всех соединений как между отдельными устройствами установки, так и внутри их. На схеме соединений должны быть изображены все устройства и

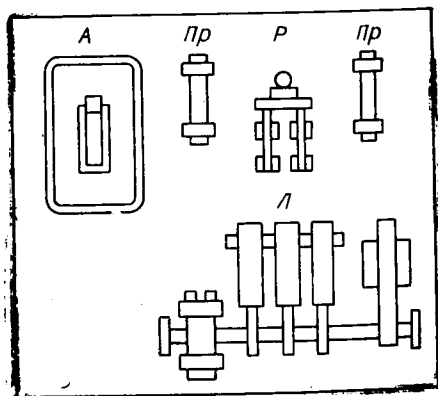


Рис. V.2. Общий вид панели управления асинхронным двигателем

элементы, их входные и выходные элементы, к которым присоединяются провода, жгуты и кабели внешнего монтажа, а также соединения между этими устройствами и элементами.

Устройства и элементы обычно изображают в виде прямоугольников, отдельные элементы допускается изображать в виде условных графических обозначений или внешних очертаний, а устройства — в виде внешних очертаний. Входные и выходные элементы показывают в виде условных графических изображений. Желательно, чтобы расположение графических обозначений

устройств и элементов давало примерное представление об их действительном расположении в установке.

*Схема подключения* (Э.5) показывает внешние подключения установки. На ней изображают установку, ее входные и выходные элементы и подводимые к ним концы проводов и кабелей внешнего монтажа.

*Общая схема* (Э.6) определяет составные части комплекса и соединения их между собой. На ней показывают устройства и элементы, входящие в состав комплекса, и соединяющие их провода, жгуты и кабели.

*Схема расположения* (Э.7) определяет относительное расположение составных частей установки, а при необходимости также проводов, жгутов и кабелей. На схеме изображают составные части установки и связи между ними, а при необходимости — конструкцию, помещение или местность, на которых эти составные части будут размещаться. В качестве примера изображения различных типов электрических схем на рис. V.1 показаны принципиальная и монтажная схемы управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором с использованием панели управления (рис. V.2), на которой смонтированы автоматический выключатель А и контактор Л, включенные в силовую цепь, а также рубильник Р и предохранители Пр в цепи управления. При дальнейшем изложении материала будут использованы главным образом упрощенные принципиальные схемы электроприводов.

## § VI.1. Общие вопросы пуска электроприводов

Пуск электропривода заключается в подсоединении двигателя к источнику энергии и разгоне его до требуемой скорости. Так как при этом состояние электропривода меняется от полного покоя до вращения с необходимой скоростью, то режим пуска является переходным процессом электропривода.

Пуск в ход сопровождается увеличением запаса кинетической энергии движущихся элементов установки (механический переходный процесс), увеличением электромагнитной энергии в обмотках двигателя (электромагнитный переходный процесс) и повышением температуры двигателя (тепловой переходный процесс). Однако основное влияние на пуск оказывает механический переходный процесс, который всегда учитывается. Электромагнитные переходные процессы учитывают только при наличии большой индуктивности в системе и в специальных случаях, а тепловые — при большой частоте включений двигателя.

Пусковой режим определяется величиной и характером статического и пускового моментов двигателя. Статический момент зависит от технологического процесса, выполняемого рабочей машиной, а пусковой момент двигателя определяется статическим моментом, маховыми массами установки и необходимым ускорением, поэтому он должен в течение всего периода разгона привода оставаться больше статического.

Длительность пуска влияет на производительность рабочей машины. При интенсивном пуске с чрезмерно большим ускорением возникают значительные динамические напряжения в элементах механизма, что может уменьшить надежность и долговечность его работы. При замедленном пуске (с малым ускорением) снижается производительность и двигатель не используется полностью по пусковым свойствам.

В зависимости от соотношения статического и номинального моментов режимы пуска могут быть: легкими, нормальными и тяжелыми.

Если статический момент  $M_c \ll M_n$ , пуск считается легким (пуск центробежных насосов и вентиляторов при закрытых задвижках, поршневых компрессоров и турбокомпрессоров с выхлопом в атмосферу); при  $M_c = (0,3 \div 0,4) M_n$  — нормальный (пуск вентиляторов частичного проветривания, насосов на выемочных участках, небольших подъемных лебедок); при  $M_c \geq M_n$  — тяжелый пуск (пуск горных комбайнов, некоторых типов подъемных машин, ленточных конвейеров и др.).

Включение неподвижного электродвигателя на полное напряжение сети равносильно внезапному короткому замыканию, так как э.д.с. двигателя равна нулю и по главным обмоткам двигателя протекает большой ток. Поскольку теплоотдача в окружающую среду происходит медленно, то все тепло поглощается медью обмотки, вызывая быстрый нагрев ее и перегрев изоляции обмотки. Кроме того, возникают значительные электродинамические усилия в лобовых частях обмотки двигателя. Все это может быть причиной порчи изоляции и выхода двигателя из строя. У двигателей постоянного тока большой пусковой ток недопустим также по условиям коммутации.

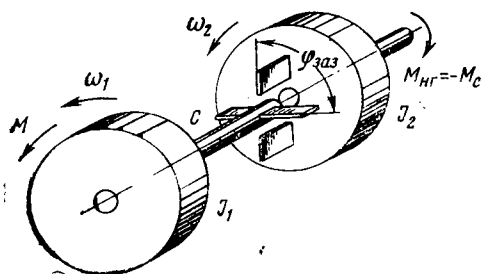


Рис. VI.1. Расчетная схема электромеханической системы с упругим элементом и зазором

Значительный пусковой ток вызывает снижение напряжения в питающей сети, ухудшая процесс пуска двигателя и условия работы других потребителей, подключенных к той же сети.

Пусковой ток не зависит от нагрузки, с которой двигатель пускается в ход. Нагрузка влияет только на длительность пускового режима, т. е.

на длительность протекания пускового тока по обмоткам двигателя и, следовательно, на нагрев обмотки. Поэтому для ограничения длительности протекания пускового тока пуск двигателя следует производить, если возможно, без нагрузки, для чего могут быть применены муфты сцепления или скольжения (центробежные, фрикционные, электромагнитные и гидравлические). При этом двигатель пускается вхолостую, и только после его полного разгона производится включение муфты, передающей движение рабочей машине, вследствие чего время работы двигателя с пусковым током уменьшается. С этой же целью насосы и вентиляторы пускаются при закрытых задвижках, а поршневые компрессоры — при работе на выхлоп через обходной клапан в атмосферу.

При больших пусковых моментах двигателя возникают значительные механические напряжения в элементах рабочей машины и передаточных звеньях, которые могут вызвать их поломки. Особенно большие динамические усилия возникают в элементах установки при пуске привода, когда в передаче имеются зазоры и упругие элементы.

Если двигатель соединен с рабочей машиной зубчатой или гибкой передачей, то во время перерыва в работе между звеньями шестерен образуется зазор, а в гибких передачах — слабина, которые при пуске в ход выбираются, в результате чего в передачах могут возникать удары (рывки), создающие дополнительные динамические нагрузки в элементах установки.

Чтобы выяснить, как влияют зазоры и упругость элементов на процесс пуска, заменим электромеханическую систему эквивалентной двухмассовой моделью, состоящей из сосредоточенных масс, соединенных между собой невесомой упругой связью с зазором (рис. VI.1). Для упрощения пренебрегаем потерями на трение и будем считать, что до пуска системы обе массы были неподвижны и движущий момент  $M$  приложен к массе  $J_1$ , а к массе  $J_2$  — момент нагрузки  $M_{\text{н}} = -M_c$ .

Процесс пуска приведенной системы можно разбить на четыре характерных этапа:

1) выбор зазора в передаче при ускоренном движении только массы  $J_1$  и неподвижной массы  $J_2$ ;

2) соприкосновение ведущей массы  $J_1$  с ведомой  $J_2$ , сопровождающееся ударом;

3) движение массы  $J_1$  при деформации упругой связи. Масса  $J_2$  при этом остается неподвижной, пока момент упругих сил не превысит момента статических сопротивлений;

4) ускоренное движение двух масс.

Рассмотрим работу электропривода на каждом из этапов пуска.

При выборе зазора пусковой момент двигателя вызывает только ускорение массы  $J_1$  и согласно (I.9) ее движение описывается уравнением

$$J_1 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} = M.$$

Угловая скорость массы  $J_1$  может быть найдена из полученного выражения. При  $M = M_{\text{п}} = \text{const}$

$$\omega_1 = \frac{d\varphi_1}{dt} = \frac{M_{\text{п}}}{J_1} t. \quad (\text{VI.1})$$

При известной величине зазора  $\varphi_{\text{ззз}}$  время его выбора равно

$$t_0 = \sqrt{\frac{2J_1}{M_{\text{п}}} \varphi_{\text{ззз}}}. \quad (\text{VI.2})$$

Скорость массы  $J_1$  в конце выбора зазора при  $t = t_0$  согласно (VI.1) и (VI.2)

$$\omega_1 = \sqrt{2 \frac{M_{\text{п}}}{J_1} \varphi_{\text{ззз}}}, \quad (\text{VI.3})$$

а запас кинетической энергии

$$A = J_1 \frac{\omega_1^2}{2} = M_{\text{п}} \varphi_{\text{ззз}}.$$

Таким образом, запас кинетической энергии массы  $J_1$  в конце выбора зазора прямо пропорционален величине пускового момента и кинематического зазора в передаче.



В конце выбора зазора масса  $J_1$  имеет значительный запас кинетической энергии, поэтому при соприкосновении с массой  $J_2$  происходит удар, при котором эта энергия частично рассеивается в виде тепла, а большая ее часть переходит в энергию упругой деформации (потенциальную энергию), создавая дополнительные динамические нагрузки в элементах передачи.

Если не учитывать энергию рассеивания и считать, что вся кинетическая энергия при ударе переходит в потенциальную энергию деформации упругого элемента с жесткостью  $c$ , то будем иметь

$$M_{п\varphi_{зз}} = c \frac{\delta_y^2}{2},$$

откуда деформация упругого элемента при ударе

$$\delta_y = \sqrt{2 \frac{M_{п}}{c} \varphi_{зз}}.$$

Следовательно, деформация упругого элемента передачи при ударе зависит от величин зазора, пускового момента и коэффициента жесткости.

Отношение деформации упругого элемента передачи при ударе к деформации при статической нагрузке в установившемся режиме работы равно

$$\frac{\delta_y}{\delta_c} = \frac{\sqrt{2 \frac{M_{п}}{c} \varphi_{зз}}}{M_c/c} = \sqrt{2 \lambda_{п} \frac{c}{M_c} \varphi_{зз}},$$

де  $\lambda_{п} = M_{п}/M_c$ .

В действительных условиях упругий удар в передаче сопровождается повторными затухающими люфтообразованиями, а следовательно, и ударами с уменьшающимися амплитудами. Аналитические исследования процесса представляют значительные трудности, поэтому для упрощения задачи упругий элемент принимают невесомым. Тогда процесс выбора зазора не вызывает удара, а сопровождается соединением масс  $J_1$  и  $J_2$  упругим элементом, т. е. переходит в третий этап.

После выбора кинематического зазора двигатель и рабочая машина оказываются соединенными упругим валом. В начальный период, пока момент упругих сил меньше статического  $M_y < M_c$ , будет происходить движение только первой массы  $J_1$ , которое согласно (I.19) подчиняется закону

$$J_1 \frac{d^2 \varphi_1}{dt^2} = M_{п} - c \varphi_1. \quad (VI.4)$$

Так как масса  $J_2$  остается еще неподвижной, то величина деформации упругого вала  $\delta = \varphi_1$ . Заменяя в (VI.4) угловое перемещение  $\varphi_1$  через  $\delta$ , получим уравнение закона изменения во времени деформации вала при вращении только первой массы:

$$T_1^2 \frac{d^2 \delta}{dt^2} + \delta = T_1^2 \frac{M_{п}}{J_1} = \frac{M_{п}}{c}. \quad (VI.4a)$$

Общее решение этого выражения имеет вид

$$\delta = A_1 \sin q_1 t + B_1 \cos q_1 t + M_{\pi}/c, \quad (\text{VI.5})$$

где  $q_1 = \frac{1}{T_1} = \sqrt{c/J_1}$  — частота собственных колебаний упругого вала при движении только одной массы;

$A_1$  и  $B_1$  — постоянные интегрирования.

Скорость вращения первой массы, а следовательно, равная ей скорость изменения деформации вала могут быть получены дифференцированием выражения (VI.5) по времени:

$$\omega_1 = \frac{d\varphi_1}{dt} = \frac{d\delta}{dt} = + q_1 A_1 \cos q_1 t - q_1 B_1 \sin q_1 t. \quad (\text{VI.6})$$

Для определения постоянных интегрирования  $A_1$  и  $B_1$  примем, что в начальный момент пуска, т. е. при  $t_0 = 0$ , скорость вращения вала и его деформация равны нулю. Тогда из (VI.5) и (VI.6) получим:

$$A_1 = 0; \quad B_1 = -M_{\pi}/c.$$

После замены в (VI.5) и (VI.6) постоянных интегрирования их значениями получим закон изменения деформации вала и скорости ее нарастания в рассматриваемый период пуска, когда масса  $J_2$  еще неподвижна:

$$\delta = \frac{M_{\pi}}{c} (1 - \cos q_1 t) \quad (\text{VI.7})$$

и

$$\omega_1 = \frac{d\delta}{dt} = q_1 \frac{M_{\pi}}{c} \sin q_1 t. \quad (\text{VI.8})$$

Таким образом, процессы для данных условий имеют колебательный характер.

Максимальная величина деформации будет при  $\cos q_1 t = -1$ , и ее значение согласно (VI.7) равно

$$\delta_{\max} = 2M_{\pi}/c,$$

а скорость изменения деформации в этот момент равна нулю, так как  $\sin q_1 t = 0$ .

Такая деформация может быть только при пусковом моменте  $M_{\pi} \leq 0,5 M_c$ .

Если  $M_{\pi} > 0,5 M_c$ , деформация вала достигает значения, обусловленного статической нагрузкой  $\delta_c = M_c/c$ , после чего начинается движение двух масс, описываемое системой уравнений (I.19).

Определим скорость первой массы, когда деформация вала достигает  $\delta_c$ . Для этого в (VI.7) подставим вместо  $\delta$  значение  $\delta_c = \frac{M_c}{c}$  и получим

$$\cos q_1 t = \frac{M_{\pi} - M_c}{M_{\pi}}.$$

Тогда

$$\sin q_1 t = \sqrt{1 - \cos^2 q_1 t} = \sqrt{\frac{2M_{\pi}M_c - M_c^2}{M_c^2}},$$

и согласно (VI.8) скорость вращения первой массы, при которой начинается движение второй массы, равна

$$\omega_{10} = q_1 \frac{M_{\pi}}{c} \sqrt{\frac{2M_{\pi}M_c - M_c^2}{M_c^2}} = \sqrt{\frac{2M_{\pi}M_c - M_c^2}{cJ_1}}. \quad (\text{VI.9})$$

Полученное значение скорости первой массы и статическая деформация вала являются начальными условиями для движений двух масс, происходящих по законам (III.95), (III.97).

Если моменты двигателя и статический в период пуска постоянные, то изменение деформации вала при вращении обеих масс будет происходить согласно уравнению (III.101). Учитывая, что  $\delta_0 = \delta_c$ , а  $\delta_0$  определяется выражением (VI.9), после несложных преобразований получим закон изменения деформации вала при ускорении двух масс

$$\delta = \frac{1}{c(J_1 + J_2)} \left[ \sqrt{M_{\pi}^2 J_2^2 + 2M_{\pi}M_c J_1 J_2 - M_c^2 J_1 J_2} \times \right. \\ \left. \times \sin(qt + \psi) + (M_{\pi}J_2 + M_cJ_1) \right]. \quad (\text{VI.10})$$

Таким образом, деформация зависит от соотношения между пусковым и статическим моментами, а также от соотношения моментов инерции  $J_1$  и  $J_2$  и носит колебательный характер.

Для оценки влияния указанных параметров на деформацию вала обозначим  $M_{\pi} = \lambda_{\pi} M_c$  и  $J_1 = k_J J_2$ . После подстановки этих значений в выражение (VI.10) получим

$$\delta = \frac{\delta_c}{1 + k_J} \left[ \sqrt{\lambda_{\pi}^2 + k_J(2\lambda_{\pi} - 1)} \sin(qt + \psi) + (\lambda_{\pi} + k_J) \right]. \quad (\text{VI.11})$$

Максимальное значение деформация имеет при  $qt + \psi = \pi/2$ , тогда

$$\delta_m = \frac{\delta_c}{1 + k_J} \left[ \sqrt{\lambda_{\pi}^2 + k_J(2\lambda_{\pi} - 1)} + (\lambda_{\pi} + k_J) \right]. \quad (\text{VI.12})$$

Наиболее неблагоприятные условия пуска привода будут, когда момент инерции первой массы значительно меньше момента инерции второй массы, так как при этом увеличивается амплитуда деформации. Если принять  $k_J = 0$ , то максимальная величина деформации будет

$$\delta_m = 2\delta_c \lambda_{\pi}.$$

Так, при  $\lambda_{\pi} = 2$ , что близко к реальным условиям, величина  $\delta_m = 4\delta_c$ , т. е. в четыре раза превышает деформацию, создаваемую статической нагрузкой.

Динамические нагрузки, возникающие в системах с упругим элементом при наличии зазоров в передачах, вызывают усилен-

ный износ элементов установки, приводящей к быстрому их разрушению. Следовательно, при выборе способа пуска электропривода следует учитывать динамические процессы, происходящие в электромеханической системе установки.

Как следует из (III.101), величина амплитуды деформации зависит от начальной скорости  $\dot{\delta}_0$  в момент выбора зазора. Поэтому для уменьшения максимальных деформаций в элементах ме-

Рис. VI.2. Механические характеристики привода для ограничения динамических нагрузок при пуске:

1 — с предварительным моментом; 2 — с предварительной скоростью

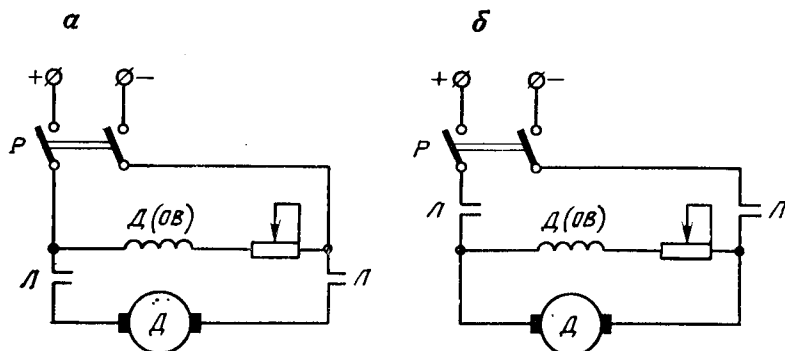
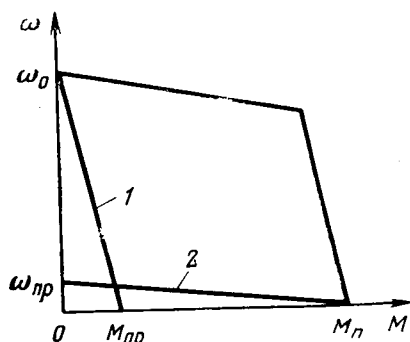


Рис. VI.3. Схемы прямого пуска двигателей постоянного тока

ханизма начальная скорость при заданном пусковом моменте должна быть минимальной. Это достигается различными способами.

Наиболее целесообразным в этом случае является применение предварительной ступени механической характеристики (рис. VI.2), имеющей большую жесткость (прямая 2), на которой происходит выбор зазоров в передачах при разгоне двигателя до небольшой скорости вращения. После этого осуществляется разгон привода с заданным пусковым моментом.

При невозможности для применяемой системы электропривода реализации этого способа применяют мягкую механическую характеристику (прямая 1) с предварительным пусковым моментом  $M_{пр} < 0,5 M_c$ , на которой производят выбор зазоров и слабины в

кинематической цепи машин, и только после этого прикладывают полный пусковой момент двигателя для разгона привода.

В некоторых случаях уменьшение деформации достигается при плавном увеличении момента двигателя до пусковой величины, но это может вызвать увеличение длительности процесса пуска. Наиболее целесообразно применение этого способа на установках, предназначенных для транспортировки людей (шахтные подъемные установки, лифты и др.), где величина ускорений и характер их изменения во времени задаются из физиологических условий.

## § VI.2. Прямой пуск электродвигателей

Прямым пуском называется включение двигателя на полное напряжение сети.

Прямой пуск двигателей постоянного тока с независимым возбуждением может происходить при заранее включенной обмотке возбуждения, т. е. при полном потоке (рис. VI.3,а), или при включении якоря одновременно с обмоткой возбуждения (рис. VI.3,б). В последнем случае величина пускового момента двигателя зависит от времени установления магнитного потока возбуждения. Пик пускового тока якоря в этом случае больше, чем при пуске двигателя с полным магнитным потоком. Поэтому обычно применяют пуск с полным магнитным потоком возбуждения.

Рассмотрим переходные процессы при прямом пуске двигателя независимого возбуждения с постоянным потоком возбуждения и неизменной нагрузкой на валу ( $M_c = \text{const}$ ). Если статический момент реактивный, то разбег привода начинается после того, как момент, развиваемый двигателем, станет больше статического момента. Поэтому процесс пуска можно разбить на два периода. В первый период, пока момент двигателя возрастает до величины  $M = M_c$ , двигатель остается неподвижным. Во второй период, когда момент двигателя  $M$  становится больше статического  $M_c$ , начинается разбег привода.

В первом периоде происходит только электромагнитный переходный процесс и ток якоря согласно (III.23) нарастает по экспоненте:

$$i_a = \frac{U}{R_a} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_a}} \right). \quad (\text{VI.13})$$

Момент двигателя в этот период не пропорционален току якоря. Причиной этого является экранирующее действие вихревых токов, наводимых в массивных стальных частях двигателя, вызывающее уменьшение результирующего магнитного потока двигателя. Определение истинного значения момента при этом связано с большими трудностями, поэтому при расчетах принимают приближенно значение момента пропорциональным току якоря.

Время, в течение которого ток якоря и момент достигнут статического значения, называется *временем запаздывания*  $t_0$ . Оно определяется из выражения (VI.13) при замене  $i_{я}$  на  $I_c$ :

$$t_0 = T_{я} \ln \frac{v}{v - I_c R_{я}}.$$

После достижения моментом двигателя значения  $M_c$  привод начинает разгоняться. При этом возникают два переходных процесса — механический и электромагнитный, взаимно влияющие друг на друга и образующие электромеханический переходный процесс.

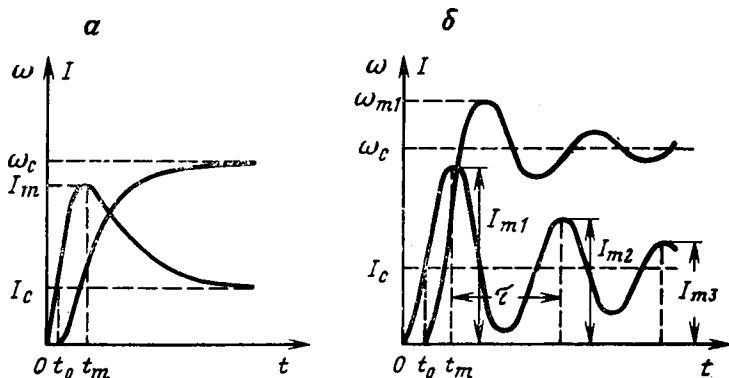


Рис. VI.4. Графики тока и скорости при прямом пуске двигателя постоянного тока

Законы изменения скорости и тока двигателя определяются уравнениями (III.48) и (III.47). При условии  $T_m > 4 T_{я}$  согласно (III.52) корни характеристического уравнения (III.50) будут вещественными отрицательными, что свидетельствует об аperiodических процессах изменения скорости и тока якоря. При этом величина  $T_1 > T_2$ .

Так как движение начинается при  $\omega_{нач} = 0$  и  $I_{нач} = I_c$ , т. е.  $\omega_{нач} = 0$  согласно (III.59), то в соответствии с (III.56) постоянные интегрирования  $A_1$  и  $A_2$  равны:

$$A_1 = -\frac{T_1 \omega_c}{T_1 - T_2}; \quad A_2 = \frac{T_2 \omega_c}{T_1 - T_2}.$$

В этом случае согласно (II.53) скорость привода будет изменяться по закону

$$\omega = \omega_c \left( 1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (VI.14)$$

Полученная зависимость представляет собой сумму постоянной составляющей и двух экспонент с различными знаками (рис. VI.4, а).

В соответствии с (III.58) закон изменения тока

$$i_{\text{я}} = I_{\text{с}} + \frac{\beta T_{\text{м}} \omega_{\text{с}}}{c_{\text{д}} (T_1 - T_2)} \left( e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right)$$

носит также аperiодический характер и при  $t = t_{\text{м}}$  имеет максимум. Если заменить в соответствии с (II.12)  $\beta/c_{\text{д}} = I_{\text{я.к}}/\omega_0$ , то можно записать

$$i_{\text{я}} = I_{\text{с}} + I_{\text{я.к}} \frac{\omega_{\text{с}}}{\omega_0} \frac{T_{\text{м}}}{T_1 - T_2} \left( e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (\text{VI.15})$$

Для определения максимальной величины тока при пуске необходимо его производную по времени приравнять нулю:

$$\frac{di_{\text{я}}}{dt} = I_{\text{я.к}} \frac{\omega_{\text{с}}}{\omega_0} \frac{T_{\text{м}}}{T_1 - T_2} \left( -\frac{1}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{1}{T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right) = 0.$$

Отсюда следует, что для точки экстремума должно выполняться условие

$$\frac{e^{-\frac{t_{\text{м}}}{T_1}}}{e^{-\frac{t_{\text{м}}}{T_2}}} = e^{t_{\text{м}} \frac{T_1 - T_2}{T_1 T_2}} = \frac{T_1}{T_2},$$

где  $t_{\text{м}}$  — время, при котором ток достигает максимального значения.

Логарифмируя это выражение, можно найти  $t_{\text{м}}$ :

$$t_{\text{м}} = \frac{T_1 T_2}{T_1 - T_2} \ln \frac{T_1}{T_2}.$$

Подставляя вместо  $t$  значение  $t_{\text{м}}$  в (VI.15), получим

$$I_{\text{м}} = I_{\text{с}} + I_{\text{я.к}} \frac{\omega_{\text{с}}}{\omega_0} \frac{T_{\text{м}}}{T_1 - T_2} \times \left[ \left( e^{\ln \frac{T_1}{T_2}} \right)^{-\frac{T_2}{T_1 - T_2}} - \left( e^{\ln \frac{T_1}{T_2}} \right)^{-\frac{T_1}{T_1 - T_2}} \right].$$

Учитывая, что  $e^{\ln \frac{T_1}{T_2}} = T_1/T_2$ , после несложных преобразований найдем выражение для максимального значения тока при прямом пуске

$$I_{\text{м}} = I_{\text{с}} + I_{\text{я.к}} \frac{\omega_{\text{с}}}{\omega_0} \frac{T_{\text{м}}}{T_2} \left( \frac{T_1}{T_2} \right)^{-\frac{T_1}{T_1 - T_2}}.$$

При пуске вхолостую ( $I_{\text{с}} = 0$ ) процесс нарастания скорости начинается одновременно с появлением тока  $i_{\text{я}}$  и заканчивается при установившемся значении скорости  $\omega_{\text{уст}} = \omega_0$ . Начальные условия

процесса при этом остаются прежними, поэтому закон изменения скорости двигателя

$$\omega = \omega_0 \left( 1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right).$$

Как следует из сопоставления полученного выражения с (VI.14), характер переходного процесса аналогичен пуску под нагрузкой, и время достижения установившейся скорости  $\omega_0$ , определяющееся величиной постоянной времени  $T_1$ , равно времени разгона привода до установившейся скорости  $\omega_c$  при  $I_c \neq 0$ .

Ток в якорной цепи при пуске вхолостую отличается от тока при пуске под нагрузкой только на величину статической составляющей:

$$i_a = I_{я.к} \frac{T_m}{T_1 - T_2} \left( e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right),$$

так как отношение  $\omega_c/\omega_0$  в выражении (VI.15) для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением близко к единице при пуске без добавочных сопротивлений в цепи якоря.

Максимальное значение тока якоря при пуске вхолостую может быть найдено так же, как и для пуска под нагрузкой. В этом случае его величину

$$I_{m0} = I_{я.к} \frac{T_m}{T_2} \left( \frac{T_1}{T_2} \right)^{-\frac{T_1}{T_1 - T_2}} \quad (\text{VI.16})$$

можно считать приближенно равной максимальному значению динамической составляющей тока якоря  $I_{dm} = I_m - I_c$ .

Если использовать (VI.16), можно вычислить относительное значение максимального тока при пуске вхолостую  $I_m^* = I_{m0}/I_{я.к}$  при различных отношениях  $T_m/T_{я}$ . Из полученной при этом зависимости  $I_m^*(T_m/T_{я})$ , приведенной на рис. VI.5, следует, что при  $T_m/T_{я} > 4$  величина максимального тока остается практически неизменной и составляет примерно 0,8  $I_{я.к}$ , т. е. значительно превышает допустимый по условиям коммутации ток якоря.

При  $T_m = 4T_{я}$  корни характеристического уравнения (III.50) вещественные, равные  $p_1 = p_2 = -1/2T_{я} = -1/T$ . В этом случае закон изменения скорости описывается уравнением (III.62), постоянные

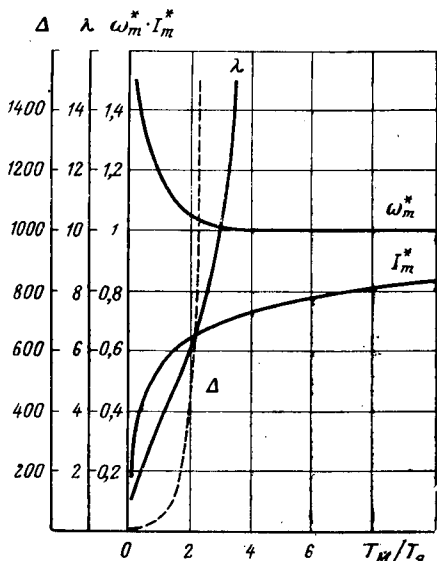


Рис. VI.5. Графики зависимости максимальных значений скорости  $\omega_m^*$ , тока  $I_m^*$  декремента колебаний  $\Delta$  и логарифмического декремента колебаний  $\lambda$  от отношения  $T_m/T_{я}$



интегрирования которого согласно (III.64) для рассматриваемых условий пуска:  $A_1 = -\omega_c$ ;  $A_2 = -\omega_c/T$ . Тогда закон изменения скорости имеет вид

$$\omega = \omega_c \left[ 1 - \left( 1 + \frac{t}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}} \right],$$

откуда ускорение при пуске

$$\dot{\omega} = \omega_c \frac{t}{T^2} e^{-\frac{t}{T}}.$$

Подставляя полученное выражение в (III.57), найдём ток якорной цепи

$$i_{\text{я}} = I_c + I_{\text{я.к}} \frac{\omega_c}{\omega_0} \frac{T_{\text{м}}}{T^2} e^{-\frac{t}{T}} t. \quad (\text{VI.17})$$

Производная тока по времени

$$\frac{di_{\text{я}}}{dt} = I_{\text{я.к}} \frac{\omega_c}{\omega_0} \frac{T_{\text{м}}}{T^2} \left( 1 - \frac{t}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}}$$

равна нулю при  $1 - t/T = 0$ . Отсюда следует, что ток достигает максимума при  $t = t_m = T$ . Подставляя значение  $t_m$  в (VI.17), получим величину максимального тока с учетом того, что  $T_{\text{м}} = 4T_{\text{я}}$  и  $T = 2T_{\text{я}}$ :

$$I_m = I_c + I_{\text{я.к}} \frac{\omega_c T_{\text{м}}}{\omega_0 T} e^{-1} = I_c + 0,736 \frac{\omega_c}{\omega_0} I_{\text{я.к}}.$$

Максимальное значение динамической составляющей тока, как видно из формулы, равно  $I_{\text{дт}} \approx 0,736 I_{\text{я.к}}$ .

При  $T_{\text{м}} < 4T_{\text{я}}$  поведение электропривода описывается уравнениями (III.66) и (III.69). Согласно (III.68) постоянные интегрирования при прямом пуске равны:  $A_1 = -\omega_c/qT$ ,  $A_2 = -\omega_c$ . Тогда в соответствии с (III.66) скорость двигателя в процессе разгона

$$\omega = \omega_c \left[ 1 - A e^{-\frac{t}{T}} \sin(qt + \psi) \right], \quad (\text{VI.18})$$

где

$$A = \frac{1 + q^2 T^2}{qT}.$$

При  $t = 0$  скорость  $\omega = \omega_{\text{нач}} = 0$ , и полученное выражение имеет вид  $0 = \omega_c(1 - A \sin \psi)$ , тогда

$$\sin \psi = 1/A. \quad (\text{VI.19})$$

Согласно (VI.18) угловая скорость вращения двигателя при пуске имеет затухающий колебательный характер (см. рис. VI.4,б)

с условным периодом  $\tau = 2\pi/q$ . Экстремальных значений скорость достигает при ускорении

$$\dot{\omega} = \omega_c \frac{1 + q^2 T^2}{q T^2} e^{-\frac{t}{T}} \sin qt, \quad (\text{VI.20})$$

равном нулю, т. е. при  $\sin qt_m = 0$  или  $qt_m = \pi n$ . Подставляя в (VI.18) это значение  $qt_m$  вместо  $qt$  и  $t_m$  вместо  $t$ , получим с учетом (VI.19)

$$\omega_m = \omega_c \left[ 1 - e^{-\frac{t_m}{T}} A \sin(\pi + \psi) \right] = \omega_c \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{qT}} \right).$$

Построенная по этому выражению на рис. VI.5 зависимость

$$\omega_m^* = \frac{\omega_m}{\omega_c} = f\left(\frac{T_m}{T_\pi}\right)$$

показывает, что с уменьшением  $T_m/T_\pi$  максимальная скорость в процессе пуска может значительно превысить установившееся значение.

Ток в якорной цепи согласно (III.57) и (VI.20) равен

$$i_\pi = I_c + A_\tau e^{-\frac{t}{T}} \sin qt,$$

где

$$A_\tau = I_{\pi.k} \frac{\omega_c T_m}{\omega_0 T} \frac{1 + q^2 T^2}{q T}.$$

Динамическая составляющая тока якоря, примерно равная току якоря при пуске вхолостую

$$i_d = i_\pi - I_c = A_\tau e^{-\frac{t}{T}} \sin qt, \quad (\text{VI.21})$$

имеет, как и скорость  $\omega$ , характер затухающих колебаний. Точки экстремума кривой тока могут быть найдены из условия

$$\frac{di_d}{dt} = A_\tau e^{-\frac{t}{T}} \left( q \cos qt - \frac{1}{T} \sin qt \right) = 0,$$

которое выполняется при  $qT \cos qt - \sin qt = 0$  или при  $\text{tg}(qt + \pi n) = qT$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$ . Отсюда следует, что моменты времени, соответствующие точкам экстремума,

$$t_m = \frac{1}{q} (\arctg qT) + n \frac{\tau}{2}.$$

Наибольшие положительные и отрицательные отклонения тока (см. рис. VI.4, б) чередуются через половину периода  $\tau$ .

Максимальное положительное отклонение тока (т. е. его первая максимальная амплитуда), возникающее при  $t_m = \frac{1}{q} (\arctg qT)$ , равно согласно (VI.21)

$$I_{dm1} = A_\tau e^{-\frac{t_m}{T}} \sin qt_m. \quad (\text{VI.22})$$

Каждая следующая положительная амплитуда сдвинута во времени относительно предыдущей на период  $\tau$ , т. е. вторая положительная амплитуда возникает при  $t = t_m + \tau$  и будет иметь величину

$$I_{dm2} = A_T e^{-\frac{t_m + \tau}{T}} \sin(qt_m + 2\pi).$$

Интенсивность уменьшения максимумов тока или скорость затухания колебаний характеризуются отношением соседних амплитуд, называемым *декрементом колебаний*:

$$\Delta = \frac{I_{dm1}}{I_{dm2}} = \frac{e^{-\frac{t_m}{T}}}{e^{-\frac{t_m + \tau}{T}}} = e^{\frac{\tau}{T}}$$

или натуральным логарифмом этой величины — *логарифмическим декрементом колебаний*

$$\lambda = \ln e^{\frac{\tau}{T}} = \tau/T = 2\pi/qT.$$

С уменьшением  $qT = \sqrt{4T_{\text{я}}/T_{\text{м}}} - 1$  или возрастанием отношения  $T_{\text{м}}/T_{\text{я}}$  значение  $\lambda$  увеличивается (см. рис. VI.5) и затухание колебаний происходит быстрее. Например, при  $T_{\text{м}}/T_{\text{я}} = 2$ , когда  $\lambda = 6,28$ , отношение соседних амплитуд  $\Delta$  равно примерно 500, т. е. колебания практически отсутствуют.

Максимальный ток при пуске заметно снижается только при значениях  $T_{\text{м}}/T_{\text{я}} < 1$ , когда колебания затухают менее интенсивно (см. рис. VI.5).

Таким образом, прямой пуск двигателя по условиям сохранения допустимого значения тока якоря возможен только вхолостую при очень малых отношениях  $T_{\text{м}}/T_{\text{я}}$ , но в этом случае большая величина  $di_{\text{я}}/dt$  может значительно ухудшать коммутацию. Поэтому прямой пуск применяют только для двигателей малой мощности (до 1 кВт), когда уменьшается опасность возникновения кругового огня на коллекторе из-за малой величины тока якоря.

Прямой пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Если при работе установки не требуется регулировать скорость, обычно применяют электроприводы с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором. Такие типы электроприводов обычно используют для горных комбайнов, насосов, вентиляторов, компрессоров, конвейеров небольшой длины, маневровых и тяговых лебедок и вспомогательных механизмов.

Прямой пуск этих двигателей осуществляют прямым включением обмотки статора двигателя в сеть на полное напряжение. Для оценки пуска указанных двигателей используют коэффициент пуска, с уменьшением величины которого условия пуска улучшаются.

Как указывалось выше, большие пусковые токи при недостаточной мощности питающих сетей могут вызвать недопустимые падения напряжения в сети, поэтому необходимо проверять возможность прямого пуска двигателя. При высоковольтных двигателях следует исходить из мощности короткого замыкания сети, к которой подключен двигатель. Для удовлетворительных условий пуска ориентировочно мощность двигателя (в кВт) должна быть не более 3% мощности (в кВа) установившегося трехфазного короткого замыкания сети. Допустимую мощность низковольтных двигателей принимают в зависимости от мощности питающего трансформатора. При редких пусках она равна 30% от мощности трансформатора, а при частых — 20%. Если двигатель получает питание непосредственно от электростанции малой мощности, то для нормальных условий пуска мощность двигателя не должна превышать 10—12% мощности работающих генераторов.

При выполнении указанных соотношений длительность пуска возрастает из-за большого падения напряжения и в некоторых случаях пуск двигателя вообще не может быть осуществлен. Если между двигателем и трансформатором имеется фидер большой длины, необходимо учитывать его сопротивление.

### § VI.3. Схемы управления двигателями при прямом пуске

Прямой пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором осуществляется подачей напряжения питающей сети на обмотки статора. Это может быть выполнено с помощью ручного управления или релейно-контакторной аппаратуры. Из-за недостатков ручного управления пуском (невозможности дистанционного управления электроприводом, ограниченной мощности отключаемых приводов и др.) оно в настоящее время почти не применяется. Обычно для пуска применяют релейно-контакторную аппаратуру. Если двигатели включаются редко, то релейно-контакторная аппаратура управления выполняется на переменном токе, а при большой частоте включений — на постоянном токе напряжением 110 и 220 В.

Пуск двигателей небольшой мощности производится магнитным пускателем, состоящим из контактора переменного тока и двух тепловых реле (рис. VI.6, а). Для пуска двигателя сначала замыкают рубильник *Р*, подающий напряжение сети в схему электропривода. Он также служит для снятия напряжения с элементов схемы при остановке привода на длительное время и при осмотре или ремонте пускателя и двигателя. Включение двигателя осуществляется нажатием кнопки *КнП* («Пуск»). Это вызывает протекание тока в катушке контактора *Л* и замыкание его силовых контактов *Л*, которые подключают статор двигателя к сети. Одновременно в цепи управления закрывается замыкающий блок-контакт *Л*, шунтирующий кнопку *КнП*, что обеспечивает питание катушки контактора после отпускания кнопки и возврата ее в исходное положение.

Отключение двигателя от сети производится нажатием кнопки *КНС* («Стоп»). При этом катушка контактора *Л* лишается питания и размыкает свои главные контакты и блок-контакты. В результате этого обмотка статора отключается от сети и двигатель начинает останавливаться, а схема управления приходит в исходное состояние.

В схеме предусмотрена защита двигателя и цепей управления от коротких замыканий (плавкими предохранителями *Пр1* и *Пр2*) и от перегрузки двигателя (тепловыми реле *РТ1* и *РТ2*). В случае снижения напряжения сети до величины 60% от номинального его

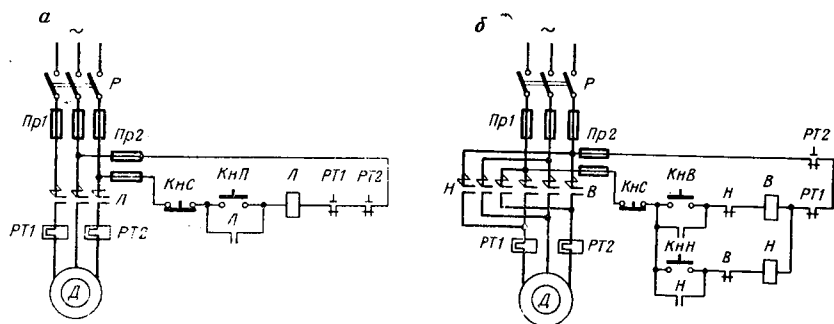


Рис. VI.6. Схемы прямого пуска неперевсивного (а) и реверсивного (б) электропривода с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором

значения или полного его исчезновения происходит размыкание главных и блокировочных контактов *Л* и отключение двигателя от сети. После появления напряжения самопроизвольного пуска двигателя не произойдет. Для пуска двигателя необходимо снова нажать кнопку «Пуск».

При необходимости реверсирования электропривода применяют схему управления с реверсирующими контакторами или магнитными пускателями (рис. VI.6, б). Направление вращения двигателя определяется порядком чередования фаз в обмотке статора, который изменяется с помощью реверсирующих контактов *В* и *Н*. Одновременное включение контакторов *В* и *Н* приведет к короткому замыканию питающей сети, поэтому принимают специальные меры с целью предотвращения такой возможности.

Могут быть применены два варианта схемы управления реверсирующими контакторами. На рис. VI.6, б показан вариант управления с обычными кнопками с самовозвратом и одним замыкающим контактом. Для пуска двигателя необходимо нажать кнопку, соответствующую выбранному направлению движения, например *КНВ* («Вперед»). Тогда катушка контактора *В* получит питание и замкнет главные контакты *В*, подключающие двигатель к сети. Одновременно замыкающий блок-контакт *В* зашунтирует кнопку *КНВ*, а размыкающий блок-контакт *В* разорвет цепь катушки кон-

тактора *Н*. Этим исключается возможность одновременного включения контакторов *В* и *Н*.

Для изменения направления вращения двигателя необходимо нажать кнопку *КнС* («Стоп»). При этом отключится контактор *В*, и схема управления придет в исходное положение. Затем нажати-ем кнопки *КнП* («Назад») включают контактор *Н*. В результате двигатель изменит направление вращения, так как главные кон-такты *Н* подключают статор двигателя к сети при другом чередо-вании фаз.

Реверсивная схема имеет те же виды защиты, что и нереверсив-ная.

Электрическая блокировка реверсирующих контакторов не полностью защищает схему от аварии, например при одновремен-ном включении контакторов под механическим воздействием при значительной тряске или непосредственно от руки. Поэтому при-меняют механическую блокировку, которая жестко связывает по-движные системы контакторов между собой и полностью исклю-чают их одновременное включение. Для пуска асинхронных дви-гателей с короткозамкнутым ротором в горной промышленности широкое применение получили магнитные пускатели в рудничном исполнении.

Для двигателей средней и большой мощности применяют маг-нитные станции, в состав которых входят контакторы, максималь-ные реле, тепловые реле и рубильники (или автоматические вы-ключатели).

Для высоковольтных двигателей рубильник *Р* заменяют разъ-единителем, а реверсирующие контакторы — масляными выключа-телями или высоковольтными реверсорами.

Для двигателей постоянного тока схемы прямого пуска приме-няют только при мощности меньше 1 кВт и отсутствии статической нагрузки на валу. При этом максимальный ток, как отмечалось вы-ше, не превышает предельно допустимой величины. Схемы управ-ления в этом случае аналогичны рассмотренным для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором и отличаются только си-ловой частью и использованием для питания схемы управления по-стоянного тока.

#### § VI.4. Пуск синхронных двигателей

Синхронный двигатель может работать устойчиво только при скорости вращения, равной  $\omega_0$ , если угол  $\Theta$  не превышает  $90^\circ$ . При пуске двигателя, по обмотке полюсов которого протекает постоян-ный ток, неподвижный ротор должен разогнаться до синхронной скорости за время, в течение которого угол  $\Theta$  возрастает до пре-дельного значения, равного  $90^\circ$ . В противном случае начнет уменьшаться момент синхронного двигателя, а при  $\Theta = 180^\circ$  знак вращающего момента изменится на противоположный, и на ротор будет действовать знакопеременный электромагнитный момент, исключающий возможность разгона двигателя и сопровождающий-

ся значительными бросками тока. Так как за время возрастания угла  $\Theta$  до  $90^\circ$  скорость не успевает достигнуть синхронной, то такой пуск является невозможным.

Поэтому для пуска синхронного двигателя ротор его предварительно должен быть приведен во вращение со скоростью, близкой к синхронной. Обмотка возбуждения двигателя на этот период отключается от источника постоянного тока, и синхронный момент, зависящий от угла  $\Theta$ , отсутствует. После подачи тока в обмотку возбуждения за время изменения угла  $\Theta$  до  $90^\circ$  ротор успевает приобрести синхронную скорость и двигатель входит в синхронизм.

Синхронные двигатели очень малой мощности разгоняются за счет момента от вихревых токов, наводимых в полюсных наконечниках. Для пуска больших двигателей этот момент недостаточен, поэтому они пускаются в ход как асинхронные. Асинхронный пуск синхронных двигателей в настоящее время является основным способом пуска.

Для осуществления такого пуска в полюсные наконечники двигателя укладывают пусковую обмотку, состоящую из стержней, замкнутых между собой на торцовых концах накоротко. Такая пусковая обмотка аналогична короткозамкнутой обмотке асинхронного двигателя, но отличается от нее тем, что стержни расположены не по всей поверхности, а только в магнитных наконечниках, т. е. пусковая обмотка не симметрична. Эта обмотка в синхронном двигателе выполняет две функции: создает пусковой момент и успокаивает колебания ротора при переходных процессах.

Неподвижный синхронный двигатель можно рассматривать как трансформатор, у которого первичной обмоткой служит обмотка статора, а вторичной — обмотка возбуждения. Обмотка статора имеет сравнительно небольшое число витков по сравнению с обмоткой возбуждения. Поэтому при включении двигателя в сеть в обмотке возбуждения наводится значительная по величине э. д. с., которая может привести к пробое изоляции обмотки и выходу двигателя из строя, а также создать опасность для обслуживающего персонала. Во избежание этого обмотку возбуждения на период пуска замыкают на активное разрядное сопротивление. Протекающий по обмотке возбуждения ток, взаимодействуя с магнитным потоком статора, создает асинхронный момент.

Следовательно, в процессе пуска ускорение двигателя происходит под действием двух основных асинхронных моментов: момента, создаваемого пусковой обмоткой, и момента, создаваемого обмоткой возбуждения. При пуске действуют также моменты от гистерезиса и вихревых токов в стали ротора, но эти моменты незначительны и их можно не учитывать.

Действие момента  $M_{\text{п.о.}}$ , создаваемого пусковой обмоткой, аналогично действию момента асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (кривая 1, рис. VI.7).

Замкнутая обмотка возбуждения представляет собой однофазную обмотку ротора асинхронного двигателя. Как известно, при трехфазном статоре и однофазном роторе в асинхронном двига-

теле создаются два момента, вызванные прямой и обратной составляющими намагничивающей силы. Вращающий момент, обусловленный прямой составляющей,  $M_{пр}$  аналогичен моменту обычного асинхронного двигателя (кривая 2). Характер действия момента  $M_{обр}$  от обратной составляющей н. с. меняется в зависимости от скорости (кривая 3). В диапазоне скоростей от 0 до  $0,5\omega_0$  он является движущим, а при  $\omega > 0,5\omega_0$  становится тормозным. Результирующий пусковой момент двигателя (кривая 4) равен алгебраической сумме моментов, развиваемых пусковой обмоткой и обмоткой возбуждения:  $M_{ас} = M_{п.о} + M_{пр.} + M_{обр.}$ . Пусковая характеристика имеет провал момента при полусинхронной скорости, так что при пуске под нагрузкой двигатель может не развивать скорость, превышающую половину синхронной.

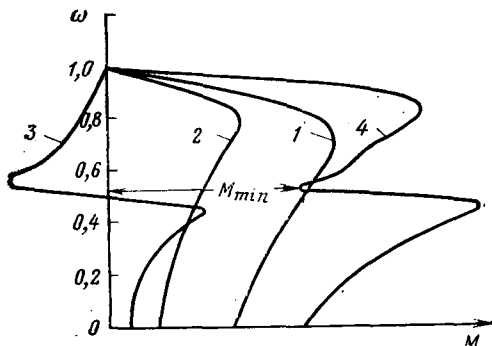


Рис. VI.7. Пусковые механические характеристики синхронного двигателя

Чтобы уменьшить провал момента, вызываемый обмоткой возбуждения, в цепь обмотки возбуждения включают активное сопротивление, величину которого принимают приблизительно в 10 раз больше активного сопротивления обмотки возбуждения. В результате обеспечиваются: удовлетворительные условия пуска и синхронизация двигателя, допустимое напряжение на обмотке возбуждения при пуске, достаточно быстрое гашение поля возбуждения при отключении двигателя и тем самым защита обмотки статора при коротких замыканиях.

После достижения двигателем скорости 95—98% синхронной, которая называется *подсинхронной*, заканчивается первый этап пуска. Развиваемый при этом двигателем момент называют *входным* или *подсинхронным*. Затем в обмотку возбуждения подают постоянный ток, вызывающий появление синхронного момента  $M_{син}$ , который зависит от тока возбуждения и угла  $\Theta$  (см. § II.4). Под суммарным воздействием асинхронного  $M_{ас}$  и синхронного  $M_{син}$  моментов после нескольких затухающих качаний около синхронной скорости двигатель входит в синхронизм. Это является вторым этапом пуска.

Процесс вхождения двигателя в синхронизм в значительной мере зависит от угла  $\Theta$ , при котором подается постоянный ток в обмотку возбуждения. Наиболее благоприятно протекает процесс, когда угол  $\Theta$  близок к  $\pi/2$ , так как в этом случае синхронный момент имеет максимальное значение. Процесс вхождения в синхронизм в некоторых случаях может начаться и при скорости, меньшей подсинхронной. Для обеспечения быстрого вхождения в синхронизм, даже при наиболее неблагоприятном значении угла  $\Theta$ ,



разность между установившейся скоростью асинхронного режима и синхронной скоростью должна быть минимальной. На основании многочисленных экспериментальных данных [4] считают, что процесс вхождения в синхронизм протекает благоприятно, если в момент подачи постоянного тока величина скольжения

$$s_{вх} < \frac{12,75}{\omega_0} \sqrt{\frac{P_{синт}}{Jf}},$$

где  $\omega_0$  — синхронная угловая скорость, 1/с;

$P_{синт}$  — максимальная синхронная мощность двигателя при данном токе возбуждения, кВт;

$J$  — эквивалентный момент инерции установки на валу ротора, кг·м<sup>2</sup>;

$f$  — частота сети, Гц.

Если входной момент двигателя меньше статического, то двигатель не достигнет подсинхронной скорости и подача постоянного

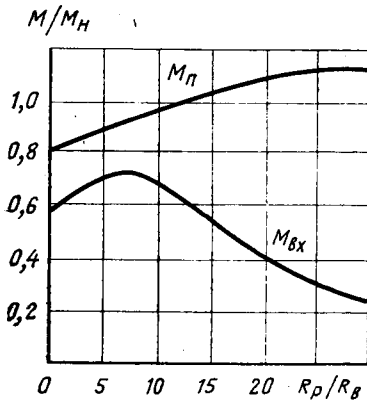


Рис. VI.8. Графики зависимости пускового и входного моментов синхронного двигателя от сопротивления в цепи обмотки возбуждения

тока в обмотку возбуждения не обеспечит втягивания двигателя в синхронизм. Поэтому у синхронного двигателя входной момент должен быть всегда несколько выше статического. Величина этого момента зависит от сопротивления пусковой обмотки.

На рис. VI.8 представлены зависимости пускового и входного моментов от кратности активного сопротивления в цепи обмотки возбуждения. В зоне обычных значений  $R_p/R_v > 10$  с увеличением сопротивления пусковой момент возрастает, а входной — снижается.

Поэтому при выборе синхронного двигателя для привода какой-либо конкретной рабочей машины необходимо всегда согласовывать эти характеристики с пусковыми требованиями рабочей машины. Так, например, для приводов поршневых машин пусковой момент и входной можно принимать равными, т. е.  $M_p/M_{вх} = 1$ , а для центробежных машин входной момент должен быть больше пускового, т. е.  $M_p/M_{вх} \approx 0,4$ .

Полный анализ переходных процессов при пуске синхронного двигателя представляет значительные трудности. Поэтому для упрощения режим пуска двигателя можно разделить на два периода: разгон двигателя до подсинхронной скорости и втягивание в синхронизм.

Переходный процесс в первом периоде пуска может быть рассчитан с использованием одного из методов, применяемых для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.

Рассмотрение переходных процессов во втором периоде является более сложным, поэтому ограничимся только анализом процесса втягивания двигателя в синхронизм. Для этого периода пуска уравнение движения будет

$$M_{\text{син}} + M_{\text{ас}} - M_{\text{с}} = J \frac{d\omega}{dt},$$

где

$$M_{\text{син}} = M_{\text{м1}} \sin p\theta + M_{\text{м2}} \sin 2p\theta;$$

$$M_{\text{ас}} = \frac{M_{\text{вх}}}{s_{\text{вх}}} s \text{ — асинхронный момент;}$$

$s_{\text{вх}}$  и  $M_{\text{вх}}$  — скольжение и момент во время включения постоянно-го тока;

$$d\omega = -\omega_0 ds;$$

$$dt = \frac{d\theta}{p\omega_0 s};$$

$M_{\text{с}}$  — статический момент нагрузки;

$p$  — число пар полюсов.

После подстановки в последнее уравнение значения входящих в него моментов и пренебрегая реактивным моментом получим

$$M_{\text{м}} \sin \theta + \frac{M_{\text{вх}}}{s_{\text{вх}}} s - M_{\text{с}} = -pJ\omega_0^2 s \frac{ds}{d\theta}. \quad (\text{VI.23})$$

Указанное уравнение привода является сложным нелинейным дифференциальным уравнением, и для исследования процесса вхождения в синхронизм обычно применяют численные или графические методы.

Пуск двигателя как асинхронного происходит по характеристике от точки 1 до точки 2 (рис. VI.9). В точке 2 момент двигателя равен статическому, ускорение прекращается и двигатель работает с постоянным скольжением  $s$ . Если при этой скорости в обмотку возбуждения подать постоянный ток и при этом вектор э. д. с.  $E$  отстает от вектора напряжения на зажимах двигателя на некоторый угол  $\theta$ , то в двигателе появится положительный синхронный момент, который совместно с асинхронным моментом будет ускорять двигатель (точка 3). Когда скорость двигателя достигнет синхронной (точка 4), угол  $\theta$  имеет наибольшее значение, а скорость продолжает возрастать. Поэтому угол  $\theta$  начнет уменьшаться, что вызовет также уменьшение синхронного момента. При сверхсинхронной скорости асинхронный момент становится тормозным, результирующий момент двигателя начинает уменьшаться и в точке 5 станет равным статическому. Угол  $\theta$  будет продолжать уменьшаться, что вызовет падение синхронного момента и скорости двигателя. Когда скорость двигателя станет ниже синхронной, асинхронный и синхронный моменты начнут увеличиваться, что вызовет нарастание скорости.

Процесс вхождения в синхронизм заканчивается прекращением колебаний угла  $\Theta$ , и двигатель получает устойчивую синхронную скорость в точке 8.

Схемы пуска синхронных двигателей. Наиболее распространенными в настоящее время являются два способа управления прямым пуском синхронного двигателя: с введением разрядного сопротивления в цепь обмотки возбуждения и пуск с нагрузкой подключенным возбудителем.

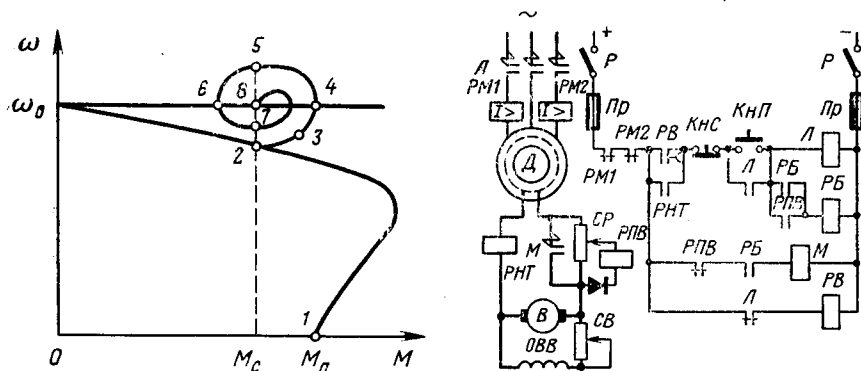


Рис. VI.9. График процесса синхронизации двигателя при пуске

Рис. VI.10. Схема пуска синхронного двигателя с разрядным сопротивлением в цепи возбуждения

В схеме управления синхронным двигателем с разрядным сопротивлением в цепи обмотки возбуждения (рис. VI.10) после подачи напряжения включается реле времени  $PВ$ , так как в цепи его катушки блок-контакты линейного контактора  $Л$  замкнуты. Реле  $PВ$  замыкает свой замыкающий контакт в цепи контактора  $Л$ , и схема готова к пуску. Нажатием кнопки  $КнП$  («Пуск») подается напряжение на катушку линейного контактора  $Л$ , который подключает своими главными контактами обмотку статора к сети и шунтирует замыкающим блок-контактом  $Л$  кнопку  $КнП$ . Начинается асинхронный запуск двигателя. Одновременно размыкающий блок-контакт  $Л$  отключает катушку реле  $PВ$ . Так как это реле имеет выдержку времени, равную длительности пуска двигателя, то по истечении этого времени контакт  $PВ$  в цепи катушки контактора  $Л$  размыкается.

После включения двигателя в его обмотке возбуждения индуцируется э. д. с. с частотой сети, и подключенное к разрядному сопротивлению  $СР$  реле  $РПВ$  включается и замыкает свой контакт в цепи блокировочного реле  $PБ$ . В результате этого реле  $PБ$  срабатывает, самоблокируется и замыкает свой замыкающий контакт в цепи катушки контактора  $М$ . По мере разгона двигателя частота и амплитуда тока в обмотке возбуждения уменьшаются,

что вызывает снижение напряжения на катушке реле *РПВ*, включенного параллельно части сопротивления *СР*.

Когда скорость двигателя достигнет подсинхронной, напряжение на сопротивлении *СР* снизится до величины, соответствующей напряжению отпускания реле *РПВ*. Реле отключится, его размыкающий контакт замкнется и включит катушку контактора *М*.

Контактор *М*, включаясь, шунтирует разрядное сопротивление, подключая обмотку возбуждения непосредственно к источнику постоянного тока — возбудителю *В*.

При достижении током возбуждения номинального значения настроенное на эту величину реле номинального тока *РНТ* замкнет свой контакт в цепи контактора *Л*, шунтируя контакт реле *РВ*. Двигатель втягивается в синхронизм и достигает синхронной скорости вращения. По истечении допустимой продолжительности пуска контакт *РВ* размыкается и пуск двигателя считается законченным.

Если по каким-либо причинам ток возбуждения не достигнет номинального значения, реле *РНТ* останется выключенным и по истечении допустимого времени пуска реле *РВ* разомкнет свой контакт в цепи катушки контактора *Л* и двигатель отключится от сети.

Такая защита от затянувшегося или несостоявшегося пуска применяется вследствие того, что пусковая обмотка синхронных двигателей рассчитывается на непродолжительный режим работы и при затягивании пуска или повторении подряд нескольких пусков она может перегреться. Во избежание этого правилами эксплуатации допускается производить не более трех пусков подряд с минимальными перерывами между ними в 1 мин.

Реле номинального тока *РНТ* осуществляет также защиту двигателя от исчезновения тока в обмотке возбуждения или снижения его ниже номинальной величины в процессе работы двигателя после разгона, отключая своим контактом катушку контактора *Л*, который отключает двигатель от сети.

Останов двигателя производится нажатием на кнопку *КнС* («Стоп»), отключающую контактор *Л*.

Для упрощения схемы управления пуском синхронного двигателя при питании от мощных сетей применяют пуск с наглухо подключенным возбудителем. Обмотка возбуждения синхронного двигателя непосредственно соединена с обмоткой якоря возбудителя, который находится на валу синхронного двигателя и при пуске разгоняется с ним вместе (рис. VI.11). Индуцированный в обмотке возбуждения двигателя переменный ток, амплитуда которого не превышает 1,6 номинального тока возбуждения, замыкается в основном через обмотку якоря возбудителя. Так как переменный ток проходит частично и через обмотку возбуждения возбудителя, то при значительной скорости ротора, когда частоты наведенного тока невелики, может наблюдаться перемагничивание полюсов. Для устранения этого явления требуется точная установка щеток на нейтрالي.

Постоянный ток в обмотке возбуждения двигателя появляется только после самовозбуждения возбудителя, которое начинается при пересечении характеристики холостого хода возбудителя  $U_b = f(I_b)$  и вольтамперной характеристики цепи его возбуждения  $I_b R_b = f(I_b)$ . При переменной скорости возбудителя это условие можно выразить так:

где  $U_{\text{в}}$  — напряжение на зажимах обмотки возбуждения возбудителя;

$c$  — постоянный коэффициент;

$\omega_B$  — скорость, при которой начинается процесс самовозбуждения (критическая скорость).

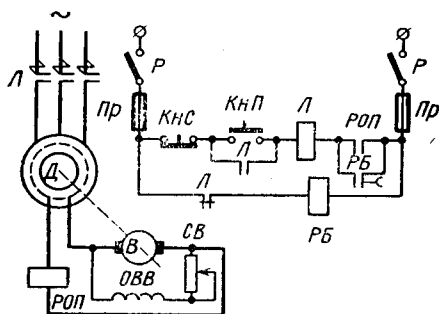
$$R_B = \frac{c 0,75 \omega_0}{I_B}.$$


Схема пуска двигателя (см. рис. VI.11) значительно проще, чем рассмотренная выше. Напряжение на схему управления подается включением рубильника *P*. После этого срабатывает реле блокировки *PБ*, которое своим контактом шунтирует контакт

реле РОП, подготавливая схему к пуску:

Пуск двигателя осуществляется нажатием кнопки  $KнП$  («Пуск»), включающей контактор  $Л$ , который главными контактами подает напряжение на статор двигателя. Его замыкающий блок-контакт  $Л$  шунтирует кнопку  $KнП$ , а размыкающий — разрывает цепь катушки  $PБ$ . Двигатель начинает разгоняться в асинхронном режиме. Одновременно увеличивается скорость вращения якоря возбудителя  $B$ . При достижении критической скорости происходит самовозбуждение возбудителя и при скорости, близкой к подсинхронной, ток в обмотке возбуждения двигателя нарастает до номинальной величины, обеспечивая втягивание двигателя в

синхронизм. При номинальном токе в обмотке возбуждения двигателя включается реле ослабления поля *РОП*, шунтирующее своим контактом контакт реле времени *РВ* в цепи контактора *Л*.

Реле *РВ* служит для контроля за пуском. После включения контактора *Л* цепь катушки *РБ* разрывается, и по окончании выдержки времени, равной расчетной длительности пуска, реле *РБ* разрывает свой контакт. Если пуск затягивается, то контакт *РБ* разомкнется раньше, чем замкнется контакт реле *РОП*. При этом размыкается цепь контактора *Л* и двигатель отключается от сети.

Повышение перегрузочной способности двигателя достигается увеличением тока возбуждения с помощью реле форсировки, которое при значительном повышении тока статора двигателя шунтирует часть сопротивления в цепи обмотки возбуждения возбудителя. Регулирование тока возбуждения в зависимости от величины нагрузок на валу двигателя называют *компаундированием*.

В последнее время наряду с питанием обмоток возбуждения синхронных двигателей от генераторов постоянного тока применяют системы возбуждения с полупроводниковыми выпрямителями [5]. Такие системы позволяют уменьшить вес и длину агрегата примерно на 30—40%.

## § VI.5. Пуск двигателей переменного тока при пониженном напряжении

Пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и синхронных при пониженном напряжении применяют в тех случаях, когда прямой пуск их вызывает большое падение напряжения в сети, а также при необходимости уменьшения пускового момента с целью снижения ударов в передачах при выборе зазора или ограничения динамических нагрузок в упругих элементах.

Снижение напряжения осуществляется включением в цепь статора активных или реактивных сопротивлений, а также питанием двигателя в период пуска через автотрансформатор. В этих случаях разгон двигателя происходит при пониженном напряжении до скорости, при которой бросок тока или момента во время переключения на номинальное напряжение не превышает их допустимых значений.

Способы пуска при пониженном напряжении. При пуске двигателей небольшой мощности на напряжение ниже 1000 В в цепь обмотки статора обычно включают активное сопротивление. Для двигателей с напряжением питания выше 1000 В применяют реакторы, представляющие собой индуктивное сопротивление. Величина активных или реактивных сопротивлений определяется требуемым значением пускового тока или момента.

Так как пусковой ток асинхронного двигателя при неизменных его параметрах пропорционален напряжению, то, для снижения пускового тока в  $a$  раз по сравнению с пусковым током при номинальном напряжении, напряжение на зажимах двигателя необходимо уменьшить также в  $a$  раз. Токи, протекающие в обмотках

статора и в сети, при включении сопротивлений в цепи статора будут одинаковыми. При уменьшении подводимого к двигателю напряжения в  $a$  раз вращающий момент двигателя снизится в  $a^2$  раз, т. е. в большей степени, чем ток.

При пуске через автотрансформатор его первичная обмотка включается в сеть, а статор двигателя подключается к вторичной обмотке. Коэффициент трансформации  $k$  выбирается из условий требуемого снижения напряжения на зажимах статора, т. е.  $k = a = U_1/U_2$ . Тогда ток в обмотке статора при пуске  $I_{\pi} = \frac{U_2}{z} = \frac{I_{\pi.н}}{a}$ .

Определим величину пускового тока в сети. Как известно, в автотрансформаторе отношение токов в обмотках обратно пропорционально отношению напряжений, т. е.

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{\pi}}{I_1},$$

откуда

$$I_1 = I_2 \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2}{a} = \frac{I_{\pi}}{a} = \frac{I_{\pi.н}}{a^2},$$

где  $U_1$  — напряжение сети;

$U_2$  — напряжение на зажимах двигателя;

$I_2$  — ток во вторичной обмотке автотрансформатора (ток двигателя);

$I_1$  — ток в первичной обмотке автотрансформатора (ток сети);

$I_{\pi.н}$  — пусковой ток двигателя при номинальном напряжении.

Вращающий момент двигателя также уменьшится в  $a^2$  раз, т. е.

$$M = \frac{M_{\pi.н}}{a^2},$$

где  $M_{\pi.н}$  — пусковой момент двигателя при номинальном напряжении.

Следовательно, для снижения пускового момента в  $M_{\pi.н}/M$  раз необходимо выбрать коэффициент трансформации, равный

$$k_T = \sqrt{\frac{M_{\pi.н}}{M}}.$$

Таким образом, при пуске двигателя через автотрансформатор происходит пропорциональное уменьшение пускового момента и тока в сети. Это позволяет при одинаковом токе в сети получить больший пусковой момент, чем при пуске с сопротивлениями в цепи статора.

Для сравнения рассмотренных способов пуска двигателя при пониженном напряжении на рис. VI.12, а показаны механические характеристики асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором для автотрансформаторного пуска (кривая 1), пуска с сопротивлением в статоре (кривая 2) и прямого включения на номинальное напряжение (кривая 3). Из сравнения этих характеристик видно, что при автотрансформаторном пуске момент при разгоне

двигателя изменяется мало вследствие постоянного напряжения на статоре, а при переходе на естественную характеристику возникает большой пик момента. При пуске с сопротивлением в цепи статора момент двигателя при увеличении скорости растет, что вызвано уменьшением падения напряжения на дополнительных сопротивлениях вследствие снижения тока статора и возрастания вследствие этого напряжения на зажимах двигателя (рис. VI.12,б). Переход на естественную характеристику сопровождается меньшим броском момента.

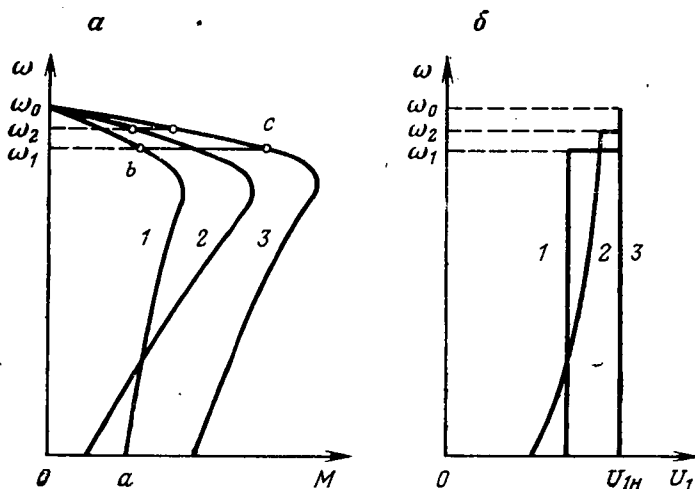


Рис. VI.12. Характеристики асинхронного двигателя при пуске с пониженным напряжением

Двигатели большой мощности, броски тока и моменты которых должны быть ограничены, пускаются с помощью автотрансформатора (разгон от точки  $b$  до  $a$ ). Затем двигатель переключается на номинальное напряжение (точка  $c$ ).

Если при пуске в ход асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором необходимо снизить его пусковой момент без ограничения пускового тока, то сопротивление включают только в одну фазу статора. В этом случае вследствие несимметричности приложенных к фазам статора напряжений искажается вращающееся магнитное поле двигателя и возникает его обратная составляющая, уменьшающая вращающий момент двигателя, главным образом, при малой скорости [4].

Учитывая особенности рассмотренных способов пуска при пониженном напряжении, их следует применять в следующих случаях:

1) для двигателей малой и средней мощности с целью снижения пускового момента без ограничения величины пускового то-



ка — пуск с введением сопротивления в одну фазу статора, как наиболее простой и дешевый;

2) для ограничения пускового тока при легком режиме пуска двигателя — пуск с симметричными сопротивлениями в цепи статора (активными для низковольтных двигателей и индуктивными для высоковольтных);

3) для двигателей значительной мощности при тяжелом режиме пуска с целью ограничения пускового тока — автотрансформаторный пуск.

Для ограничения пусковых моментов и токов, а также получения требуемого характера процесса разгона асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором применяют системы управления пуском с магнитными усилителями или тиристорами в цепи статора двигателя [6].

Переходные процессы в период пуска двигателя при пониженном напряжении рассчитывают графическим или графо-аналитическим методом.

Расчет пусковых устройств. Если при пуске двигателя с добавочными сопротивлениями в цепи статора пусковой ток требуется снизить в  $a$  раз, то полное сопротивление короткого замыкания необходимо увеличить также в  $a$  раз. Полное сопротивление к. з. фазы статора при номинальном режиме

$$z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = \frac{U_n}{\sqrt{3} I_n},$$

где  $r_k = z_k \cos \varphi_k$  — активная составляющая сопротивления к. з.;

$x_k = z_k \sin \varphi_k$  — индуктивная составляющая сопротивления к. з.

Когда коэффициент мощности короткого замыкания  $\cos \varphi_k$  неизвестен, его ориентировочно можно принять равным 0,4—0,6.

Полное сопротивление фазы статора при наличии добавочного сопротивления  $R_d$  для режима к. з.

$$az_k = \sqrt{(r_k + R_d)^2 + x_k^2},$$

а при наличии индуктивного добавочного сопротивления  $x_d$

$$az_k = \sqrt{r_k^2 + (x_k + x_d)^2}.$$

Из этих выражений находим значения добавочных сопротивлений  $R_d$  и  $X_d$  при заданной кратности пускового тока:

$$R_d = \sqrt{(az_k)^2 - x_k^2} - r_k;$$

$$X_d = \sqrt{(az_k)^2 - r_k^2} - x_k. \quad (\text{VI.24})$$

После определения добавочных активных сопротивлений необходимо рассчитать ток в них при работе. После этого производится выбор сопротивлений по каталожным данным.

В каталоге указывается номинальная величина длительного тока, допускаемого для соответствующего сопротивления. Так как при пуске двигателя ток через сопротивление протекает только в течение небольшого промежутка времени, то необходимо пересчи-

тате действительный ток на длительный. При этом исходят из условия, что эквивалентный длительный ток вызывает такой же максимальный перегрев, как и действительный кратковременный ток. Режим работы пускового сопротивления является кратковременным. Величина эквивалентного длительного тока может быть определена из выражения [23]

$$I_{дл} = I_{\phi} \sqrt{1 - e^{-\frac{t_{п}}{T_{т}}}}, \quad (VI.25)$$

где  $I_{дл}$  — эквивалентный длительный ток;  
 $I_{\phi}$  — действительный кратковременный ток.

Из приведенного равенства следует, что для определения эквивалентного тока нужно знать постоянную времени нагрева  $T_{т}$  принимаемого сопротивления. Для этого приходится предварительно, не зная эквивалентного тока  $I_{дл}$ , выбирать тип и номер сопротивления по каталогу, а после этого производить проверку. Если окажется, что выбранное сопротивление не соответствует условиям пуска, нужно взять другое сопротивление и для него повторить расчет.

Значение эквивалентного по перегреву тока  $I_{дл}$  может быть найдено также по кривым рис. VI.13 при ПВ=0.

Ввиду того, что при наладках и опробованиях установки двигатель может пускаться несколько раз подряд, длительность рабочего периода принимают равной трехкратному рабочему периоду одного пуска.

Индуктивное сопротивление для пуска двигателя выбирается из стандартных реакторов по ближайшей меньшей величине индуктивного сопротивления и номинальным значениям напряжения и тока. Так как стандартные пусковые реакторы рассчитаны для работы с номинальным током  $I_{н}$  в течение 1 мин, то при пусковых токах  $I_{п}$  и длительности работы  $t_{п}$ , отличающихся от номинальных условий, возможность их применения проверяется с помощью выражения

$$60I_{н}^2 \geq I_{п}^2 t_{п} m,$$

где  $m$  — число пусков в течение 6 ч.

При выборе пускового автотрансформатора исходят из необходимой величины снижения тока в сети или момента двигателя,

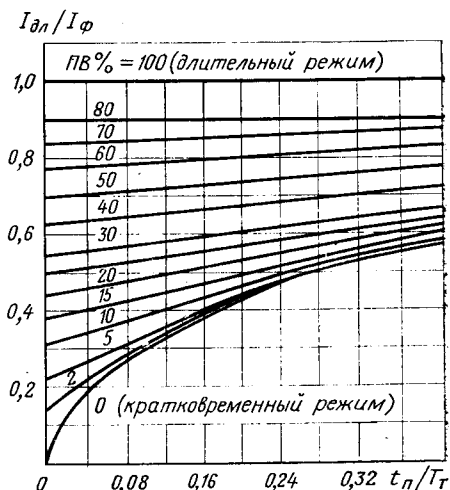


Рис. VI.13. Зависимость эквивалентного тока от относительной длительности работы

определяя необходимый коэффициент трансформации по следующему выражению:

$$\frac{U_{\Pi}}{U} = \sqrt{\frac{M_{\Pi}}{M'_{\Pi}}} = \sqrt{\frac{I_{\Pi}}{I'_{\Pi}}} = k_{\tau}.$$

При выборе автотрансформаторов следует учитывать, что они выпускаются на стандартные напряжения вторичной обмотки 0,25; 0,35; 0,45; 0,55; 0,65; 0,75 номинального напряжения на стороне первичной обмотки. Из них следует выбрать ближайший по коэффициенту трансформации к расчетному.

Так как автотрансформатор работает только в период пуска двигателя, то он выполняется с повышенными значениями индукции в сердечнике и плотности тока в обмотках. Поэтому его необходимо проверить по тепловому режиму.

Мощность автотрансформатора при пуске двигателя

$$S_{ат} = S k_I u_2^2, \text{ кВ} \cdot \text{А},$$

где  $S = \sqrt{3} U_{\Pi} I_{\Pi}$  — номинальная общая мощность двигателя, кВ·А;

$k_I = I_{\Pi} / I_{\Pi}$  — кратность пускового тока при номинальном напряжении;

$u_2$  — напряжение вторичной обмотки в долях от напряжения сети (по каталогу).

Мощность пускового автотрансформатора рассчитывается по условиям работы в течение 2 мин. Поэтому при выборе его должно выполняться условие

$$S_{ат.н} \geq \frac{S_{ат} t_{п.н}}{120},$$

где  $S_{ат.н}$  — номинальная мощность автотрансформатора, кВ·А.

Схемы управления пуском с добавочным сопротивлением в цепи статора. Эти схемы для низковольтных двигателей с введением активного сопротивления и для высоковольтных двигателей с введением индуктивного по принципу работы аналогичны. Поэтому рассмотрим только схему управления пуском низковольтного двигателя (рис. VI.14).

После включения рубильника  $P$  срабатывает электромагнитное реле времени  $PВ$ , питающееся через полупроводниковый выпрямитель от сети переменного тока. Это реле замыкает свой контакт  $PВ$  в цепи кнопки  $КнП$  («Пуск») и размыкает контакт в цепи контактора  $У$ . Схема готова к пуску.

Нажатием кнопки  $КнП$  включают контактор  $Л$ , который подключает двигатель к сети через сопротивления  $R_d$ , введенные в каждую фазу. Двигатель начинает разгоняться при пониженном напряжении.

Одновременно замыкающий блок-контакт  $Л$  шунтирует кнопку  $КнП$ , а размыкающий блок-контакт разрывает цепь катушки реле  $PВ$ , которое с заданной выдержкой времени, равной длительности работы двигателя при пониженном напряжении, размыкает свой контакт в цепи кнопки  $КнП$ , а другим контактом включает кон-

тактор  $У$ . Последний главными контактами  $У$  шунтирует сопротивления  $R_d$ , подключая двигатель на полное напряжение и обеспечивая дальнейший его разгон. Блок-контакты контактора  $У$  самоблокируют его и отключают катушку контактора  $Л$ , что приводит к размыканию цепи сопротивлений  $R_d$  и закрытию замыкающего блок-контакта  $Л$  в цепи реле  $PB$ . Реле  $PB$  при этом не включится, так как блок-контакт  $У$  при включенном контакторе  $У$  разомкнут. Останов двигателя производится нажатием кнопки  $КНС$  («Стоп»), которая разрывает цепь катушки контактора  $У$  и отключает его.

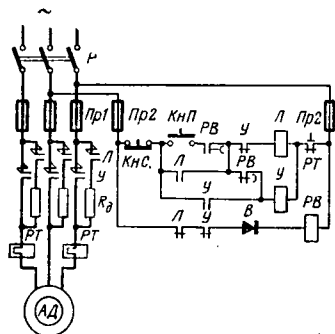


Рис. VI.14. Схема пуска асинхронного двигателя с активным сопротивлением в цепи статора

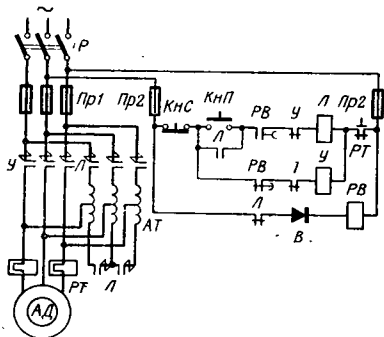


Рис. VI.15. Схема автотрансформаторного пуска асинхронного двигателя

Главные контакторы  $У$  отключают двигатель от сети и он останавливается, а блок-контакты  $У$  в цепях контактора  $Л$  и реле времени  $PB$  замыкаются. Реле  $PB$  включается, и схема управления вновь готова к пуску.

Схема управления пуском высоковольтных двигателей отличается тем, что вместо активного сопротивления  $R_d$  применяется индуктивное (реактор), а вместо рубильника  $P$  и контакторов  $Л$  и  $У$  — соответственно разъединитель и масляные выключатели.

Схема пуска с автотрансформатором в цепи статора. Для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором схема показана на рис. VI.15.

После замыкания рубильника  $P$  срабатывает электромагнитное реле времени  $PB$ , замыкающее свой контакт в цепи катушки контактора  $Л$  и размыкающее в цепи контактора  $У$ .

После нажатия кнопки  $КНП$  («Пуск») включается пятиполюсный линейный контактор  $Л$  и главными контактами подключает статор двигателя к сети через автотрансформатор  $АТ$ . Двигатель начинает разгоняться при пониженном напряжении. Одновременно блок-контакт  $Л$  размыкает цепь катушки реле  $PB$ , которое с выдержкой времени, равной длительности разгона двигателя при пониженном напряжении, размыкает свой контакт  $PB$  в цепи контактора  $Л$  и замыкает контакт  $PB$  в цепи катушки контактора  $У$ .

Вследствие этого контактора  $\mathcal{L}$  отключается и его главные контакты  $\mathcal{L}$  размыкают цепь питания и нулевую точку автотрансформатора  $AT$ , снимая таким образом напряжение с обмотки статора. При этом размыкающий блок-контакт  $\mathcal{L}$  включает контактор  $\mathcal{Y}$ , который своими главными контактами подключает двигатель на номинальное напряжение.

Особенности пуска синхронных двигателей. При пуске синхронных двигателей в рассмотренные выше схемы дополнительно вводится узел, обеспечивающий подачу постоянного тока в обмотку возбуждения для осуществления синхронизации. Кроме того, различают два способа пуска синхронных двигателей — легкий и тяжелый.

При легком пуске синхронизация происходит при пониженном напряжении на зажимах статора двигателя и только после втягивания двигателя в синхронизм к нему подводится номинальное напряжение.

При тяжелом пуске разгон двигателя начинается при пониженном напряжении, затем на обмотку статора подается полное напряжение, при котором двигатель выходит на подсинхронную скорость и после этого в обмотку возбуждения подается постоянный ток для синхронизации.

#### § VI.6. Реостатный пуск двигателей



Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором или синхронные двигатели допускают ограниченное число включений в час. Кроме того, их пуск не всегда возможен при больших статических нагрузках из-за ограниченного пускового момента и больших пусковых токов. Поэтому при большой частоте пусков и для получения значительных пусковых моментов обычно используют асинхронные двигатели с фазным ротором или двигатели постоянного тока, которые пускаются в ход с помощью пусковых сопротивлений. Такой пуск называется *реостатным*.

Рассмотрим реостатный пуск двигателя независимого возбуждения при постоянном статическом моменте (рис. VI.16).

Если момент двигателя при полностью включенном пусковом сопротивлении будет меньше статического, то привод разгоняться не будет, а произойдет только выбор кинематического зазора и слабину в гибких органах передачи.

После закорачивания первой (предварительной) ступени сопротивления момент двигателя становится больше статического (точка  $a$ ), и начинается разгон двигателя на первой пусковой характеристике при включенных в цепь якоря сопротивлениях  $r_1$ ,  $r_2$  и  $r_3$ . По мере увеличения скорости противо-э.д.с. двигателя растет, а ток уменьшается. Это приводит к уменьшению вращающего момента двигателя. Когда момент двигателя станет равным статическому, разгон прекратится и привод будет работать с постоянной скоростью, меньшей номинальной (точка  $b'$ ).

Для достижения номинальной скорости нужно перейти на естественную характеристику. С этой целью при снижении момен-

та двигателя до значения  $M_2$  (точка  $b$ ), близкого к статическому моменту  $M_c$ , закорачивают часть  $r_1$  пускового сопротивления. Это сопровождается увеличением тока и момента двигателя (точка  $c$ ) вследствие перехода на другую реостатную характеристику. Скорость вращения начинает увеличиваться, и при достижении двигателем момента  $M_2$  снова закорачивают часть ( $r_2$ ) пускового сопротивления, переходя на следующую ступень до тех пор, пока двигатель не выйдет на естественную характеристику. При этом, когда момент станет равным статическому (точка  $n$ ), двигатель будет работать с постоянной скоростью  $\omega_c$ .

Моменты и токи двигателя в точках  $a, c, e, g$  называют пиковыми и обозначают  $M_1$  и  $I_1$ , а в точках  $b, d, f, h$  — переключающими и обозначают  $M_2$  и  $I_2$ .

Величину пикового момента для двигателей постоянного тока выбирают из условий коммутации ( $M_1 \leq (2 \div 3) M_{\text{н}}$ ), а для асинхронных двигателей  $M_1 = (0,8 \div 0,85) M_{\text{кр}}$ , что связано с учетом возможности падения напряжения в сети при пуске двигателя. Момент переключения принимают больше статического на 10—20%, т. е.  $M_2 = (1,1 \div 1,2) M_c$ .

При таком способе пуска двигателя его момент изменяется от  $M_2$  до  $M_1$ . Для расчета переходных процессов можно считать приближенно пусковой момент постоянным, равным  $M_{\text{п}}$ , его величину определяют как среднегеометрическую между  $M_1$  и  $M_2$ :

$$M_{\text{п}} = \sqrt{M_1 M_2}$$

или как среднеарифметическую:

$$M_{\text{п}} = \frac{M_1 + M_2}{2}.$$

Определение по среднегеометрической зависимости дает меньшую ошибку, поэтому при расчетах пользуются этой зависимостью.

Пуск, при котором момент двигателя меняется от  $M_1$  до  $M_2$ , называют *ступенчатым*. При таком пуске в частях механизма возникают дополнительные динамические нагрузки циклического характера, которые могут увеличить износ элементов машины. Колебания момента двигателя можно значительно уменьшить увеличением

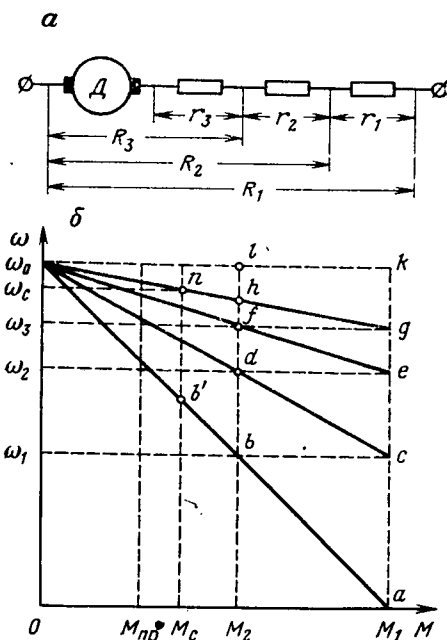


Рис. VI.16. Схема цепи якоря (а) и пусковые диаграммы (б) двигателя постоянного тока независимого возбуждения при реостатном управлении

числа пусковых ступеней. В этом случае отношение  $M_1/M_2$  будет приближаться к единице. При  $M_1/M_2=1$  получим бесступенчатый пуск, при котором лучше используются пусковые возможности двигателя. Бесступенчатый пуск можно осуществить с помощью жидкостного реостата или другими способами (см. § XIII.2).

Пусковые сопротивления по ступеням следует разбивать так, чтобы отношение  $M_1/M_c$  и  $M_2/M_c$  на всех ступенях оставались постоянными. В этом случае пуск двигателя будет наиболее благоприятным, поскольку на всех ступенях ускорение будет изменяться в одинаковых пределах.

В соответствии с технологическим режимом работы механизма пуск может быть нормальным или ускоренным (форсированным). В первом случае при выборе сопротивления задаются величиной момента переключения  $M_2$ , находят минимальное число пусковых ступеней, при котором момент  $M_1$  не превышает допустимой величины. Во втором случае задаются допустимой величиной пикового момента  $M_1$  и, выбрав величину момента переключения  $M_2$ , при которой обеспечивается необходимая продолжительность пуска, определяют необходимое число пусковых ступеней.

Расчет пусковых сопротивлений. В зависимости от типа электродвигателя его механические характеристики могут быть линейными или нелинейными. Линейные механические характеристики имеют двигатели постоянного тока независимого возбуждения. У асинхронных двигателей с фазным ротором реостатные характеристики на рабочей ветви можно принять также линейными. Нелинейные характеристики имеют двигатели постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения.

При линейной механической характеристике двигателя пусковые сопротивления можно рассчитать графическим или аналитическим методом. Оба метода базируются на том положении, что все механические характеристики исходят из одной точки (точки пограничной скорости).

При графическом методе расчета пусковых сопротивлений начинают с построения естественной характеристики двигателя. Затем, задавшись пиковым моментом  $M_1$  и моментом переключения  $M_2$ , строят реостатные характеристики, для которых точка пограничной скорости является общей.

Величина полного пускового сопротивления, которое необходимо включить в цепь двигателя, чтобы обеспечить на валу вращающий момент  $M_1$ , равна:

для двигателя постоянного тока независимого возбуждения

$$R_{\pi} = \frac{U_{\pi}}{I_1},$$

для асинхронного двигателя

$$R_{\pi} = \frac{E_{2\pi}}{\sqrt{3} I_{\pi}},$$

где  $E_{2н}$  — э. д. с. ротора при неподвижном двигателе (из каталога);

$I_{п} = I_{н} \frac{M_{п}}{M_{н}}$  — пусковой ток двигателя.

Этому сопротивлению на графике (см. рис. VI.16) соответствует отрезок  $ак$ . Тогда масштаб для сопротивления

$$m_R = \frac{R_{п}}{ак} \cdot \frac{Ом}{-мм}.$$

Затем производится построение пусковой диаграммы при выполнении условия равенства пиковых и переключающих моментов на каждой пусковой ступени. Величины сопротивлений отдельных ступеней определяются из пусковой диаграммы. Их значения для рассмотренного случая равны:  $r_1 = m_{Rac}$ ;  $r_2 = m_{Rce}$ ;  $r_3 = m_{Reg}$ .

При определении величины сопротивления предварительной ступени сначала находят общее сопротивление, включенное в цепь якоря двигателя. Для этого рассчитывают значение тока предварительной ступени

$$I_{пр} = I_{н} \frac{M_{пр}}{M_{н}}.$$

Тогда общее сопротивление цепи якоря

$$R_{я} = \frac{U_{н}}{I_{пр}}.$$

Вычитая из этого сопротивления полное сопротивление при пуске  $R_{п}$ , получим сопротивление предварительной ступени

$$r_{пр} = R_{я} - R_{п}.$$

✓ Аналитический метод расчета пусковых сопротивлений для двигателей с линейными механическими характеристиками позволяет по величине внутреннего сопротивления  $r$  двигателя и отношению пикового момента к моменту переключения определить пусковое сопротивление любой ступени.

Обозначим отношение пиковых моментов  $M_1$  к моментам переключения  $M_2$  через  $C$ , т. е.

$$C = \frac{M_1}{M_2}.$$

Из подобия треугольников (см. рис. VI.16) следует:

$$\frac{ke}{lf} = \frac{M_1}{M_2} = C.$$

Тогда можно записать:

$$ke = lfC = kgC.$$

Аналогично могут быть получены равенства

$$kc = ldC = keC;$$

$$ka = lbC = kcC.$$



Отрезки  $kg$ ,  $ge$ ,  $ec$  и  $ca$  пропорциональны сопротивлению якоря и закорачиваемым сопротивлениям ступеней:

$$kg = \alpha r; \quad ge = \alpha r_3; \quad ec = \alpha r_2; \quad ca = \alpha r_1,$$

где  $\alpha$  — коэффициент пропорциональности (масштаб).

Полные сопротивления цепи якоря на пусковых ступенях:

$$R_3 = r + r_3; \quad R_2 = r + r_3 + r_2; \quad R_1 = r + r_3 + r_2 + r_1.$$

После соответствующих подстановок и сокращения коэффициента  $\alpha$  получим значения величин полных сопротивлений:

$$R_3 = rC; \quad R_2 = R_3 C = rC^2; \quad R_1 = R_2 C = rC^3.$$

Отсюда следует, что отношение сопротивлений соседних ступеней является величиной постоянной:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_3}{r} = C. \quad (\text{VI.26})$$

Если число пусковых ступеней  $m$ , то согласно (VI.26)

$$R_1 = rC^m.$$

Из этого выражения находим

$$C = \sqrt[m]{\frac{R_1}{r}}.$$

При заданной кратности пусковых моментов  $C$  число пусковых ступеней составит

$$m = \frac{\lg \frac{R_1}{r}}{\lg C}.$$

Величину сопротивления каждой ступени находим как разность значений полных сопротивлений на соседних ступенях:

$$r_3 = R_3 - r = rC - r = r(C - 1);$$

$$r_2 = R_2 - R_3 = rC^2 - rC = rC(C - 1) = r_3 C;$$

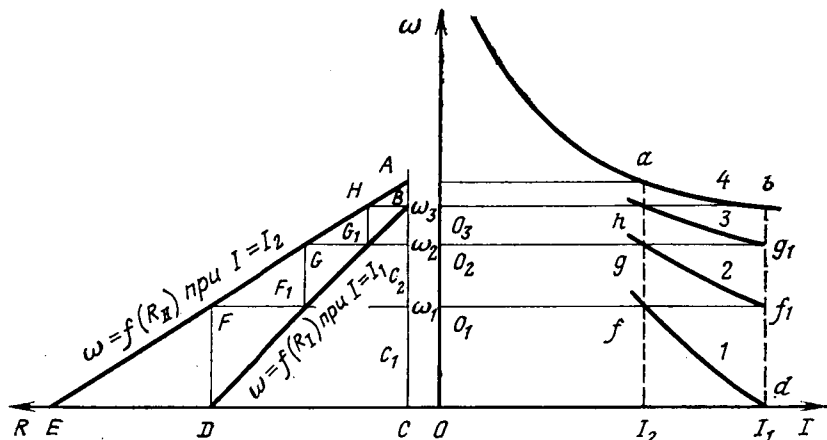
$$r_1 = R_1 - R_2 = rC^3 - rC^2 = rC^2(C - 1) = r_2 C.$$

Сопротивление предварительной ступени определяем тем же методом, что и при графическом расчете пускового сопротивления.

Расчет пусковых сопротивлений при нелинейных механических характеристиках для двигателей постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения чаще всего производится графически. Пусковые сопротивления асинхронных двигателей с фазным ротором рассчитывают для указанного случая как графически, так и аналитически.

Рассмотрим графический метод определения числа пусковых ступеней и величины их сопротивления для двигателей последовательного возбуждения. В первом квадранте (рис. VI.17) строим естественную электромеханическую характеристику двигателя  $\omega = f(I)$  и, задавшись в зависимости от требуемых условий пуска значениями пикового тока  $I_1$  и тока переключения  $I_2$ , находим на

Если при пуске двигателя величина тока остается постоянной, равной току  $I_1$ , то проекция на горизонталь каждой точки прямой  $BD$  равна сопротивлению цепи якоря в рассматриваемый момент. Такой пуск возможен только при бесконечно большом числе пусковых ступеней. При пуске двигателя с конечным числом ступеней переход с одной пусковой ступени на другую сопровождается



изменением тока, величина которого зависит от сопротивления ступени и скорости вращения двигателя.

201

Таким образом, переход с одной ступени пускового сопротивления на другую происходит по отрезкам, образующим «лестницу», у которой вертикали и горизонтали пересекаются на прямых  $AE$  и  $BD$ . Горизонтальные отрезки дают сопротивления пусковых ступеней, а вертикальные — прирост скорости на соответствующей ступени.

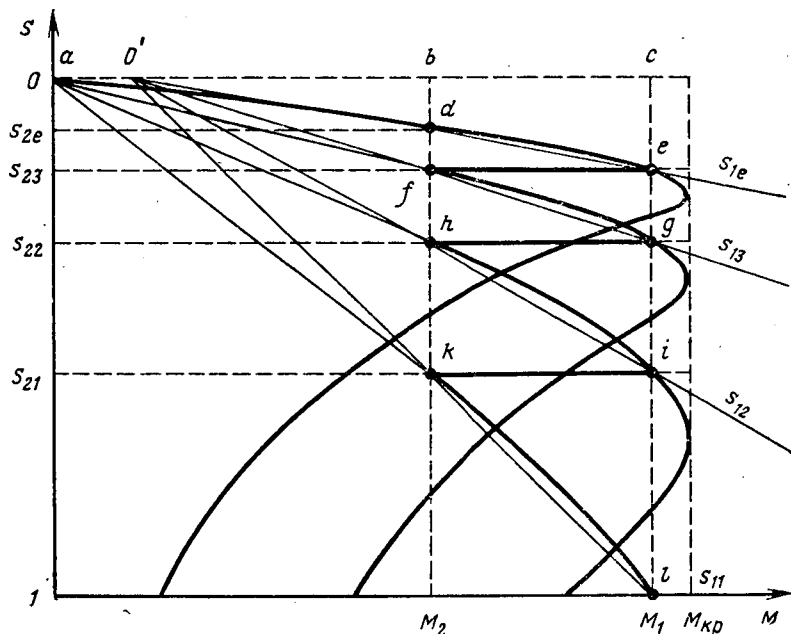


Рис. VI.18. Графический метод расчета пускового реостата для асинхронного двигателя

Проектируя точку  $F$  на прямую  $I_2$  в первом квадранте, получим точку  $f$ . Через полученную точку  $f$  и точку  $d$  ориентировочно проводим кривую  $I$ , соответствующую первой пусковой характеристике. Аналогично строим и остальные пусковые характеристики, получая пусковую диаграмму двигателя последовательного возбуждения.

Если значения токов  $I_1$  и  $I_2$  выбраны правильно, то при переходе на естественную характеристику пик тока будет равным выбранному. Если же ток будет значительно отличаться от  $I_1$ , нужно изменить  $I_1$  или  $I_2$  и повторить построение.

Для двигателей смешанного возбуждения расчет пусковых сопротивлений производится аналогичным способом.

Следует отметить, что число пусковых ступеней для двигателей последовательного и смешанного возбуждения при одинаковых значениях пределов изменения пускового тока обычно меньше, чем для двигателей независимого возбуждения, что объясняется большей жесткостью характеристик последних.

Для расчета пусковых сопротивлений асинхронных двигателей с фазным ротором при учете нелинейности механических характеристик применяют графический или аналитический метод.

Графический метод основан на том положении, что прямые, проведенные через любые две точки на естественной и реостатных характеристиках, соответствующие одинаковым моментам, пересекаются в одной точке, лежащей на горизонтальной прямой при  $s=0$ . Если построить естественную механическую характеристику (рис. VI.18) и задаваться необходимыми моментами — пиковым  $M_1$  и переключения  $M_2$ , то на естественной характеристике получим точки  $e$  и  $d$ , соответствующие этим моментам. Через эти точки проведем прямую до пересечения с горизонтальной прямой  $ac$ , проходящей через точку со скольжением  $s=0$ , и получим полюс  $O'$ . Затем из точки  $O'$  проводим прямые и строим диаграмму, аналогичную пусковой диаграмме при линейных механических характеристиках. Построенная таким образом диаграмма не является пусковой, а служит только для расчета пусковых сопротивлений, которые определяют с использованием равенства

$$\frac{s}{s_e} r = r + R_d,$$

где  $s_e$  и  $s$  — скольжение соответственно на естественной и реостатной характеристике;

$r + R_d$  — полное сопротивление фазы ротора при данном скольжении.

Пользуясь этим выражением и построенной диаграммой, а также учитывая, что  $s_e \equiv ce$ ;  $s_3 \equiv eg$ ;  $s_2 \equiv ci$ ;  $s_1 \equiv cl$ , находим полное активное сопротивление цепи ротора на каждой ступени:

$$R_3 = r \frac{cg}{ce}; \quad R_2 = r \frac{ci}{ce}; \quad R_1 = r \frac{cl}{ce}.$$

Сопротивления отдельных ступеней будут:

$$r_3 = r \frac{eg}{ce}; \quad r_2 = r \frac{gi}{ce}; \quad r_1 = \frac{il}{ce}.$$

Аналитический метод расчета пусковых сопротивлений базируется на уравнении механической характеристики (II.66), из которого для произвольного момента вращения  $M$  может быть определено скольжение на рабочей ветви характеристики

$$s = s_{кр} (\lambda - \sqrt{\lambda^2 - 1}), \quad (VI.27)$$

где  $\lambda = M_{кр}/M$  — отношение критического момента к принятому значению момента двигателя;

$s_{кр}$  — критическое скольжение для принятого активного сопротивления фазы ротора (II.101).

Задавшись моментом  $M_1$ , для которого  $\lambda = \lambda_1 = M_{кр}/M_1$ , найдем величину скольжения  $s_{1x}$  при этом моменте на любой пусковой ступени:

$$s_{1x} = s_{крx} (\lambda_1 - \sqrt{\lambda_1^2 - 1}) = s_{крx} a_1. \quad (VI.28)$$

Для момента  $M_2$  значение  $\lambda = \lambda_2 = M_{кр}/M_2$  и скольжение равно

$$s_{2x} = s_{крx} (\lambda_2 - \sqrt{\lambda_2^2 - 1}) = s_{крx} a_2. \quad (VI.29)$$

Отношение скольжений при моментах  $M_1$  и  $M_2$  будет величиной постоянной, т. е.

$$\frac{s_{1x}}{s_{2x}} = \frac{\lambda_1 - \sqrt{\lambda_1^2 - 1}}{\lambda_2 - \sqrt{\lambda_2^2 - 1}} = \frac{a_1}{a_2} = C. \quad (VI.30)$$

Следовательно,

$$\frac{s_{11}}{s_{21}} = \frac{s_{12}}{s_{22}} = \frac{s_{13}}{s_{23}} = \dots = \frac{s_{1m}}{s_{2m}} = C, \quad (VI.31)$$

где  $m$  — число пусковых ступеней.

При переходе с одной пусковой характеристики на другую скольжение при моменте  $M_1$  на последующей характеристике равно скольжению при моменте  $M_2$  на предыдущей, т. е.

$$s_{21} = s_{12}; \quad s_{22} = s_{13}; \quad s_{23} = s_{14} \text{ и т. д.}$$

Но согласно (VI.31)

$$s_{11} = C s_{21}; \quad s_{12} = C s_{22}; \quad s_{13} = C s_{23} \text{ и т. д.}$$

Тогда

$$s_{11} = C s_{12} = C^2 s_{13} = C^3 s_{14} = \dots = C^m s_{1e}, \quad (VI.32)$$

откуда

$$C = \sqrt[m]{\frac{s_{11}}{s_{1e}}}. \quad (VI.33)$$

Полученное выражение является основным для аналитического расчета пусковых сопротивлений.

При пуске двигателя обычно скольжение на первой пусковой характеристике  $s_{11} = 1$ . Тогда, учитывая, что согласно (VI.28)  $s_{1e} = s_{кр.e} a_1$ , получим

$$C = \sqrt[m]{\frac{1}{a_1 s_{кр.e}}}, \quad (VI.33, a)$$

откуда

$$\lg C = \frac{1}{m} \lg \frac{1}{a_1 s_{кр.e}}$$

и число пусковых ступеней

$$m = \frac{\lg \frac{1}{a_1 s_{кр.e}}}{\lg C}. \quad (VI.34)$$

Если число ступеней  $m$  получится дробным, то необходимо изменить значение  $M_1$  или  $M_2$  или, округлив полученное число до целого, принять величину одного из моментов и определить другой, отличающийся от первоначально принятого.

Так как при одинаковых моментах скольжение прямо пропорционально активному сопротивлению цепи ротора, то в выражении (VI.32) скольжения можно заменить соотношением соответствующим

щих сопротивлений. Тогда для общего случая с числом  $m$  пусковых ступеней

$$R_1 = R_2 C = R_3 C^2 = \dots = R_m C^{m-1} = r C^m,$$

где  $R_1, R_2, \dots, R_m$  — полные сопротивления цепи ротора;  
 $r$  — внутреннее сопротивление обмотки ротора.

Из этого выражения находим полные сопротивления пусковых ступеней:

$$R_m = rC; \quad R_{m-1} = R_m C \dots R_3 = R_4 C; \quad R_2 = R_3 C; \quad R_1 = R_2 C.$$

Пусковые сопротивления отдельных ступеней

$$r_m = R_m - r = r(C - 1);$$

$$r_{m-1} = R_{m-1} - R_m = R_m(C - 1) = rC(C - 1) = r_m C;$$

$$\dots \dots \dots$$

$$r_3 = r(C - 1)C^{m-3} = r_4 C;$$

$$r_2 = r(C - 1)C^{m-2} = r_3 C;$$

$$r_1 = r(C - 1)C^{m-1} = r_2 C.$$

Таким образом, для определения пусковых ступеней сопротивлений достаточно знать внутреннее сопротивление двигателя  $r$  и значение  $C$ , которое находится по формуле (VI.33).

Затем определяют скольжение  $s_{2e}$  на естественной характеристике при моменте переключения  $M_2$ , которое согласно (VI.32) равно

$$s_{2e} = \frac{s_{1e}}{C}.$$

Для найденного значения  $s_{2e}$  по выражению (II.66) определяем момент переключения  $M_2$ , который должен быть больше статического момента  $M_c$ .

Пуск асинхронных двигателей с активно-индуктивным контуром в цепи ротора может быть использован для некоторых машин и механизмов (конвейеров, лебедок и пр.), работающих при относительно небольшой частоте пусков и не требующих значительного пускового момента. В этом случае в цепь ротора включают активное сопротивление  $R$ , шунтированное индуктивным сопротивлением  $X$ , (рис. VI.19). Последовательно с сопротивлением  $X$  или контуром  $RX$  (что равноценно) вводится небольшое активное сопротивление  $r_d$ .

В момент включения двигателя в сеть частота тока ротора равна частоте тока сети. Поэтому индуктивное сопротивление  $X = 2\pi f_2 L$  оказывается значительно больше активного сопротивления  $R$ , и ток в основном проходит через сопротивление  $R$ , которое выбирается из условия получения необходимого пускового момента двигателя. После начала вращения ротора частота тока в нем уменьшается, что приводит к снижению значения индуктивного сопротивления  $X$ . Это вызывает перераспределение токов через  $R$  и  $X$ , что при определенном соотношении этих сопротивлений дает

эффект, аналогичный уменьшению активного сопротивления цепи ротора при повышении скорости двигателя. Таким образом, может быть обеспечен бесступенчатый пуск привода, при котором не требуется изменять величину сопротивления, включенного в цепь ротора. При скорости двигателя, близкой к номинальной, когда  $f_2 = 1 \div 3$  Гц, величина индуктивного сопротивления становится незначительной и практически весь ток ротора проходит через него, а сопротивление  $R$  оказывается зашунтированным почти накоротко.

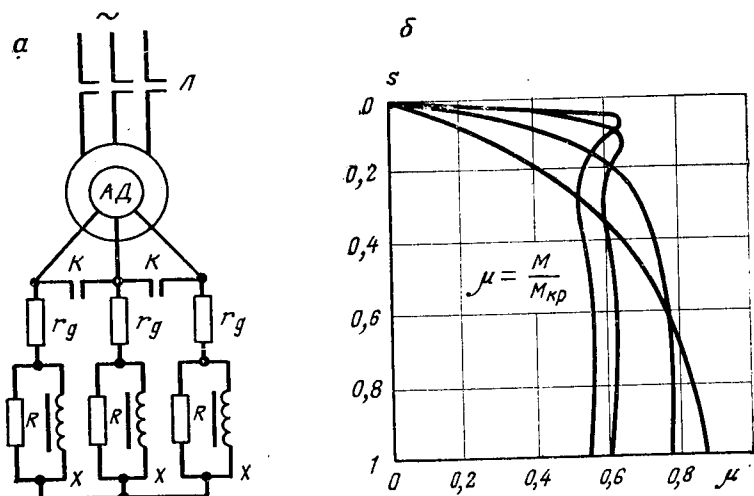


Рис. VI.19. Схема пуска (а) и механические характеристики (б) асинхронного двигателя с активно-индуктивным контуром в цепи ротора

Форма механической характеристики двигателя зависит от отношения между сопротивлениями  $R$ ,  $X$  и  $r_d$ . Поэтому выбор величины этих сопротивлений должен производиться с учетом желаемой формы характеристики. Если требуется примерно постоянный момент двигателя при пуске, то параметры контура могут быть определены по следующим выражениям:

$$X \approx 3R; \quad R \approx 0,25 \frac{r}{s_{кр}}; \quad r_d = \left( \frac{0,32}{s_{кр}} - 1 \right) r.$$

Пусковой момент в этом случае равен примерно  $0,78 M_{кр}$ . При необходимости получения пускового момента большей величины механические характеристики становятся относительно мягкими (рис. VI.19,б), и для уменьшения потерь в двигателе при установившейся скорости вращения пусковой контур по окончании разгона двигателя закорачивают контактором  $K$  (рис. VI.19,а). Такая схема управления двигателем близка по простоте к схеме пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, но позволяет допустить большую частоту пусков. Это обусловлено вынесением пусковых потерь из обмоток ротора в активные сопротивления  $R$  пускового контура, что уменьшает нагрев двигателя.

## УПРАВЛЕНИЕ ТОРМОЖЕНИЕМ И РЕВЕРСИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

### § VII.1. Общие сведения

Торможение рабочей машины применяют с целью: быстрого снижения скорости (вплоть до полной остановки); поддержания постоянной скорости при наличии активного статического момента, стремящегося ее увеличить.

Торможение основано на искусственном отводе энергии от установки (кинетической — при замедлении, потенциальной — при стабилизации скорости). Эту энергию называют *энергией торможения*. Торможение может быть электрическим или механическим.

При механическом торможении с помощью тормоза (ленточного, колодочного или дискового) в систему вводят силы трения, на преодоление которых расходуется часть энергии, преобразующаяся в тепловую и выделяющаяся в тормозных устройствах.

Электрическое торможение основано на введении в систему электромагнитного тормозного момента, создаваемого обычно двигателем электропривода, работающим в генераторном режиме, и реже — специальной электрической машиной. При этом энергия торможения преобразуется в электрическую энергию, отдаваемую в сеть, к которой подключен двигатель (рекуперативное торможение), или в тепловую энергию в сопротивлениях цепей двигателя (торможение противовключением и динамическое).

Преимущество электрического торможения заключается в простоте регулирования тормозного момента и отсутствии изнашивающихся тормозных элементов. Недостатком является дополнительный нагрев двигателя в процессе торможения. Поэтому электрическое торможение целесообразно применять для установок, работающих в циклических режимах с большим количеством торможений. При этом облегчается процесс управления и повышается производительность, что окупает необходимое в некоторых случаях увеличение мощности двигателя.

Характер протекания процесса торможения существенно зависит от вида статического момента. При реактивном моменте, препятствующем движению привода независимо от направления его вращения, после снижения скорости до нуля система остается неподвижной. Для установок с активной статической нагрузкой (подъемные лебедки, краны, электровозы и т. п.) электрическое торможение не устраняет необходимости в механическом тормозе. Он требуется для удержания установки в неподвижном состоянии после отключения двигателя или для торможения при исчезновении напряжения в питающей сети, а также при аварийных ситуа-



циях независимо от вызвавших их причин. В этом случае при пуске электропривода необходимо растормозить установку, а затем включить двигатель. Под действием статического момента после растормаживания может возникнуть вращение в сторону, противоположную необходимому направлению движения. Для устранения этого явления в некоторых случаях сначала включают двигатель, а затем растормаживают установку.

Для машин, работающих в интенсивных режимах (например, экскаваторов), такие способы пуска усложняют управление и заметно снижают производительность. Поэтому удержание системы в неподвижном положении при активной статической нагрузке, т. е. стабилизация нулевой скорости, осуществляется электроприводом без наложения механического тормоза.

Для некоторых установок (подъемные машины, лифты, краны), где требуется точная установка в заданном месте, торможение электропривода осуществляется с помощью замкнутых систем управления. Операция торможения электропривода таких машин ответственнее и сложнее пуска, так как отказ или неточность работы при торможении может привести к тяжелым авариям или даже к несчастным случаям. Поэтому тормозные устройства должны быть надежны и просты, всегда готовы к работе и должны осуществлять торможение независимо от работы других устройств системы.

При наличии упругих элементов в электромеханической системе торможение, как и пуск, может сопровождаться возникновением значительных деформаций в элементах механического оборудования. Переходные процессы в этом случае описываются уравнениями (III.95), (III.97) и (III.99), общими для всех режимов работы. При торможении изменяются только величины начальных и установившихся значений скоростей и деформаций, зависящие от применяемого способа торможения и нагрузок на валу двигателя.

Рекуперативное торможение сопровождается отдачей энергии в сеть и возникает (см. § II.2, II.3) только при скорости двигателя, большей скорости идеального холостого хода. Поэтому при питании двигателя от сети этот режим может быть использован только для получения стабильных скоростей движения при воздействии на электропривод активных статических моментов, например при спуске груза. Если двигатель питается от преобразователя, обеспечивающего изменение скорости идеального холостого хода, то рекуперативное торможение можно применять при любых видах статических моментов, как для стабилизации скорости, так и для снижения ее до полной остановки.

Динамическое торможение может применяться при любых видах статических моментов и скоростях электропривода как для остановки агрегата, так и для получения постоянной скорости при опускании грузов или движении электровозов под уклон, но при активной статической нагрузке, действующей в направлении вращения привода, торможение до нулевой скорости осуществить нельзя.

Торможение противовключением позволяет создать тормозной момент при любых скоростях и видах нагрузки, но оно наименее экономично по расходу электроэнергии.

Реверсированием называют изменение направления движения рабочих частей механизма на обратное. Если реверсирование осуществляется с разрывом во времени между остановкой двигателя и пуском в противоположном направлении, то оно рассматривается как обычный пуск (см. гл. VI). Однако для некоторых машин, работающих в циклическом режиме с периодическим изменением направления движения (механизмы поворота роторных экскаваторов, разгрузочные тележки конвейеров и т. п.), под реверсированием понимают процесс изменения скорости от максимального ее значения при одном направлении до максимального значения при противоположном направлении движения без разрыва во времени, когда тормозной режим сменяется режимом пуска в обратном направлении. Это накладывает определенные условия на выбор способов электрического торможения и пуска, так как реверсирование должно осуществляться в минимально возможное время при одновременном ограничении нагрузок в элементах механической системы машины.

Если в электромеханической системе имеются упругие элементы и зазоры, ее поведение при торможении и реверсировании описывается общими для всех режимов работы дифференциальными уравнениями (III.95)—(III.97) и (III.99), в которые необходимо подставить начальные и установившиеся значения скоростей и деформаций применительно к условиям конкретных процессов.

Например, при  $M = \text{const}$  и начальных условиях переходного процесса  $\delta_0 = \delta_c = M_c/c$ ;  $\dot{\delta}_0 = \omega_{10} - \omega_{20} = 0$  поведение электромеханической системы (см. рис. 1.3) описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}\omega_1 &= \varepsilon_{\text{ср}} t + \varepsilon_{\text{ср}} T \frac{J_2}{J_1} \sin qt; \\ \omega_2 &= \varepsilon_{\text{ср}} t - \varepsilon_{\text{ср}} T \frac{J_2}{J_1} \sin qt; \\ \delta &= \frac{M_c}{c} + \varepsilon_{\text{ср}} \frac{J_2}{c} (1 - \cos qt),\end{aligned}\tag{VII.1}$$

где  $\varepsilon_{\text{ср}}$  — среднее значение ускорения.

При пуске величина этого ускорения равна

$$\varepsilon_{\text{ср}} = \frac{M_{\text{п}} - M_c}{J_1 + J_2},\tag{VII.2}$$

а при торможении

$$\varepsilon_{\text{ср}} = -\frac{M_{\text{т}} + M_c}{J_1 + J_2}.\tag{VII.3}$$

Если торможение осуществлять с тормозным моментом  $M_{\text{т}}$ , равным по абсолютному значению пусковому моменту  $M_{\text{п}}$ , то ве-

личина среднего замедления (VII.3) может быть значительно большей, чем ускорение при пуске (VII.2). Однако максимальная деформация упругого элемента при торможении

$$\delta_{\text{т max}} = \frac{M_{\text{с}}}{c} - 2 \frac{J_2 (M_{\text{т}} + M_{\text{с}})}{c (J_1 + J_2)} \quad (\text{VII.4})$$

может не превышать максимальной деформации при пуске

$$\delta_{\text{п max}} = \frac{M_{\text{с}}}{c} + 2 \frac{J_2 (M_{\text{п}} - M_{\text{с}})}{c (J_1 + J_2)}. \quad (\text{VII.5})$$

Например, при  $J_1 = J_2$  и  $M_{\text{п}} = M_{\text{т}}$  максимальные деформации при пуске и торможении равны. Однако амплитуда колебаний скоростей  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , а также деформации  $\delta$  при торможении значительно возрастают. Кроме того, при наложении механического тормоза в момент снижения скорости до нуля, если  $\omega_1 \neq \omega_2$  и  $\delta \neq \delta_{\text{с}}$ , может возникнуть колебательный процесс. Максимальная деформация при торможении будет больше, чем при пуске, если в передаче имеются зазоры.

Из выражений (VII.4) и (VII.5) можно определить тормозной момент, при котором сохраняются одинаковые максимальные деформации при пуске и торможении:

$$M_{\text{т}} = M_{\text{с}} \left( \frac{J_1}{J_2} - 1 \right) + M_{\text{п}}. \quad (\text{VII.6})$$

Как видно из полученной зависимости, при  $J_1 < J_2$  тормозной момент для выполнения поставленного условия должен быть меньше пускового. В противном случае максимальная деформация упругого элемента будет при торможении.

## § VII.2. Торможение и реверсирование двигателей постоянного тока

При использовании рекуперативного торможения для спуска груза может быть без всяких изменений применена обычная схема управления реверсивного электропривода постоянного тока. Двигатель включается для вращения в сторону, соответствующую опусканию груза, в результате чего вращающий момент двигателя действует согласно со статическим моментом нагрузки. Под их совместным воздействием привод начинает разгоняться, а вращающий момент  $M$  уменьшается (рис. VII.1, а). При скорости идеального холостого хода  $\omega_0$  момент двигателя становится равным нулю, дальнейшее ускорение привода происходит под действием статического момента  $M'_{\text{с}}$  и двигатель переходит в генераторный режим, преобразуя потенциальную энергию опускающегося груза в электрическую и отдавая ее в сеть. Момент на валу двигателя становится тормозным и возрастает по мере увеличения скорости. Это приводит к уменьшению ускорения привода. При тормозном моменте, равном статическому, переходный процесс заканчивается, и привод достигает установившейся скорости  $\omega'_{\text{с}}$ .

при которой происходит дальнейшее опускание груза. Для остановки электропривода должны быть использованы другие виды торможения или механический тормоз.

Таким образом, переход в режим рекуперативного торможения происходит автоматически и не требует никаких переключений. Скорость опускания груза зависит от жесткости механической характеристики, т. е. от сопротивления цепи якоря.

Для электроприводов, работающих в режиме рекуперативного торможения, должна быть предусмотрена защита, отключающая двигатель от сети и осуществляющая аварийное механическое тор-

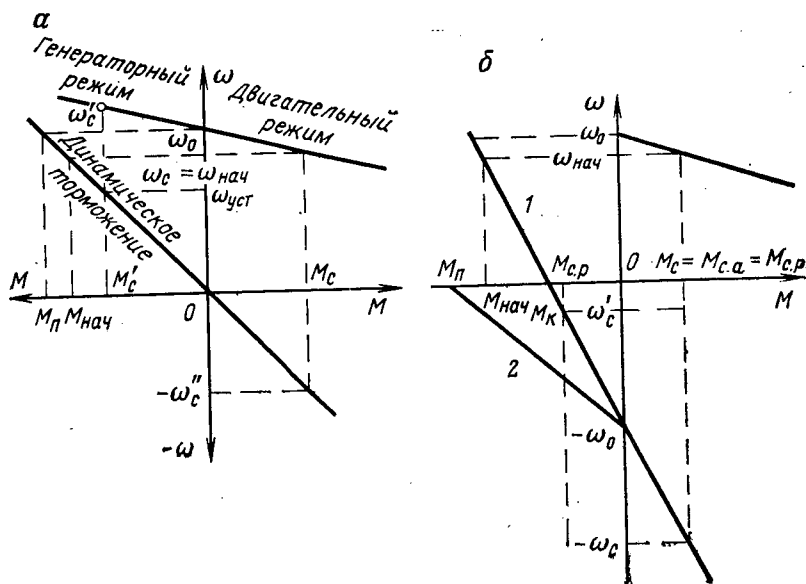


Рис. VII.1. Механические характеристики тормозных режимов

можение при недопустимом увеличении скорости, которое может возникнуть вследствие уменьшения магнитного потока возбуждения.

Так как вращающий момент в режиме рекуперативного торможения линейно зависит от скорости, то механические переходные процессы описываются дифференциальными уравнениями (III.1) и (III.2), в которые подставляются соответствующие начальные и установившиеся величины, найденные по статическим характеристикам (рис. VII.1). Для рассмотренного выше режима опускания груза  $\omega_{нач} = \omega_c$ ,  $\omega_{уст} = \omega'_c$ ,  $M_{нач} = M_c$ ,  $M_{уст} = -M'_c$ . Тогда, согласно (III.9), изменение скорости во времени происходит по закону

$$\omega = \omega'_c \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right) + \omega_c e^{-\frac{t}{T_M}}, \quad (VII.7)$$

а поведение электромагнитного момента, согласно (III.15),

$$M = (M_c + M'_c) e^{-\frac{t}{T_m}} - M'_c. \quad (\text{VII.8})$$

Механическая постоянная времени  $T_m = \frac{J\omega_0}{M_n}$  определяется так же, как и для двигательного режима. Зависимости  $\omega(t)$  и  $M(t)$  имеют экспоненциальный характер.

Динамическое торможение в отличие от рекуперативного требует выполнения ряда переключений в схеме управления (рис. VII.2). Для перевода электропривода в режим динамического торможения с целью снижения скорости может быть использована кнопка *КНС*

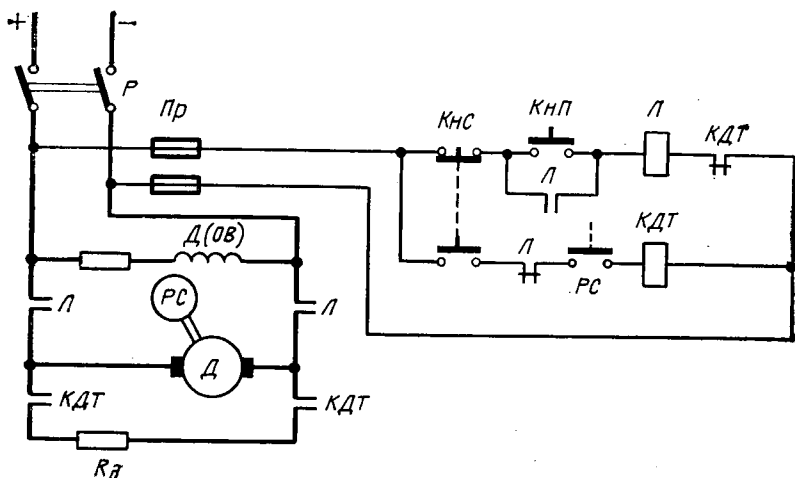


Рис. VII.2. Схема управления динамическим торможением

(«Стоп»). Если динамическое торможение применяется для опускания грузов, то необходимо применить специальный аппарат управления, включающий двигатель по схеме динамического торможения.

В первом случае подключенный к сети контактором *Л* двигатель, вращающийся со скоростью  $\omega_c$ , нажатием кнопки *КНС* переводится в режим динамического торможения. При этом главные контакты контактора *Л* отключают якорь двигателя от сети, а размыкающий блок-контакт *Л* включает контактор динамического торможения *КДТ*, замыкающий якорь двигателя на добавочное сопротивление  $R_d$ . Под действием э.д.с. якоря в образованном контуре возникает ток, создающий тормозной момент. Электропривод под действием статического и тормозного моментов начинает снижать скорость. При этом тормозной момент, пропорциональный скорости (см. также рис. VII.1,а) уменьшается. Иногда для поддержания примерно постоянного тормозного момента по мере изменения скорости уменьшают величину сопротивления  $R_d$ .

После снижения скорости до нуля движение привода при реактивной статической нагрузке прекращается. Если нагрузка активная, то под воздействием статического момента начинается движение с противоположным направлением вращения. Поэтому при  $\omega=0$  необходимо отключить контактор *КДТ* и затормозить систему механическим тормозом. Отключение *КДТ* осуществляется реле скорости РС, контакты которого при  $\omega \approx 0$  размыкаются и разрывают цепь катушки *КДТ*. Размыкающий блок-контакт *КДТ* в цепи катушки линейного контактора *Л* замыкается, обеспечивая возможность включения двигателя.

Механические переходные процессы в режиме динамического торможения, как и в двигательном режиме, описываются основным уравнением движения электропривода (I.9), в которое должны быть подставлены законы изменения электромагнитного момента двигателя и статического момента нагрузки.

Электромагнитный момент в режиме динамического торможения изменяется по закону

$$M = -\beta\omega, \quad (\text{VII.9})$$

где  $\beta = \frac{M_c}{\omega_c^*}$  — жесткость механической характеристики (см. рис. VII.1, а) привода в режиме динамического торможения.

Тогда при постоянном статическом моменте  $M_c = \text{const}$  движение электропривода в переходных процессах описывается дифференциальным уравнением первого порядка

$$J\dot{\omega} = -\beta\omega - M_c \quad \text{или} \quad T_m \dot{\omega} + \omega = -\frac{M_c}{\beta} = -\omega_c^*, \quad (\text{VII.10})$$

где  $T_m = \frac{J}{\beta} = \frac{J\omega_c^*}{M_c}$  — механическая постоянная времени привода в режиме динамического торможения.

Переходные процессы при динамическом торможении носят экспоненциальный характер, так как решение уравнения (VII.10) имеет вид

$$\omega = (\omega_{\text{нач}} + \omega_c^*) e^{-\frac{t}{T_m}} - \omega_c^*. \quad (\text{VII.11})$$

Подставляя в это выражение вместо скоростей соответствующие им значения моментов согласно (VII.9), найдем закон изменения момента при переходных процессах

$$M = -(M_{\text{нач}} + M_c) e^{-\frac{t}{T_m}} + M_c. \quad (\text{VII.12})$$

В случае применения динамического торможения для снижения скорости электропривода, работавшего в двигательном режиме, начальные условия переходного процесса могут быть определены по статическим характеристикам (рис. VII.1, а). Тогда, согласно (VII.11) и (VII.12), переходный процесс будет протекать, как показано на рис. VII.3.

Если в момент снижения скорости  $\omega$  до нуля, т. е. при  $t=t_r$ , электропривод не будет остановлен механическим тормозом, то под действием активной статической нагрузки начнется его движение в противоположном направлении и скорость будет возрастать до значения  $-\omega_c''$ , соответствующего установившемуся режиму движения под действием нагрузки.

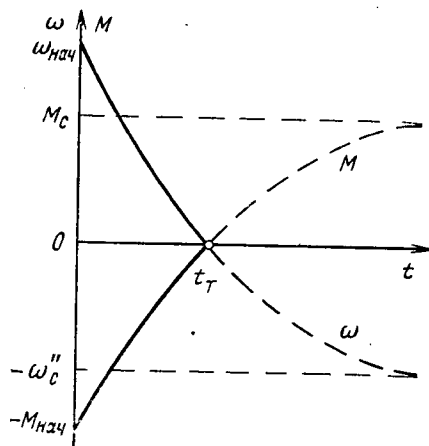


Рис. VII.3. Графики переходных процессов при динамическом торможении

При реактивной статической нагрузке движения привода после его остановки не произойдет и переходный процесс закончится при  $t=t_r$ , когда  $\omega=0$  и  $M=0$ . Время снижения скорости от  $\omega_{нач}$  до  $\omega$  может быть определено из (VII.11)

$$t = T_m \ln \frac{\omega_{нач} + \omega_c''}{\omega + \omega_c''}. \quad (VII.13)$$

Продолжительность торможения до полной остановки  $\omega=0$ .

$$t_r = T_m \ln \frac{\omega_{нач} + \omega_c''}{\omega_c''}. \quad (VII.14)$$

Если начальная скорость  $\omega_{нач} = \omega_c''$ , то время торможения  $t_r = 0,693 T_m$ .

В случае применения динамического торможения для опускания груза (см. рис. VII.1, а) начальные значения скорости и момента равны нулю:  $\omega_{нач}=0$ ;  $M=0$ . Тогда переходный процесс в соответствии с (VII.11) и (VII.12) описывается уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \omega_c'' e^{-\frac{t}{T_m}} - \omega_c'' = -\omega_c'' \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right); \\ M &= -M_c e^{-\frac{t}{T_m}} + M_c = M_c \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (VII.15)$$

При использовании динамического торможения для приводов, требующих изменения направления вращения при значительной начальной скорости противоположного знака, усложняется процесс управления. Привод, работающий в двигательном режиме, необходимо сначала затормозить в режиме динамического торможения, а затем перевести в двигательный режим с противоположным направлением вращения. Поэтому для нерегулируемых электроприводов реверсивных установок, требующих быстрого изменения направления движения, часто применяют режим противоблокировки.

Для получения этого режима при включенном двигателе, вращающемся с полной скоростью в определенном направлении, изменяют полярность напряжения якорной цепи с помощью реверсирующих контакторов, предназначенных для изменения направле-

ния вращения. Например, при включенном контакторе  $B$  (рис. VII.4) нажимают кнопку  $КнП$  («Назад»). Это вызывает размыкание цепи катушки контактора  $B$ , отключающего двигатель от сети своими главными контактами. При этом через замкнувшийся контакт  $КнН$  после замыкания размыкающего блок-контакта контактора  $B$  получит питание катушка контактора  $H$ . Его главные контакты подключают двигатель к сети, а замыкающий блок-контакт  $H$  шунтирует кнопку  $КнН$ .

Двигатель в результате этого перейдет в режим противовключения. Так как э.д.с.  $E$  якоря в этом режиме будет действовать согласно с напряжением сети, то возникает большой бросок тока, для ограничения которого при переходе в режим противовключения вводится добавочное сопротивление  $R_{пр}$ . Это осуществляется с помощью реле противовключения  $РП$ , которое при работе двигателя включено и своим контактом включает контактор  $КП$ , шунтирующий сопротивление  $R_{пр}$ . В момент реверса катушка  $РП$  обесточивается, и его замыкающий контакт отключает контактор  $КП$ . Поэтому в цепь якоря вводится сопротивление  $R_{пр}$ , и привод работает на механической характеристике 1 (см. рис. VII.1, б).

После снижения скорости до нуля срабатывает реле  $РП$  (см. рис. VII.4) и включает контактор  $КП$ , шунтирующий сопротивление  $R_{пр}$ . Двигатель переходит на механическую характеристику 2 с пусковым моментом  $M_n$  и начинает разгоняться в противоположном направлении, работая в двигательном режиме.

При активной статической нагрузке режим противовключения может быть использован также для получения стабильной скорости привода, например при опускании груза. Однако вследствие значительных потерь энергии в этом режиме его применение для длительной работы нецелесообразно.

Механические переходные процессы в режиме противовключения описываются основным уравнением движения привода (I.9) и уравнением механической характеристики

$$M = -M_k - \beta\omega, \quad (VII.16)$$

где  $\beta = \frac{M_k}{\omega_0}$  — жесткость механической характеристики 1 на рис.

VII.1, б в режиме противовключения.

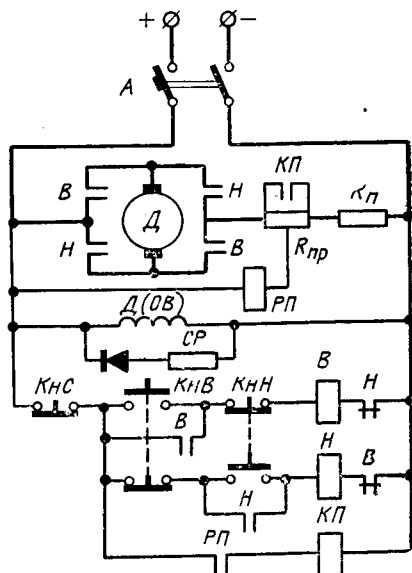


Рис. VII.4. Схема управления противовключением



При  $M_c = \text{const}$  движение электропривода в режиме противовключения описывается уравнением

$$J\dot{\omega} = -M_K - \beta\omega - M_c$$

или

$$T_m \dot{\omega} + \omega = -\frac{M_K + M_c}{\beta} = -\omega_c, \quad (\text{VII.17})$$

где  $T_m = J/\beta$  — механическая постоянная времени.

Решение этого уравнения

$$\omega = (\omega_{\text{нач}} + \omega_c) e^{-\frac{t}{T_m}} - \omega_c \quad (\text{VII.18})$$

характеризует переходный процесс как экспоненциальный.

Электромагнитный момент изменяется по закону

$$M = -(M_{\text{нач}} + M_c) e^{-\frac{t}{T_m}} + M_c. \quad (\text{VII.19})$$

В случае использования режима противовключения для торможения электропривода со статической активной нагрузкой переходный процесс, согласно (VII.18) и (VII.19), будет протекать, как показано на рис. VII.5 сплошными линиями. При снижении скорости до  $\omega = 0$  при  $t = t_T$  необходимо отключить двигатель от сети и наложить механические тормоза. В противном случае происходит реверсирование привода, и он начинает вращаться в противоположном направлении под совместным действием двигателя и статического момента нагрузки (см. также рис. VII.1, б). Когда скорость привода достигнет значения  $-\omega_0$  (при  $t = t_p$ ), двигатель перейдет в генераторный режим с рекуперацией энергии. Знак его электромагнитного момента изменится и действует встречно моменту статической нагрузки. При скорости  $-\omega_c$  тормозной момент двигателя становится равным статическому моменту и начинается установившийся режим работы.

Время торможения электропривода в режиме противовключения может быть определено из (VII.18) при  $\omega = 0$ :

$$t_T = T_m \ln \frac{\omega_{\text{нач}} + \omega_c}{\omega_c}. \quad (\text{VII.20})$$

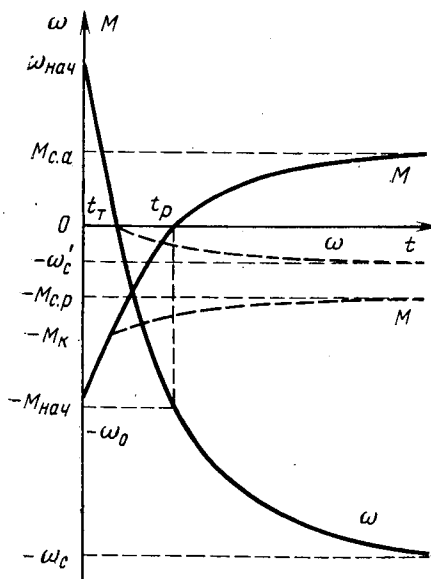


Рис. VII.5. Графики переходных процессов при торможении противовключением

Если статическая нагрузка является реактивной, то процесс торможения до  $t = t_T$  протекает аналогично рассмотренному выше, но при  $\omega = 0$  знак статического момента  $M_c$  изменяется на противоположный. Движение в этом случае будет происходить под действием разности вращающего момента  $M$  и момента статической нагрузки  $M_{c.p}$ . Если  $M_{c.p} > M$ , то при  $t = t_T$  привод остановится. При  $M_{c.p} < M$  (что соответствует рис. VII.1, б, где  $M_{c.p} < M_K$ ) произойдет реверсирование привода и он будет разгоняться до установившейся скорости  $-\omega_c$ , при которой  $M = M_{c.p}$ . Движение в этом случае будет описываться уравнениями (VII.18) и (VII.19) с учетом новых значений начальных и конечных условий процесса:  $\omega_{нач} = 0$ ;  $-\omega_c = -\omega_c$ ;  $M_c = -M_{c.p}$ ;  $M_{нач} = M_K$ ,

$$\left. \begin{aligned} \omega &= -\omega_c' \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_M}} \right) \\ M &= -(M_K - M_{c.p}) e^{-\frac{t}{T_M}} - M_{c.p} \end{aligned} \right\} \quad (VII.21)$$

Характер изменения момента и скорости показан на рис. VII.5 штриховыми линиями.

Как следует из уравнений переходных процессов для рассмотренных тормозных режимов, структура и вид уравнений остаются неизменными при любых режимах работы. Поэтому для анализа переходных процессов при линейных механических характеристиках можно пользоваться выражениями (III.9) и (III.15) с учетом величин и знаков начальных  $M_{нач}$ ,  $\omega_{нач}$  и установившихся значений  $M_{уст}$ ,  $\omega_{уст}$ , которые могут быть определены по статическим характеристикам для соответствующих режимов работы электропривода.

Аналогично могут рассматриваться и электромагнитные переходные процессы в тормозных режимах с использованием уравнений, приведенных в § III.3.

### § VII.3. Торможение и реверсирование двигателей переменного тока

Для двигателей переменного тока могут быть получены все рассмотренные выше тормозные режимы. Однако при использовании синхронных двигателей, как правило, не применяют электрического торможения для остановки электропривода, а генераторный режим с рекуперацией энергии в сеть, как и у машин постоянного тока и асинхронных двигателей, не требует переключений в схеме управления. Для электроприводов с асинхронными двигателями применяют все виды тормозных режимов.

Рекуперативное торможение асинхронных двигателей возможно только при скорости вращения, большей скорости  $\omega_0$  вращающегося поля статора. Поэтому при питании асинхронных двигателей от сети переменного тока с постоянной промышленной частотой тока 50 Гц этот способ торможения используют только для опускания грузов со скоростью выше  $\omega_0$ . При питании двигателей от управ-

ляемых преобразователей частоты рекуперативный режим может быть использован для торможения электропривода почти до нулевой скорости (см. гл. XIII).

Режим рекуперативного торможения не требует никаких изменений в схемах управления. Необходимо только предусмотреть защиту привода от недопустимого увеличения скорости вращения, которое может возникнуть при большом статическом моменте и значительном понижении напряжения питающей сети, когда критический момент двигателя может оказаться меньше статического.

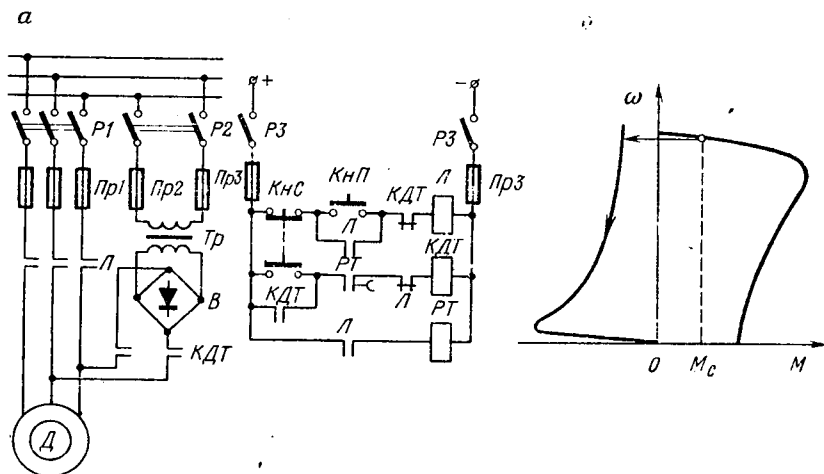


Рис. VII.6. Схемы управления динамическим торможением асинхронного двигателя

Поведение электропривода в переходных процессах описывается рассмотренными выше уравнениями, так как механические характеристики асинхронного двигателя в этом режиме принимают линейно зависящими от скорости.

Динамическое торможение асинхронных двигателей применяется в тех же случаях, что и у двигателей постоянного тока. Для его осуществления обмотку статора отключают от сети и питают постоянным током. В качестве источников постоянного тока применяют генераторы постоянного тока, магнитные усилители, неуправляемые и управляемые выпрямители.

В простейшей схеме управления динамическим торможением асинхронного двигателя (рис. VII.6, а) после нажатия кнопки *KnC* («Стоп») обмотка статора отключается от сети переменного тока линейным контактором *Л*. При этом размыкающий блок-контакт разрывает цепь катушки реле времени *РТ*, а размыкающий блок-контакт *Л* включает контактор динамического торможения *КДТ*. Через главные контакты *КДТ* подается постоянный ток в обмотку статора, и начинается процесс динамического торможения, сопровождающийся снижением скорости привода (рис. VII.6,

б). По истечении выдержки времени, равной расчетной продолжительности торможения, контакт  $PT$  реле времени размыкает цепь катушки контактора  $KДТ$ , что приводит к окончанию процесса динамического торможения.

Так как тормозной момент двигателя в режиме динамического торможения сильно зависит от скорости вращения, то в электроприводах с пусковыми сопротивлениями для увеличения тормозного момента их иногда переключают в процессе торможения. Однако при этом усложняется схема управления, так как не всегда можно использовать автоматическое переключение ступеней реостата, настроенное на условия пуска, а при ручном управлении переключения выполняются недостаточно точно.

Этот недостаток может быть устранен, если в цепь статора подавать ток возбуждения, пропорциональный току ротора, питая обмотку статора выпрямленным током ротора. В этом случае потери, выделяющиеся в роторе асинхронного двигателя, используются для возбуждения статора и не требуется изменения сопротивления цепи ротора для поддержания высокого значения тормозного момента [7].

Если при динамическом торможении в цепь ротора асинхронного двигателя включено сопротивление, тормозные механические характеристики можно приближенно принять линейными. Тогда переходные процессы, как и для двигателей постоянного тока, могут быть рассчитаны по формулам (VII.11) и (VII.12).

Для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и для двигателей с фазным ротором при небольшом дополнительном сопротивлении в цепи ротора тормозные механические характеристики будут существенно нелинейными. Поэтому для анализа переходных процессов динамического торможения целесообразно использовать графо-аналитический метод (см. § III.7).

В этом случае при определении приращения времени

$$\Delta t = J \frac{\Delta \omega}{M \pm M_c}$$

приращение скорости нужно брать со знаком минус, так как скорость привода уменьшается, а статический момент — со знаком плюс при совпадении его с направлением скорости и со знаком минус при противоположном направлении. Момент двигателя, являющийся тормозным, всегда принимается отрицательным.

Для получения режима противовключения у асинхронного двигателя, вращающегося с полной скоростью в определенном направлении, изменяют направление вращения магнитного поля статора с помощью реверсирующих контакторов (рис. VII.7, а). Например, при включенном контакторе  $B$  нажатием кнопки  $KнП$  («Назад») размыкают цепь катушки контактора  $B$ , отключающего двигатель от сети. При этом сработает контактор  $H$ , подключающий двигатель к сети с другим порядком чередования фаз, и двигатель перейдет в режим противовключения со значительным брос-

ком тока в момент переключения. Под действием тормозного момента двигатель начнет останавливаться.

У асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором при торможении противовключением обычно никаких дополнительных мер по ограничению тока не применяют. Если требуется только затормозить такой двигатель, то при снижении скорости вращения до нуля необходимо отключить от сети, чтобы исключить его разгон в обратном направлении.

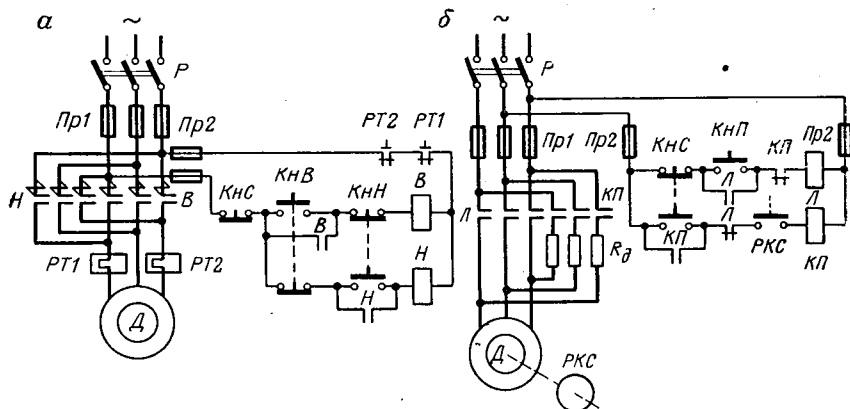


Рис. VII.7. Схемы управления противовключением асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Для ограничения тормозных моментов и токов в цепь статора иногда включают добавочное сопротивление  $R_d$  (рис. VII.7, б). Торможение производится нажатием двоянной кнопки  $КНС$  («Стоп») в цепях катушек контакторов  $Л$  и  $КП$ . Контактор  $Л$  отключает двигатель от сети и замыкает свой блок-контакт  $Л$  в цепи контактора  $КП$ , что вызывает его включение. При этом порядок чередования фаз в цепи статора изменится, и двигатель перейдет в режим торможения противовключением с введенным в цепь статора сопротивлением  $R_d$ . При скорости, близкой к нулю, контакт реле  $РКС$  в цепи контактора  $КП$  размыкается и двигатель отключается от сети.

В качестве кнопки  $КНС$  может быть использован конечный или путевой выключатель, включаемый рабочим органом машины при достижении им определенного положения. Это позволяет автоматизировать процесс торможения, а при реверсивной схеме — процесс реверсирования привода в функции пути. Применение двух путевых выключателей, установленных в крайних положениях, позволяет автоматически изменять направление движения между двумя заданными точками.

При торможении противовключением двигателя с фазным ротором для ограничения броска тока в цепь ротора фазного асинхронного двигателя вводится добавочное сопротивление контакто-

ром противовключения  $KП$  с помощью специального реле противотока  $РП$  (рис. VII.8), включенного в одну из фаз ротора последовательно с сопротивлением  $r_{пр}$ . Реле настраивается на ток отпущения, равный току противовключения  $I_{пр}$  фазы ротора асинхронного двигателя при полностью включенном сопротивлении фазы или пусковому току. Поэтому при нормальном пуске двигателя реле  $РП$  не срабатывает и его размыкающий контакт включает контактор  $KП$ , который главными контактами шунтирует сопротивление  $r_{пр}$ , а блок-контактом  $KП$  размыкает цепь реле времени  $PВ1$ , обеспечивая нормальную работу схемы пуска.

При переходе в режим противовключения после включения контактора  $H$  (или  $B$ ) э. д. с. фазы ротора почти в два раза превышает э. д. с. при пуске, что приводит к включению реле  $РП$ . Контактор  $KП$  отключается, вводя в цепь ротора сопротивление  $r_{пр}$ . При уменьшении скорости двигателя и тока до величины  $I_{пр}$ , что произойдет при скорости, равной нулю, реле  $РП$  отключается, это приводит к включению контактора  $KП$ , закорачивающего сопротивление  $r_{пр}$ , и последующему разгону привода в противоположном направлении. .

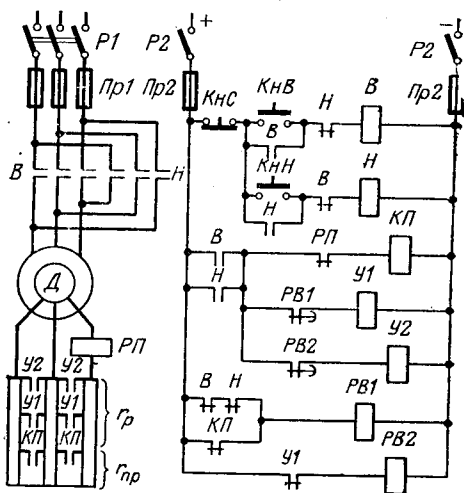


Рис. VII.8. Схема управления противовключением асинхронного двигателя с фазным ротором

## § VIII.1. Общие сведения

Некоторые установки (подъемные, откаточные и маневровые лебедки, буровые станки, электровозы и т. п.) при выполнении производственного процесса должны работать с переменной скоростью. Поэтому для таких установок требуется регулируемый электропривод.

Регулирование скорости, т. е. принудительное ее изменение независимо от нагрузки, можно осуществлять двумя способами: изменением угловой скорости электродвигателя или изменением передаточного отношения между двигателем и рабочей машиной. Недостатками последнего способа являются относительная сложность, недостаточная надежность, а также трудность получения плавного регулирования скорости. Поэтому в настоящее время для регулирования скорости применяют метод изменения угловой скорости двигателя.

Если при этом не предъявляется особых требований к поддержанию постоянства скорости при изменении нагрузки, колебаниях напряжения сети или воздействии других возмущающих факторов, то применяют электропривод с разомкнутыми системами управления. В этом случае можно использовать любой тип регулируемого электропривода, но для максимального упрощения электрической части и снижения ее стоимости применяют параметрические способы регулирования скорости.

Во всех указанных случаях регулирования скорости происходит изменение механической характеристики привода. Выбор способа регулирования скорости должен базироваться на основных требованиях производственного процесса, которые в общем случае можно охарактеризовать следующими показателями:

1. *Жесткостью механической характеристики.* Для некоторых рабочих машин необходимо, чтобы жесткость механических характеристик при работе на различных скоростях оставалась одинаковой или мало изменялась. Поэтому при выборе способа регулирования скорости следует учитывать степень изменения жесткости механической характеристики при работе на различных скоростях.

2. *Диапазоном регулирования,* под которым понимаются отношение максимально возможной скорости при номинальной нагрузке и установившемся режиме к минимальной скорости при тех же условиях. Диапазон регулирования не может быть безграничным, так как верхний предел скорости ограничивается механической прочностью якоря (ротора) и коммутационной способностью двигателя постоянного тока, а нижний — точностью поддержания ско-

рости при колебаниях нагрузки. В специальных схемах электроприводов диапазон регулирования скорости может достигать 1000:1, что значительно упрощает кинематическую схему рабочей машины.

3. *Плавностью регулирования*, которая определяется отношением скоростей на двух соседних ступенях. Чем меньше разность этих скоростей, тем больше плавность регулирования, но при этом требуется большее число ступеней регулирования.

4. *Характером изменения момента на валу двигателя в зависимости от угловой скорости*. Наилучшее использование электродвигателя будет в том случае, если момент на валу двигателя при

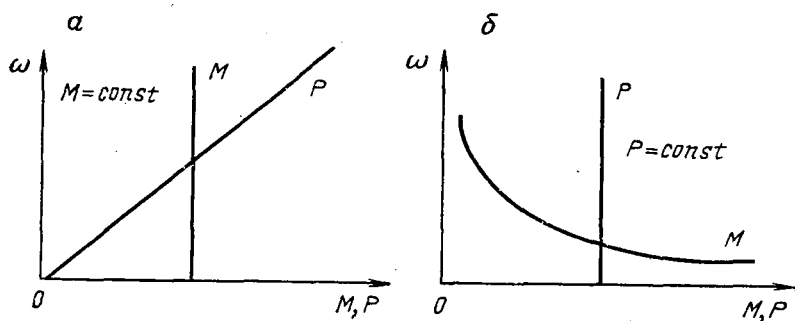


Рис. VIII.1. Зависимости момента и мощности от скорости

всех скоростях соответствует статическому моменту рабочей машины. Однако возможности получения различных видов зависимости момента двигателя от его угловой скорости весьма ограничены. В основном это  $M = \text{const}$  и  $M\omega = \text{const}$ . Если момент на валу двигателя при любых угловых скоростях остается постоянным, то такое регулирование называют *регулированием с постоянным моментом*. Мощность двигателя в этом случае будет пропорциональна скорости (рис. VIII.1, а), и она должна выбираться из условий работы с максимально возможной скоростью. Если при регулировании скорости мощность на валу двигателя остается постоянной, то момент будет изменяться по гиперболе (рис. VIII.1, б) и *регулирование будет при постоянной мощности*. Необходимая мощность двигателя выбирается по условиям получения необходимого максимального момента. При несоответствии характеристик двигателя и рабочей машины двигатель будет использован неправильно.

5. *Устойчивостью работы* при различных скоростях, которая позволяет судить о стабильности работы установки на различных скоростях при бесконечно малых возмущениях.

6. *Допустимой по условиям нагрева нагрузкой* двигателя при регулировании скорости. Эта нагрузка зависит от способов регули-



рования скорости и охлаждения двигателя. Так, у двигателей с независимой вентиляцией она остается постоянной при любой скорости, поскольку условия охлаждения не меняются. В двигателях с самовентиляцией количество охлаждающего воздуха пропорционально частоте вращения, поэтому и отводимое тепло растет вместе со скоростью, что вызывает необходимость уменьшения нагрузок двигателя при снижении скорости.

7. *Экономичностью системы регулирования*, которая при ее выборе оценивается первоначальными затратами, т. е. стоимостью оборудования регулируемого электропривода, и эксплуатационными расходами. Эксплуатационные расходы приблизительно определяются средним значением к.п.д. электропривода при регулировании скорости. Считая, что в течение времени  $t_i$  работы на  $i$ -й ступени регулирования мощность на валу  $P_i$  и мощность потерь  $\Delta P_i$  остаются постоянными, средний к.п.д. за цикл

$$\eta = \frac{\sum_{i=1}^m P_i t_i}{\sum_{i=1}^m (P_i + \Delta P_i) t_i},$$

где  $m$  — число ступеней регулирования.

При оценке того или иного метода регулирования угловой скорости двигателя необходимо исходить из всех приведенных выше показателей. Однако иногда для сокращения первоначальных затрат выбирают простую и недорогую систему электропривода, хотя и имеющую низкий к.п.д. при малых скоростях, например в подъемных механизмах для получения низких посадочных скоростей.

Регулируемый электропривод в горной промышленности может найти применение для большинства машин и механизмов в подземных условиях и на поверхности.

На электровозном транспорте регулируемый привод упрощает выполнение маневровых работ. Применение регулируемого привода для конвейеров позволяет изменять их скорость в зависимости от грузопотока, что дает большой экономический эффект вследствие уменьшения расхода электроэнергии и износа конвейерной ленты.

Регулируемый привод целесообразен также и для лебедок откатки не только для облегчения пуска, но и для снижения скорости при небольшой интенсивности добычи.

Регулируемый привод позволяет легко и быстро осуществить повышение производительности вентиляторов, необходимое например для вентиляторов частичного проветривания.

Регулирование скорости шахтных подъемных машин требуется при маневровых работах и подходе к разгрузочным устройствам.

## § VIII.2. Регулирование скорости электроприводов с двигателями постоянного тока

Угловая скорость двигателя постоянного тока согласно (II.10) является функцией напряжения  $U$  на зажимах его якоря и магнитного потока  $\Phi$ . Поэтому, изменяя напряжение на зажимах якоря, или поток возбуждения, или оба параметра одновременно, можно регулировать угловую скорость двигателя.

Если при изменении напряжения на зажимах якоря магнитный поток остается неизменным, то для полного использования двигателя по нагреву ток якоря должен оставаться постоянным; момент двигателя ( $M = c\Phi I$ ) будет также постоянным. Поэтому регулирование скорости изменением напряжения на зажимах двигателя относится к способу регулирования с постоянным моментом. Полезная мощность на валу двигателя будет изменяться по линейному закону, так как  $P = M\omega$ .

Изменение напряжения на зажимах якоря можно осуществлять включением добавочного сопротивления в цепь якоря или питанием двигателя от управляемого преобразователя. Последний способ описан ниже, а здесь рассмотрим регулирование скорости путем изменения напряжения с помощью добавочного сопротивления в цепи якоря.

При включении добавочного сопротивления в цепь якоря на нем происходит падение напряжения от тока нагрузки и к якорю подводится пониженное напряжение. Напряжение на якорю уменьшается с ростом тока якоря, поэтому скорость двигателя с увеличением нагрузки падает более интенсивно.

Рассмотрим процесс регулирования скорости с помощью добавочного сопротивления в цепи якоря на примере двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Пусть двигатель работает на естественной характеристике (точка 1, рис. VIII.2), имея скорость  $\omega_1$  и момент  $M_1$ , равный статическому  $M_c$ . Сразу после включения добавочного сопротивления скорость двигателя из-за инерции вращающихся частей системы не изменится и будет равна прежней скорости  $\omega_1$ , а момент уменьшится и станет равным  $M_2$  (точка 2 на реостатной характеристике). Так как момент двигателя в точке 2 меньше статического, то скорость двигателя начнет падать по реостатной характеристике, что будет сопровождаться увеличением момента двигателя. Этот процесс закончится в точке 3, когда моменты двигателя и нагрузки станут равными. Тогда

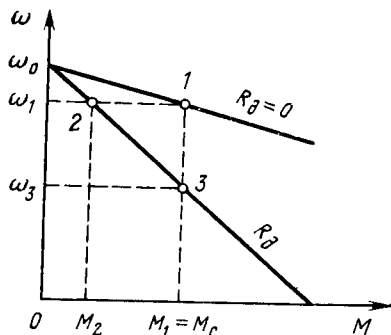


Рис. VIII.2. Характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения при регулировании скорости введением сопротивления в цепь якоря

двигатель будет работать с постоянной скоростью  $\omega_3$ , меньшей первоначальной скорости.

Процесс регулирования скорости с помощью добавочного сопротивления в цепи якоря двигателей постоянного тока последовательного и смешанного возбуждения такой же, как у двигателя с независимым возбуждением. Необходимая величина сопротивления  $R_d$ , которое должно быть введено в цепь якоря любого двигателя постоянного тока для снижения скорости от  $\omega_c$  до  $\omega_2$  при неизменном токе якоря, может быть определена следующим образом.

Согласно (II.10) для заданных скоростей можно записать

$$\omega_c = \frac{U - I_c r}{c\Phi}; \quad \omega_2 = \frac{(U - I_c r) - I_c R_d}{c\Phi}.$$

После деления второго равенства на первое получим

$$R_d = \left( 1 - \frac{\omega_2}{\omega_c} \right) \left( \frac{U}{I_c} - r \right).$$

Добавочное сопротивление должно быть выбрано для длительной работы с пониженной скоростью при полном токе нагрузки.

При работе двигателя с пониженной скоростью часть энергии, потребляемой им из сети, преобразуется в механическую, а остальная энергия теряется в добавочном сопротивлении и в двигателе. Мощность потребления двигателя  $P_1 = UI = M\omega_0$  при постоянном моменте на валу также постоянна, а мощность на валу двигателя  $P = \omega M$  падает с уменьшением скорости. Мощность потерь

$$\Delta P = P_1 - P = M\Delta\omega = P_1\gamma,$$

где  $\gamma = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  — относительный перепад скорости.

Таким образом, при регулировании скорости двигателя включением добавочного сопротивления мощность потерь в цепи якоря пропорциональна мощности потребления, умноженной на относительный перепад скорости. Эти потери выделяются в виде тепла в сопротивлениях. При регулировании с постоянным моментом на валу к. п. д. двигателя в зависимости от скорости

$$\eta = \frac{P}{P_1} = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

При большой величине добавочного сопротивления характеристики двигателей становятся очень мягкими и двигатель работает неустойчиво, так как даже незначительное изменение момента  $M$  на валу двигателя вызывает большое изменение скорости  $\omega$ , поэтому для получения устойчивой работы применяют специальные способы, например шунтирование якоря двигателя сопротивлением  $R_{ш}$  (рис. VIII.3, а). Тогда при токе якоря, равном нулю, по сопротивлению  $R_d$  протекает ток, образующий на нем падение на-

пряжения, вследствие чего напряжение на зажимах двигателя и пограничная скорость понижаются ( $\omega'_0 < \omega_0$ ) и характеристика двигателя становится более жесткой, чем реостатная (рис. VIII.3,б).

В тех случаях, когда применяют два или несколько одинаковых двигателей с общей нагрузкой, последовательно-параллельное включение двигателей дает возможность получить несколько ступеней скорости без потерь энергии. Количество ступеней определяется возможным числом сочетаний различных соединений двигателей.

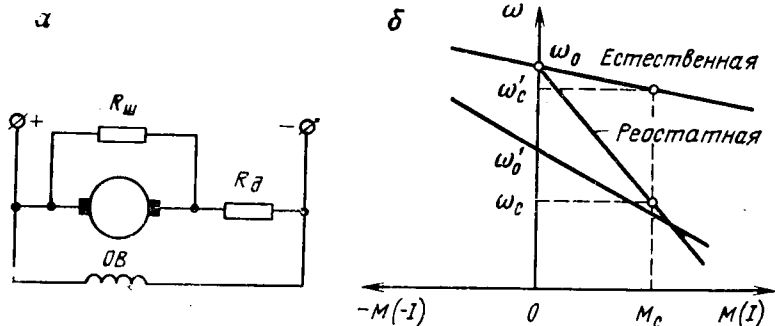


Рис. VIII.3. Схема (а) и характеристики (б) привода при шунтировании якоря двигателя независимого возбуждения

При параллельном соединении к каждому двигателю подводится номинальное напряжение и угловая скорость двигателя

$$\omega = \frac{U - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{c\Phi}.$$

При последовательном соединении  $m$  двигателей напряжение, подводимое к якорю каждого двигателя, снижается в  $m$  раз и, следовательно, в  $m$  раз уменьшается их скорость:

$$\omega' = \frac{U - I_{\text{я}} R_{\text{я}} m}{m c \Phi}.$$

Второй способ регулирования скорости двигателей постоянного тока заключается в изменении потока возбуждения, осуществляемом в двигателях независимого возбуждения с помощью переменного сопротивления в цепи обмотки возбуждения. По условиям допустимого нагрева ток якоря не должен превышать номинального значения. Если напряжение на якоре двигателя остается постоянным, то мощность его  $P = UI$  будет неизменной ( $P = \text{const}$ ), а момент на валу двигателя  $M = P/\omega$  с увеличением скорости будет уменьшаться. Таким образом, регулирование скорости изменением потока возбуждения является регулированием при постоянной мощности.

Достоинством этого способа регулирования скорости двигателей независимого возбуждения является простота и экономичность, так как мощность цепи возбуждения в процессе регулирования уменьшается.

К недостаткам относится возможность только повышать скорость уменьшением магнитного потока, так как увеличить магнитный поток не представляется возможным, поскольку магнитная система современных двигателей насыщена и при увеличении тока возбуждения магнитный поток почти не изменяется. Другим недостатком является понижение перегрузочной способности двигателя из-за ухудшения условий коммутации при уменьшении магнитного потока. Поэтому максимально допустимое повышение скорости двигателей независимого возбуждения принимают 2:1.

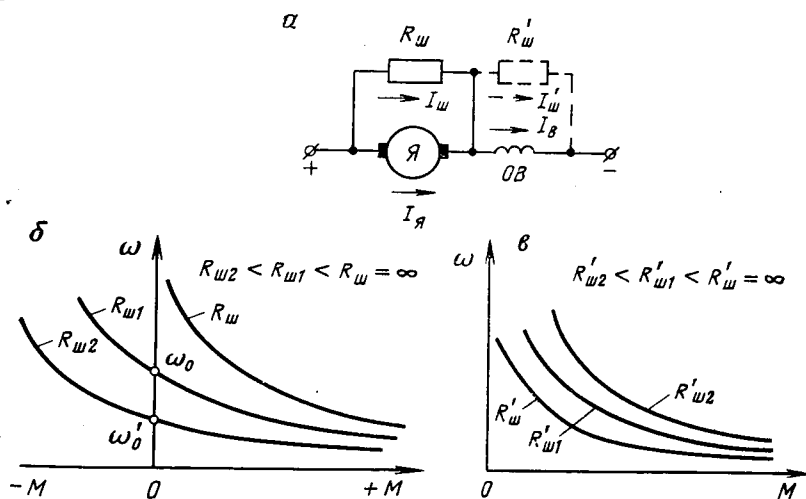


Рис. VIII.4. Схема (а) и характеристики привода при шунтировании якоря (б) и обмотки возбуждения (в) двигателя последовательного возбуждения

У двигателей последовательного возбуждения магнитный поток можно изменить шунтированием обмотки якоря или обмотки возбуждения (рис. VIII.4, а). В этих случаях ток в обмотке возбуждения  $I_b$  не будет равен току в обмотке якоря  $I_a$ .

При шунтировании обмотки якоря ток в обмотке возбуждения увеличится, т. е.  $I_b = I_a + I_{ш}$ , и если магнитная система двигателя не насыщена, то магнитный поток также возрастет, вследствие чего скорость двигателя снизится. При токе якоря, равном нулю, по обмотке возбуждения протекает ток  $I_{ш}$ , создающий магнитный поток полюсов  $\Phi_{ш}$ , и двигатель имеет конечную скорость  $\omega_0 = U / (c\Phi_{ш})$  (рис. VIII.4, б).

При шунтировании обмотки возбуждения ток в ней уменьшится, так как  $I_b = I_a - I_{ш}$ , а скорость двигателя увеличится (рис. VIII.4, в).

Наиболее экономичным методом изменения потока является шунтирование обмотки возбуждения, поскольку падение напряжения на ней составляет несколько процентов от напряжения сети и потери будут незначительными.

### § VIII.3. Регулирование скорости асинхронных двигателей

Частота вращения ротора асинхронного двигателя зависит от угловой скорости вращающегося магнитного поля статора  $\omega_0$  и скольжения  $s$ :

$$\omega = \omega_0 (1 - s).$$

Из уравнения э.д.с. фазы ротора определяем напряжение  $U_2$  на кольцах ротора

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_{20}s - I_2 z_2, \quad (\text{VIII.1})$$

где  $E_{20}$  — э. д. с., наведенная в фазе ротора при  $\omega = 0$ ;

$z_2$  — полное сопротивление фазы ротора.

Из (VIII.1) следует, что скольжение двигателя при неизменной величине тока  $I_2$  является функцией напряжения  $U_2$  на кольцах ротора

$$s = \frac{\dot{U}_2 + I_2 z_2}{\dot{E}_{20}}.$$

Таким образом, угловую скорость асинхронного двигателя при постоянной нагрузке можно считать функцией двух переменных: угловой скорости вращающегося поля (синхронной скорости) и напряжения на кольцах ротора, т. е.  $\omega = f(\omega_0, U_2)$ . Поэтому скорость двигателя можно регулировать изменением напряжения на кольцах ротора или изменением скорости вращающегося магнитного поля статора.

Напряжение на кольцах ротора можно изменять, включая добавочные сопротивления или вводя дополнительную э.д.с. в цепь ротора. При введении добавочного активного сопротивления в цепь ротора ток в роторе

$$I_2 = \frac{E_{20}s}{\sqrt{(r_2 + R_d)^2 + (x_{20}s)^2}} \quad (\text{VIII.2}),$$

уменьшается. При этом уменьшается момент двигателя и скорость его начнет снижаться. Этот процесс протекает так же, как в двигателе постоянного тока независимого возбуждения при введении сопротивления в цепь якоря (см. § VIII.2 и рис. VIII.2).

Пренебрегая сопротивлением обмотки ротора, из (VIII.2) получим

$$s = \frac{I_2}{E_{20}} R_d,$$

т. е. при постоянной нагрузке ( $I_2 = \text{const}$ ) скольжение прямо пропорционально добавочному сопротивлению  $R_d$  в цепи ротора.

При работе в зоне малых скоростей характеристики становятся настолько мягкими, что небольшое изменение статического момента вызывает значительное изменение угловой скорости. Вследствие этого по условию поддержания стабильных значений угловой скорости двигателя приходится обычно ограничивать диапазон регулирования значением 3 : 1.

Регулирование скорости введением добавочного сопротивления в цепь ротора неэкономично, так как снижение скорости вращения связано с потерями, пропорциональными скольжению двигателя. Поэтому реостатное регулирование скорости применяют для установок, в которых время работы с малой скоростью незначительно. Это позволяет снизить стоимость и габариты аппаратуры в результате использования пускового реостата в качестве регулировочного.

Если момент нагрузки рабочей машины зависит от скорости, в частности пропорционален  $\omega^2$ , то электрические потери в цепи ротора имеют максимум при скорости  $\omega = 0,67\omega_0$ . Поэтому для таких машин реостатное регулирование находит применение.

В качестве регулировочного сопротивления используют жидкостные или металлические реостаты. В последнем, наиболее распространенном случае число возможных скоростей электропривода определяется числом ступеней пускового реостата, переключаемых в приводах небольшой мощности обычно с помощью силовых контроллеров барабанного или кулачкового типа. Такая система управления встречается на лебедках, обслуживающих неотвественные объекты, и шахтных электровозах.

Для мощных приводов применяют релейно-контакторные системы управления с автоматическим пуском двигателей в функции времени или тока по схемам, аналогичным схемам управления нерегулируемых приводов, или с комбинированным пуском в функции тока и времени (рис. VIII.5). Основной отличительной особенностью таких схем регулируемого электропривода является наличие командоконтроллера вместо кнопочного пульта управления.

Нулевое положение рукоятки командоконтроллера *КК*, при котором замкнут только контакт *КК-0*, соответствует отключению электродвигателя от питающей сети. Тормозной электромагнит *ЭМ* отключен, и механический тормоз удерживает механизмы машины в неподвижном состоянии. Включением автомата *А* подается напряжение на силовые цепи, а замыканием рубильника *Р* — на схему управления. При этом включаются нулевое реле *РН*, шунтирующее контакт *КК-0*, и реле времени *РВ1—РВ3*.

Пуск двигателя в требуемом направлении вращения производится перемещением рукоятки управления командоконтроллера в соответствующем направлении «Вперед» или «Назад». Если установить рукоятку управления сразу в крайнее, четвертое положение, то в этом случае окажутся замкнутыми контакты *КК-В* (или *КК-Н*), *КК-1*, *КК-2*, *КК-3*. Вследствие замыкания контакта *КК-В* (или *КК-Н*) получит питание катушка реверсирующего контактора *В*

ления. Поэтому двигатель не может включиться. После установки рукоятки управления в нулевое положение  $RH$  включается и, шунтируя замыкающим контактом  $RH$  контакт  $KK-0$ , обеспечивает возможность работы схемы при перемещении рукоятки управления из нулевого положения.

Вторым способом изменения напряжения на кольцах ротора является введение добавочной э. д. с. в цепь ротора. Процессы в двигателе в этом случае и при регулировании скорости введением добавочного сопротивления будут аналогичны. Если к кольцам ротора подвести э. д. с., направленную встречно э. д. с. ротора и имеющую ту же частоту, что и э. д. с. ротора, то получим

$$\dot{E}_{20} s = \dot{I}_2 z_2 + \dot{E}_{доб}.$$

В этом случае скольжение двигателя будет равно

$$s = \frac{\dot{I}_2 z_2 + E_{доб}}{\dot{E}_{20}},$$

т. е. при постоянном значении тока ротора  $I_2$  скорость вращения будет зависеть от величины э. д. с.  $E_{доб}$ .

При введении э. д. с.  $E_{доб}$ , направленной встречно э. д. с. ротора, ток ротора, определяющийся выражением

$$I_2 = \frac{E_{20} s - E_{доб}}{z_2},$$

будет уменьшаться, что вызовет снижение момента двигателя. Если статический момент  $M_c = \text{const}$ , то скорость начнет уменьшаться, а э. д. с. ротора, равная  $E_{20} s$ , — увеличиваться. Уменьшение скорости будет происходить до тех пор, пока разность  $E_{20} s - E_{доб}$  и, следовательно, ток ротора  $I_2$  и пропорциональный ему вращающий момент двигателя не примут начальных значений. При этом  $M = M_c$ . Пониженная скорость в установившемся режиме будет тем меньше, чем больше величина э. д. с.  $E_{доб}$ . Необходимо, чтобы с изменением скорости соответственно менялась и частота добавочной э. д. с.  $E_{доб}$ .

Если ввести добавочную э. д. с., совпадающую по фазе с  $E_{20}$ , то ток в цепи ротора

$$I_2 = \frac{E_{20} s + E_{доб}}{z_2}$$

будет возрастать, а с ним будет увеличиваться и момент двигателя  $M$ , вследствие чего скорость двигателя начнет повышаться. При  $E_{доб} > E_{20} s$ , чтобы ток ротора  $I_2$  оставался неизменным, э. д. с. ротора должна изменить свое направление, т. е. скольжение должно стать отрицательным. При этом скорость привода становится выше синхронной, но машина продолжает работать в двигательном режиме.

Такой способ регулирования может быть осуществлен при различных схемах электрических каскадов, которые рассмотрены в



гл. XII. Потери в роторной цепи при этом способе регулирования могут быть частично использованы, что повышает его экономичность, но увеличиваются капитальные затраты за счет дополнительного электрооборудования, необходимого для создания добавочной э. д. с.

Скорость двигателя можно регулировать также изменением напряжения, подводимого к обмотке статора, так как  $E'_2 \approx U_1$ . Практически этот способ осуществляется

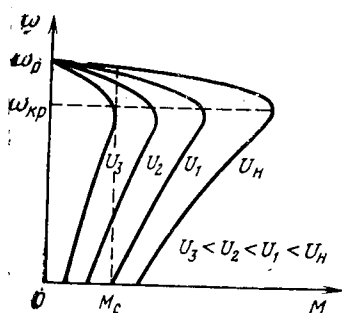


Рис. VIII.6. Характеристики привода при снижении напряжения на обмотке статора

включением в цепь статора дополнительных активных или индуктивных сопротивлений (см. рис. VI.14). Так как вращающий момент двигателя согласно (II.54) пропорционален квадрату напряжения фазы статора при постоянных прочих параметрах, то при снижении напряжения уменьшается максимальный момент, развиваемый двигателем, и снижается жесткость характеристик (рис. VIII.6). Как видно из рисунка, регулирование скорости при работе двигателя на устойчивой ветви механической характеристики возможно только в небольшом диапазоне.

Минимальная скорость вращения теоретически ограничена величиной, соответствующей критическому скольжению  $s_{кр}$ , так как с уменьшением напряжения  $U_1$  до значения, при котором максимальный момент станет равным статическому моменту  $M_{кр} = M_c$ , произойдет опрокидывание двигателя.

При работе двигателя с постоянным моментом снижение напряжения приводит к возрастанию тока, что вызывает значительный нагрев его обмотки и позволяет применять рассмотренный способ только для кратковременного регулирования скорости.

В случае применения систем автоматического регулирования можно получить устойчивую работу привода и на нерабочей ветви механических характеристик. Это позволяет увеличить диапазон регулирования, но длительная работа при пониженной скорости по условиям нагревания без увеличения габаритов двигателя не может быть осуществлена.

Второй способ регулирования скорости асинхронных двигателей основан на изменении скорости вращающегося магнитного поля статора, что может быть достигнуто изменением частоты  $f_1$  питающего тока или числа пар полюсов  $p$  обмотки статора.

Изменить число пар полюсов можно при нескольких независимых обмотках на статоре, уложенных в одних и тех же пазах и образующих при включении разное число пар полюсов, или при одной обмотке, позволяющей пересоединение на разное число пар полюсов. Так как взаимодействие намагничивающих сил статора и ротора возможно только при одинаковом числе пар полюсов их обмоток, то регулирование скорости указанным способом приме-

няется только для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, обмотка ротора которых автоматически образует такое же число пар полюсов, что и обмотка статора.

Двигатели с несколькими независимыми обмотками на статоре по технико-экономическим показателям значительно уступают однообмоточным. Поэтому двухскоростные двигатели изготавливают обычно как однообмоточные с переключением на разное число пар полюсов.

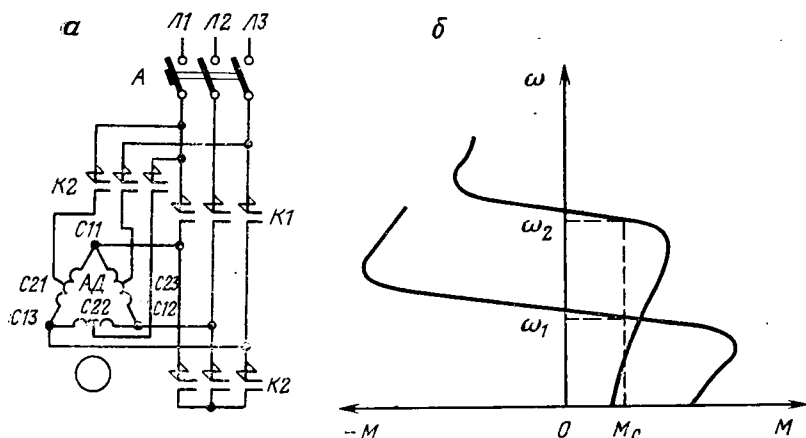


Рис. VIII.7. Схема силовых цепей (а) и характеристики (б) привода при изменении числа пар полюсов двигателя

Наиболее просто переключаются числа пар полюсов в отношении 1:2. Для этого обмотка каждой фазы выполняется из двух секций. При изменении направления тока в одной из них изменяется число пар полюсов. Это обычно осуществляется переключением секций фазных обмоток с последовательного соединения на параллельное двумя способами: переключением обмотки статора со звезды на двойную звезду и с треугольника на двойную звезду (рис. VIII.7, а).

При первом способе переключения переход на двойную звезду сопровождается уменьшением в два раза числа пар полюсов, т. е. увеличением в два раза скорости. Номинальный ток увеличивается вдвое, а фазное напряжение не меняется, что соответствует увеличению в два раза допустимой мощности. При этом допустимые моменты останутся неизменными, т. е. этот способ позволяет регулировать скорость при постоянном моменте.

Второй способ переключения при переходе на двойную звезду также дает увеличение в 2 раза скорости и номинального тока, но фазное напряжение при этом уменьшается в  $\sqrt{3}$  раз. Таким образом, допустимая мощность двигателя остается примерно постоянной, а допустимый момент изменяется обратно пропорционально

скорости (рис. VIII.7, б), т. е. осуществляется регулирование при постоянной мощности.

Достоинствами регулирования угловой скорости двигателя переключением полюсов являются экономичность, простота реализации, сохранение жесткости механических характеристик. Основным его недостатком является ступенчатость.

Поскольку синхронная скорость асинхронного двигателя пропорциональна частоте питающего тока, то самым простым способом плавной регулировки скорости является изменение частоты. Этот способ применим только при питании двигателя от специального преобразовательного агрегата. Механические характеристики, получаемые в этом случае, рассмотрены в гл. XIII. Чтобы сохранить при всех скоростях максимальный момент, необходимо одновременно с изменением частоты менять подводимое к двигателю напряжение, соблюдая определенную зависимость между  $U_1$  и  $f_1$ .

Преимуществами данного способа регулирования скорости являются плавность и практическое отсутствие потерь при регулировании.

К недостаткам относится необходимость в достаточно сложном преобразователе частоты, удорожающем установку.

#### **§ VIII.4. Импульсный метод регулирования угловой скорости электродвигателя**

Выше были рассмотрены методы регулирования угловой скорости двигателя, для которых при большом числе ступеней скорости необходимо иметь значительное количество коммутирующей аппаратуры, что снижает надежность работы электропривода и удорожает его. Стремление к созданию экономичного и надежного электропривода с широким диапазоном регулирования скорости явилось причиной разработки импульсного метода регулирования скорости.

Сущность этого метода заключается в периодическом кратковременном изменении параметров двигателя или поочередном подключении и отключении двигателя от сети. При этом в один период двигатель развивает момент больше статического и ускоряется, а в другой период момент становится меньше статического и двигатель замедляется. Величина средней скорости зависит от продолжительности ускорения и замедления двигателя, поэтому среднюю скорость можно регулировать соответствующим изменением соотношений между продолжительностью ускорения и замедления.

Электропривод постоянного тока с импульсным управлением. При питании двигателя от электрической сети постоянного тока регулирование скорости двигателя может быть осуществлено периодическим подключением его к сети импульсным регулятором напряжения (ИРН). При замыкании кон-

такта  $K$  (рис. VIII.8,  $a$ ) из сети потребляется энергия для вращения двигателя и накопления кинетической и электромагнитной энергии в системе. Ток якоря  $i_a$  в этот период равен току  $i_c$ , протекающему из сети. После размыкания контакта  $K$  электропривод продолжает работать за счет запасенной в системе энергии. При

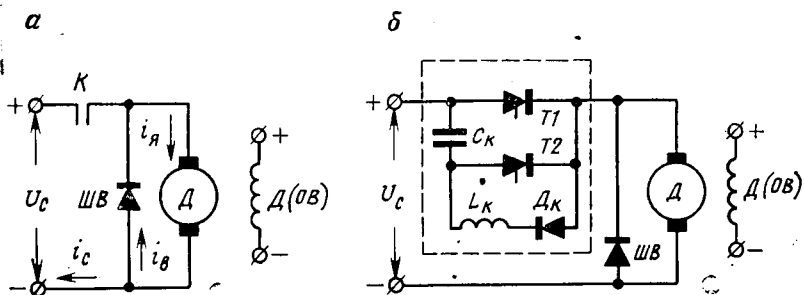


Рис. VIII.8. Схемы электроприводов с импульсными регуляторами напряжения

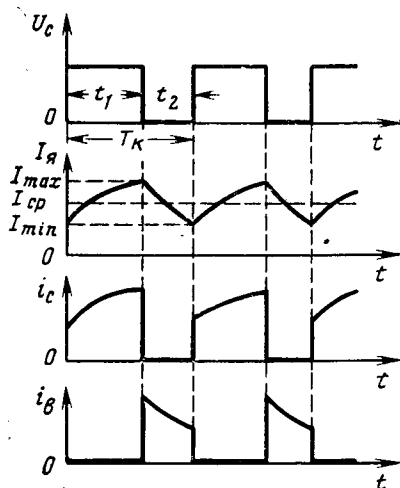


Рис. VIII.9. Диаграмма изменения напряжений и токов при импульсном управлении

этом ток якоря проходит по образованному якорем двигателя и шунтирующим вентилем  $ШВ$  контуру под действием э.д.с. самоиндукции в цепи якоря, т. е.  $i_a = i_B$ .

Если считать, что процессы замыкания и размыкания осуществляются контактом  $K$  мгновенно, то поведение системы импульсный регулятор напряжения — двигатель (ИРН—Д) в интервале  $t_1$  подключения двигателя к сети описывается уравнениями

$$\left. \begin{aligned} U_c &= I_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + c_d \omega; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c, \end{aligned} \right\} \quad (VIII.3)$$

где  $M = c_d i_a$  — вращающий момент двигателя в рассматриваемый период.

После отключения двигателя, в интервале времени  $t_2$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + c_d \omega; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= M - M_c. \end{aligned} \right\} \quad (\text{VIII.4})$$

Характер изменения основных параметров привода при рассмотренном режиме работы показан на рис. VIII.9. Среднее значение вращающего момента двигателя за период коммутации  $T_K = t_1 + t_2$  при  $M_c = \text{const}$  можно определить как

$$\begin{aligned} M_{cp} &= \frac{1}{T_K} \int_0^{T_K} M dt = \frac{1}{T_K} \left( \int_0^{t_1} M dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} M dt \right) = \\ &= \frac{1}{T_K} \left[ \int_0^{t_1} \left( M_c + J \frac{d\omega}{dt} \right) dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} \left( M_c + J \frac{d\omega}{dt} \right) dt \right] = \\ &= M_c + \frac{J}{T_K} (\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2), \end{aligned} \quad (\text{VIII.5})$$

где  $\Delta\omega_1$  и  $\Delta\omega_2$  — изменения скорости за интервалы  $t_1$  и  $t_2$ .

Если  $\Delta\omega_1 = -\Delta\omega_2$ , т. е. мгновенные значения скорости  $\omega$  в начале и конце периода коммутации  $T_K$  равны, то движение привода происходит с неизменной средней скоростью. Такой режим называется квазиустановившимся. В соответствии с (VIII.5)  $M_{cp} = M_c$  и среднее значение тока якоря  $I_{cp} = \frac{M_{cp}}{c_d} = \frac{M_c}{c_d} = I_c$ .

Среднее значение скорости двигателя за период коммутации

$$\omega_{cp} = \frac{1}{T_K} \int_0^{T_K} \omega dt = \frac{1}{T_K} \left( \int_0^{t_1} \omega dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} \omega dt \right).$$

Зависимость среднего тока от параметров привода может быть получена из уравнений (VIII.3), (VIII.4) и (VIII.6):

$$I_{cp} = I_c = \frac{1}{T_K} \left( \int_0^{t_1} i_a dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} i_a dt \right) = \quad (\text{VIII.6})$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{T_K R_a} \left[ \int_0^{t_1} \left( U_c - c_d \omega - L_a \frac{di_a}{dt} \right) dt + \right. \\ &\quad \left. + \int_{t_1}^{t_1+t_2} \left( -c_d \omega - L_a \frac{di_a}{dt} \right) dt \right] = \\ &= \frac{1}{R_a} \left[ U_c \frac{t_1}{T_K} - c_d \omega_{cp} - L_a (\Delta i_1 + \Delta i_2) \right]. \end{aligned} \quad (\text{VIII.7})$$

В рассматриваемом режиме работы  $\Delta i_1 = -\Delta i_2$ . Решив выражение (VIII.7) относительно  $\omega_{\text{ср}}$ , получим уравнение электро-механической характеристики системы

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{\gamma U_{\text{с}} - R_{\text{я}} I_{\text{с}}}{c_{\text{д}}}, \quad (\text{VIII.8})$$

где  $\gamma = \frac{t_1}{T_{\text{к}}}$  — скважность импульсов.

Так как  $I_{\text{с}} = M_{\text{с}}/c_{\text{д}}$ , то из (VIII.8) можно получить уравнение механической характеристики

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{\gamma}{c_{\text{д}}} U_{\text{с}} - \frac{R_{\text{я}}}{c_{\text{д}}^2} M_{\text{с}}. \quad (\text{VIII.9})$$

Из (VIII.9) следует, что жесткость характеристики  $\beta_{\text{с}} = c_{\text{д}}^2/R_{\text{я}}$  в данном случае такая же, как и жесткость естественной характеристики.

Изменяя относительную продолжительность подключения двигателя к сети или скважность импульсов  $\gamma = t_1/T_{\text{к}}$ , можно регулировать скорость вращения двигателя и получить семейство характеристик с неизменной жесткостью (рис. VIII.10).

Скважность  $\gamma$  может регулироваться различными способами. Если период коммутации  $T_{\text{к}} = \text{const}$ , то для изменения  $\gamma$  следует менять продолжительность  $t_1$  подключения двигателя к сети. Такой способ называется *широт-но-импульсным* регулированием (ШИР). При  $t_1 = \text{const}$  для регулирования скважности  $\gamma$  необходимо изменять длительность

периода коммутации  $T_{\text{к}}$ , т. е. частоту коммутации  $f_{\text{к}} = 1/T_{\text{к}}$ . Этот способ называется *частотно-импульсным регулированием* (ЧИР). Он позволяет наиболее просто реализовать схему управления, но не может обеспечить большой диапазон регулирования скорости, так как при  $\gamma \rightarrow 0$  необходимо увеличивать до бесконечности период коммутации, что исключает возможность импульсного управления. Возможна и комбинация двух указанных способов, называемая *шиотно-частотным способом регулирования* (ШЧИР).

В рассматриваемой системе ИРН—Д возможно возникновение режима прерывистых токов. Это происходит при снижении тока  $i_{\text{я}}$  до нуля в период  $t_2$ . Область прерывистых токов (рис. VIII.10) определяется граничным током  $I_{\text{гр}} [1]$ :

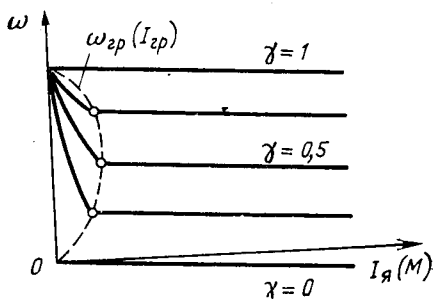


Рис. VIII.10. Статические характеристики электропривода системы ИРН-Д

$$I_{\text{гр}} = I_{\text{к.з}} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{к}}} - 1} = \frac{U_{\text{с}}}{R_{\text{я}}} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2 \frac{T_{\text{я}}}{T_{\text{к}}} - 1} \approx \frac{U_{\text{с}} \gamma(1-\gamma)}{2 R_{\text{я}} T_{\text{я}}} T_{\text{к}}.$$

Для снижения тока  $I_{гр}$  в цепь якоря вводится дополнительная индуктивность, что увеличивает электромагнитную постоянную времени  $I_{я}$  якорной цепи, или уменьшается период коммутации  $T_{к.}$  В первом случае ухудшаются динамические свойства электропривода, а применение второго способа ограничено техническими возможностями.

Импульсное регулирование в настоящее время осуществляется с помощью бесконтактных ключей на базе полупроводниковых приборов. Схема с тиристорным ключом (см. рис. VIII.8, б) работает следующим образом. Для включения привода первый сигнал подается на управляющий электрод тиристора  $T2$ , при открывании которого по якорной цепи двигателя протекает ток заряда конденсатора  $C_{к.}$  Потенциал верхней (по схеме) обкладки конденсатора становится положительным, и после окончания заряда ток прекращается. Затем поочередно подаются сигналы открывания на тиристоры  $T1$  и  $T2$ . При открывании основного тиристора  $T1$  двигатель подключается к сети. Через тиристор  $T1$  проходит ток  $i_{я}$  якорной цепи и ток  $i_{к}$  перезаряда конденсатора, замыкающийся по коммутирующему колебательному контуру, образованному конденсатором  $C_{к.}$ , индуктивностью  $L_{к}$  и диодом  $D_{к.}$  При снижении тока  $i_{к}$  до нуля дальнейший процесс отсекается диодом  $D_{к.}$  и конденсатор  $C_{к.}$  в результате перезарядки получает отрицательный потенциал на верхней обкладке.

Последующее отпирание коммутирующего тиристора  $T2$  приводит к шунтированию основного тиристора  $T1$  конденсатором  $C_{к.}$  При этом потенциал анода  $T1$  становится отрицательным по отношению к катоду, что вызывает запираание тиристора  $T1$  в результате перезаряда емкости  $C_{к.}$  верхняя обкладка которого по окончании процесса приобретает положительный потенциал. Ток в якорной цепи в течение интервала времени  $t_2$  (до подачи очередного отпирющего импульса на тиристор  $T1$ ) протекает через шунтирующий вентиль  $ШВ$  под действием э. д. с. самоиндукции якорной цепи. Затем цикл повторяется.

Электропривод с импульсным регулированием напряжения двигателя отличается простотой. Он может быть применен и при питании от сети переменного тока. В этом случае необходимо установить управляемый выпрямитель, преобразующий переменный ток сети в постоянный с неизменным напряжением. Электропривод ИРН—Д обладает практически неизменным коэффициентом мощности при любой скорости двигателя.

Недостатком рассмотренных схем является невозможность получения рекуперативного торможения и реверсирования привода. Кроме того, общим недостатком этой системы электропривода является пульсация тока якоря, вызывающая дополнительный нагрев двигателя.

При питании от сети постоянного тока путем усложнения схемы (рис. VIII.11, а) можно получить реверсивный электропривод. Для этого необходимы четыре тиристорных ключа, шунтированных диодами. Возможны различные способы управления ключами,

наиболее целесообразным из которых является включение в противофазе ключей  $T1$  и  $T4$  при постоянно закрытом ключе  $T3$  и открытом  $T2$  для одного из направлений вращения двигателя.

В интервале времени  $t_1$ , когда замкнуты ключи  $T1$  и  $T3$ , ток якоря двигателя возрастает (рис. VIII.11, б). После размыкания ключа  $T1$  и замыкания  $T4$  в течение времени  $t_2$  якорная цепь замкнута через диод  $B4$  и ток продолжает проходить под действием э. д. с. самоиндукции в прежнем направлении, если его среднее значение превышает величину  $\Delta i_{я}$ .

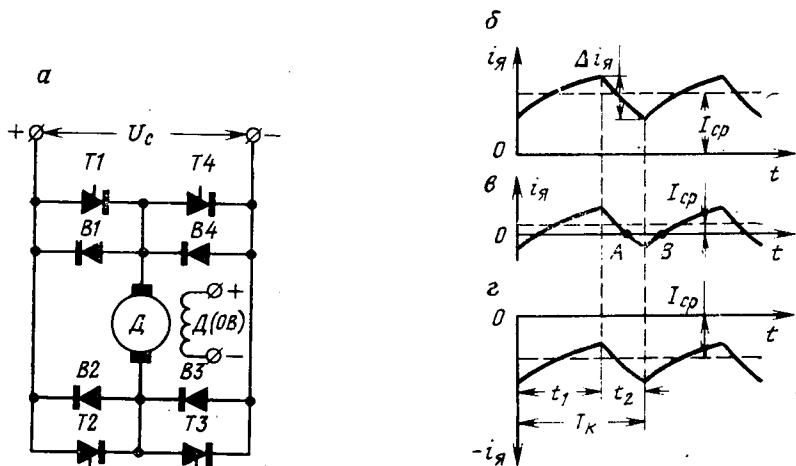


Рис. VIII.11. Схема (а) и диаграммы тока якоря (б, в, г) реверсивного электропривода системы ИРН—Д

При малой величине  $I_{cp}$  в интервале  $t_1$  ток возрастает (рис. VIII.11, б) под действием напряжения сети  $U_c$ , а после размыкания  $T1$  сначала через диод  $B4$  протекает ток под действием э. д. с. самоиндукции, уменьшающийся до нуля. После этого ток изменяет свое направление и под действием э. д. с. якоря двигателя  $e_{я}$  начинает протекать через замкнувшийся ключ  $T4$  и диод  $B2$  встречно по отношению к напряжению сети. В конце интервала  $t_2$  ключ  $T4$  размыкается и снова замыкается ключ  $T1$ . Это приводит в начале интервала  $t_1$  к уменьшению тока, протекающего через диод  $B1$  в прежнем направлении под действием э. д. с. самоиндукции, до нуля, а затем — к изменению направления под действием напряжения  $U_c$ . На участке А—В происходит рекуперация энергии в сеть, поскольку ток якоря действует встречно напряжению  $U_c$ , а на участках с положительным направлением тока — двигательный режим работы.

Если ток  $I_{cp}$  отрицательный, режим рекуперативного торможения может быть непрерывным (рис VIII.11, г). При этом в течение времени  $t_1$  (замкнут ключ  $T1$ ) под действием э. д. с. самоиндукции ток уменьшается по абсолютной величине и запасенная во время



предыдущего интервала  $t_2$  энергия электромагнитного поля отдается в сеть через диод  $B1$ . После замыкания ключа  $T4$  в течение времени  $t_2$  происходит возрастание тока по абсолютной величине.

Для реверсирования двигателя ключи  $T2$  и  $T3$  переключаются в противофазе, ключ  $T4$  остается постоянно закрытым, а ключ  $T1$  — открытым.

При питании двигателя от полупроводникового преобразователя на неуправляемых вентилях рассмотренные режимы получить нельзя.

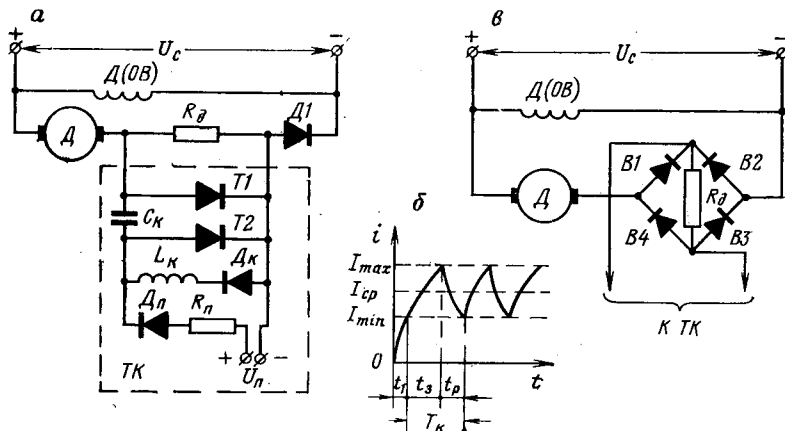


Рис. VIII.12. Схема электропривода с импульсным регулированием параметров якорной цепи

Электропривод с импульсным регулированием параметров. Помимо рассмотренного выше электропривода с импульсным регулированием напряжения (ИРН—Д), обеспечивающего поддержание заданного значения скорости двигателя при малых потерях энергии, для замены релейно-контакторных схем управления с реостатом в цепи якоря можно использовать импульсный способ регулирования сопротивления. Это может быть достигнуто периодическим шунтированием сопротивления  $R_d$ , включенного в цепь якоря (рис. VIII.12, а) с помощью, например, тиристорного ключа  $TK$ , аналогичного показанному на рис. VIII.8, б.

Если до включения двигателя коммутирующий конденсатор  $C_k$  заряжен от дополнительного источника питания с напряжением  $U_n$ , то при подключении его якоря к сети при открытом тиристоре  $T1$  ток в якорной цепи возрастает в соответствии с выражением (III.44)

$$E = R_{\text{я}} i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + c_d \omega. \quad (\text{VIII.10})$$

Подавая по истечении промежутка времени  $t_1 - t_3$  отпирающий сигнал на вспомогательный тиристор  $T2$ , можно запереть тиристор

$T1$ . Это обусловлено тем, что при открывании  $T2$  начинается перезаряд емкости  $C_K$  по контуру  $C_K-T2-R_d$  и к тиристор  $T1$  в направлении, обратном проводимости, прикладывается положительное напряжение заряженного конденсатора. После запираания  $T1$  в течение времени  $t_p$  ток якоря начинает проходить через сопротивление  $R_d$ , и величина его вследствие этого начинает уменьшаться в соответствии с уравнением

$$E = (R_\pi + R_d) i_\pi + L_\pi \frac{di_\pi}{dt} + c_d \omega, \quad (\text{VIII.11})$$

достигая минимального значения (рис. VIII.12, б). Одновременно происходит заряд конденсатора  $C_K$  с положительным потенциалом на верхней обкладке под действием приложенного к нему падения напряжения на сопротивлении  $R_d$ .

При  $t = t_1 + t_3 + t_p$  подается отпирающий сигнал на тиристор  $T1$ , что приводит к шунтированию  $R_d$  и разряду конденсатора по контуру  $C_K-T1-D_K-L_K$  и последующему перезаряду с положительным потенциалом на нижней обкладке. Ток в цепи якоря в течение времени  $t_3$  до подачи сигнала отпирания на тиристор  $T2$  возрастает из-за уменьшения сопротивления якорной цепи. После открывания  $T2$ , приводящего к запираанию тиристора  $T1$  и введению в цепь якоря сопротивления  $R_d$ , происходит уменьшение тока  $i_\pi$ . Дальнейшие процессы повторяются.

Если продолжительность периода коммутации  $T_K = t_3 + t_p$  мала, то скорость двигателя за это время можно считать постоянной. Ток в якорной цепи на интервалах  $t_3$  и  $t_p$ , в соответствии с (VIII.10) и (VIII.11), изменяется по экспоненциальному закону с постоянными времени соответственно  $T_3 = L_\pi / R_\pi$  и  $T_p = L_\pi / (R_\pi + R_d)$ .

При этих условиях среднее значение тока якорной цепи приближенно определяется [1] выражением

$$I_{\text{ср}} = \frac{E}{R_\pi + (1 - \gamma) R_d} = \frac{E}{R_{\pi, \gamma}}, \quad (\text{VIII.12})$$

где  $\gamma = t_3 / T_K$  — скважность управляющих импульсов;  
 $R_{\pi, \gamma} = R_\pi + (1 - \gamma) R_d$  — эквивалентное сопротивление якорной цепи;

$E = U_c - c_d \omega$  — э. д. с. цепи в контуре тока якорной цепи.

Следовательно, изменение скважности импульсов от нуля ( $t_3 = 0$ ) до единицы ( $t_3 = T_K$ ) аналогично уменьшению добавочного сопротивления в цепи ротора от  $R_d$  до нуля, так как его эквивалентная величина равна  $R_0 = (1 - \gamma) R_d$ .

Из (VIII.12) можно найти выражение электромеханической характеристики двигателя при импульсном регулировании величины добавочного сопротивления:

$$\omega = \frac{U_c}{c_d} - I_\pi \frac{[R_\pi + (1 + \gamma) R_d]}{c_d},$$

из которого следует, что при различных значениях скважности  $\gamma$

характеристики имеют такой же вид, как и при изменении сопротивления в цепи якоря.

При необходимости реверсирования и работы в рекуперативном режиме сопротивления  $R_d$  включается в цепь якоря через выпрямительный мост  $B1-B4$  (рис. VIII.12, в).

Импульсное регулирование величины сопротивления может быть применено и для асинхронных двигателей с фазным ротором. Это позволяет устранить реле и контакторы, применяющиеся в

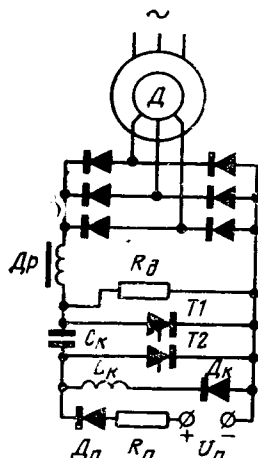


Рис. VIII.13. Схема электропривода с импульсным регулированием параметров роторной цепи

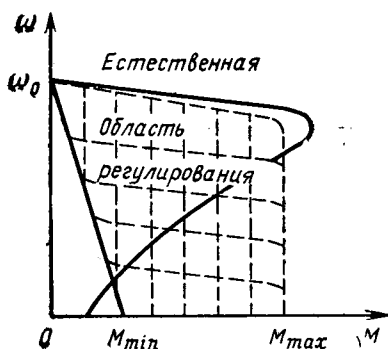


Рис. VIII.14. Характеристики электропривода с импульсным регулятором

обычных схемах управления (см. § VI.4), и обеспечить почти беступенчатое регулирование момента и скорости двигателя. В этом случае сопротивление  $R_d$  с тиристорным ключом включается в цепь ротора через выпрямительный мост (рис. VIII.13). Для увеличения индуктивности в цепь выпрямленного тока ротора включается дроссель  $Др$ .

Применение замкнутых систем управления с обратными связями по току ротора и скорости двигателя [17] обеспечивает возможность получения постоянных значений момента при пуске и торможении и жестких механических характеристик при регулировании скорости (рис. VIII.14). Следует отметить, что при этом несколько уменьшается максимальный момент двигателя вследствие увеличения индуктивного сопротивления цепи ротора и искажения формы тока двигателя из-за включения выпрямителя. Энергетические показатели двигателей постоянного тока также ухудшаются из-за увеличения потерь вследствие пульсаций тока в якорной цепи. Предельные характеристики двигателей при  $\gamma=1$  расположены ниже естественной характеристики, так как открытый тиристор, шунтирующий  $R_d$ , и вентили выпрямителя имеют небольшое сопротивление в прямом направлении.

## § VIII.5. Электропривод с применением электромагнитных муфт

Для установок, требующих регулирования скорости вращения с помощью максимально простых машин и устройств, могут применяться электроприводы с электромагнитными муфтами различных типов. Наиболее широкое распространение получили электромагнитные муфты скольжения, с помощью которых относительно легко предохранять элементы рабочей машины от поломок при резком увеличении нагрузок, регулировать скорость вращения, получать специальные характеристики и улучшать пусковые свойства

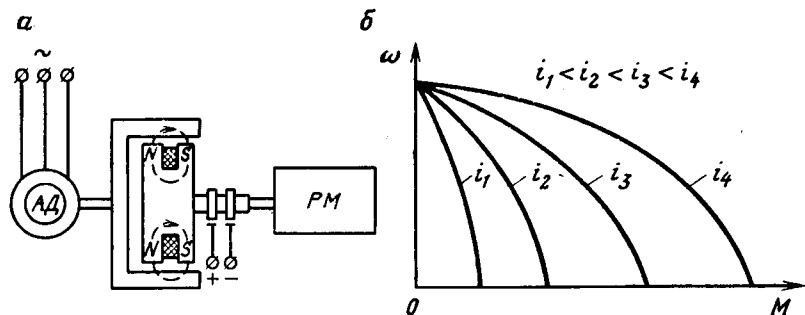


Рис. VIII.15. Схема (а) и механические характеристики (б) привода с электромагнитной муфтой скольжения

ва электропривода при использовании двигателей с небольшим по величине пусковым моментом (асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором и синхронные двигатели).

Муфта скольжения представляет собой электрическую машину, состоящую из двух частей индуктора и якоря, которые расположены концентрически и разделены воздушным зазором. Часть муфты, жестко связанная с валом электродвигателя, является ведущей, а вторая, соединенная с приводным валом рабочей машины, — ведомой. На индукторе располагаются полюса с обмоткой возбуждения, которая через контактные кольца получает питание от источника постоянного тока. Якорь представляет собой магнитопровод, выполненный из листовой электротехнической стали, с размещенной на нем короткозамкнутой обмоткой в виде беличьей клетки (рис. VIII.15, а).

Принцип работы муфты аналогичен принципу работы многофазного асинхронного двигателя. Но в асинхронном двигателе вращающееся магнитное поле создается с помощью многофазной обмотки, питающейся от источника переменного тока с соответствующим сдвигом фаз, а в муфте скольжения осуществляется вращение полюсов с постоянным магнитным потоком относительно короткозамкнутой обмотки. В этой обмотке под действием магнитного потока индуцируется э.д.с. переменного тока, амплитуда и частота которой зависят от разности скоростей ведомой  $\omega$  и ве-

дущей  $\omega_1$  частей муфты, появляется ток и возникает вращающий момент. Изменяя ток в обмотке возбуждения, можно получить различные механические характеристики (рис. VIII.15, б), представляющие зависимость передаваемого момента от скольжения муфты  $s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}$ , которые аналогичны механическим характери-

стикам многофазного асинхронного двигателя при регулировании подводимого к нему напряжения.

Наиболее простую конструкцию имеет электромагнитная муфта с якорем из массивного стального сердечника. Вращающий момент этой муфты создается вихревыми токами, наводимыми в сердечнике. Такая конструкция муфты значительно повышает ее надежность, поскольку массивный сердечник, нагреваемый протекающими в нем вихревыми токами, имеет непосредственный контакт с внешней средой и тепло лучше отводится от муфты. Обычно индуктором является внутренняя часть муфты, снабженная выступающими полюсами с обмоткой возбуждения, питающейся через контактные кольца постоянным током.

Механические характеристики электромагнитной муфты с массивным магнитопроводом из-за значительного его сопротивления имеют вид реостатных характеристик асинхронного двигателя. Если необходимо, чтобы момент муфты оставался приблизительно постоянным независимо от величины скольжения, то полюса индуктора выполняют специальной формы — клювообразной или когтеобразной. Для возбуждения муфты расходуется сравнительно небольшая мощность, которая не пропорциональна передаваемой муфтой мощности и составляет от 0,1 до 2,0%. Меньшие цифры относятся к муфтам большой мощности, а большие — к муфтам малой мощности. Так, в муфте, передающей мощность 450 кВт при угловой скорости  $\omega = 75$  1/с, потери на возбуждение составляют 600 Вт, а в муфте на мощность 5 кВт при  $\omega = 145$  1/с — около 100 Вт.

Система с электромагнитной муфтой обеспечивает необходимый диапазон регулирования скорости обычно путем изменения тока в обмотке возбуждения индуктора. Но к. п. д. привода в этом случае будет меньше, чем при реостатном регулировании. Это объясняется тем, что общий к. п. д. привода равен произведению к. п. д. самой муфты и к. п. д. двигателя.

К. п. д. электромагнитной муфты равен приблизительно отношению скорости  $\omega$  ведомого вала к скорости  $\omega_1$  ведущего, т. е.

$$\eta \approx \frac{\omega}{\omega_1} = 1 - s,$$

где  $s$  — скольжение муфты.

Потери в муфте определяются в основном потерями скольжения, выделяющимися в якоре муфты. В мощных муфтах необходимо иметь специальное устройство для отвода значительного количества тепла.

Электромагнитные муфты обладают ценным свойством в сочетании с надежным в эксплуатации асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. Как указывалось выше (§ II.3), двигатель с короткозамкнутым ротором имеет сравнительно небольшой пусковой момент, значительный пусковой ток и достаточно высокий критический момент. Поэтому, используя электромагнитную муфту, пуск двигателя можно осуществлять при отсутствии тока в обмотке возбуждения муфты, т. е. когда передаваемый муфтой момент равен нулю. В этом случае двигатель быстро разгоняется вхолостую и нагрев его незначительный.

После перехода двигателя на рабочую часть характеристики в обмотку возбуждения муфты подается ток, что вызывает появление в ней электромагнитного момента. Ведомая часть муфты будет оставаться неподвижной до тех пор, пока передаваемый муфтой момент не превысит статический момент нагрузки  $M_c$ . Это произойдет при увеличении тока возбуждения до величины  $I_{в.с.}$ . Одновременно ведущая часть муфты будет нагружать двигатель моментом такой же величины, как и приложенный к ведомой части муфты. При этом двигатель может развивать момент, близкий к критическому  $M_{кр}$  и значительно превышающий его пусковой момент, а ток двигателя будет меньше, чем при пуске. Следовательно, применение электромагнитной муфты улучшает пусковые свойства электродвигателя.

Аналогичным способом могут быть улучшены пусковые свойства синхронного двигателя, у которого они гораздо хуже, чем у асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Одной из разновидностей электромагнитных муфт являются муфты с магнитным порошковым заполнением. Основное отличие порошковой муфты от описанных выше муфт скольжения состоит в том, что между двумя вращающимися частями муфты, заключенными в герметизированный корпус, помещен железный порошок (чаще в смеси с маслом). Если обмотка возбуждения не питается током, то железный порошок находится в беспорядочном состоянии. Когда в обмотку возбуждения подается ток, то под действием ее магнитного поля порошок расположится вдоль магнитных силовых линий, образуя своеобразные цепочки, перекрывающие воздушный зазор и обеспечивающие передачу усилия от ведущей части муфты к ведомой. Чем больше ток возбуждения, тем больший момент может передать муфта.

Порошковая электромагнитная муфта обеспечивает не только пуск, но и регулирование скорости, а также может быть использована в качестве предохранительной муфты, ограничивающей предельную величину вращающего момента, передаваемого на вал рабочей машины. Благодаря большой магнитной проницаемости железного порошка по сравнению с воздухом муфта требует значительно меньшую мощность для возбуждения по сравнению с индукционной муфтой. По способу подвода тока к обмоткам возбуждения различают контактные и бесконтактные порошковые муфты. У контактных муфт обмотка возбуждения располагается

на вращающейся части, и питание катушки осуществляется через контактные кольца. Обмотка возбуждения бесконтактных муфт размещается на неподвижной части магнитопровода, отделенной от вращающихся элементов небольшим воздушным зазором.

Как порошковые, так и индукционные электромагнитные муфты в некоторых случаях встраиваются в органы рабочей машины, подобно электродвигателям индивидуального исполнения, или объединяются в общей конструкции с их приводным электродвигателем. При таком решении размеры и вес электропривода существенно уменьшаются.

В некоторых случаях вместо электромагнитных муфт применяют гидравлические муфты или гидротрансформаторы. Тогда привод называют гидравлическим.

## § IX.1. Общие сведения

Многодвигательной системой электропривода называется система, содержащая несколько механически или электрически связанных двигателей, предназначенных для приведения в движение рабочего органа или механизма.

В системе многодвигательного электропривода с механической связью вращающий момент привода складывается из вращающих моментов двух или более двигателей, связанных между собой механически. Основанием для применения такой системы привода могут быть конструктивные или эксплуатационные соображения. Когда габариты рабочей машины не позволяют установить один крупный двигатель, то устанавливают несколько двигателей с необходимой суммарной мощностью. Многодвигательный привод применяют, если необходимо уменьшить момент инерции установки, так как суммарный момент инерции роторов нескольких двигателей меньше момента инерции ротора эквивалентного двигателя. Двухдвигательный привод позволяет получать хорошие регулировочные характеристики и, кроме того, позволяет иметь 50%-ный резерв, так как при выходе из строя одного двигателя в работе остается второй.

В горной промышленности многодвигательный привод имеет значительное распространение. В качестве примера можно указать на экскаваторы, шахтные подъемные машины, электроvozы, конвейеры, транспортно-отвальные мосты и др. Хотя в электроvozах и ходовых механизмах многоковшовых экскаваторов и транспортно-отвальных мостов двигатели размещены на разных валах, непосредственно не связанных между собой, однако при отсутствии пробуксовки колес все они имеют одинаковую скорость, что равносильно их жесткому соединению.

В системе электропривода с электрической связью несколько приводов одного рабочего агрегата или различных агрегатов могут быть не связаны между собой механически, но по условиям выполнения производственного процесса должны иметь одинаковый закон движения, независимо от величины нагрузки каждого из них. В горной промышленности к таким приводам относятся, например, приводы ходовых механизмов различных опор транспортных мостов, которые не имеют между собой механической связи. Так как нагрузка на двигатели ходовых механизмов может быть различной, то это вызовет движение опор с различными скоростями и, следовательно, перекос транспортно-отвального моста. Поэтому необходимо иметь строго синхронную угловую скорость всех двигателей приводов ходовых механизмов, что может



быть выполнено системой многодвигательного электропривода с электрической связью.

Так как аналитическое исследование режимов работы многодвигательного привода, особенно с электрической связью, сравнительно сложно, то при дальнейшем рассмотрении этих систем ограничимся только принципом их работы и особенностями.

## § IX.2. Многодвигательный электропривод с механической связью

Многодвигательный электропривод с механической связью применяется в следующих случаях:

1) когда желательно заменить один двигатель несколькими по конструктивным соображениям или ввиду отсутствия крупных серийных машин;

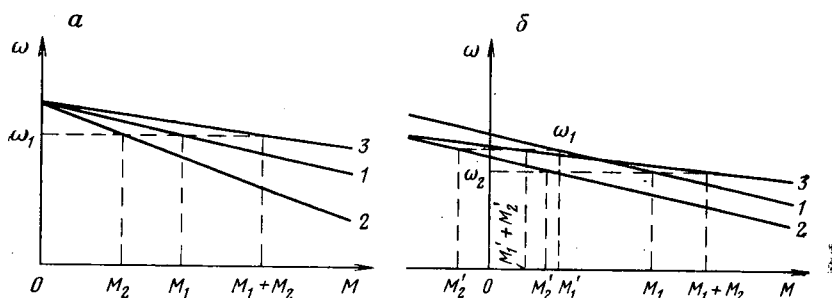


Рис. IX.1. Механические характеристики при совместной работе двигателей на один вал

2) для получения необходимых механических характеристик привода в двигательном и тормозном режимах.

Режим работы многодвигательного привода значительно сложнее режимов работы однодвигательного привода из-за возникающих дополнительных требований в отношении равномерного распределения нагрузки между отдельными двигателями, одновременности пуска и останова.

Рассмотрим работу двухдвигательного привода при абсолютно жестком соединении роторов. При совместной работе двигатели имеют одинаковую угловую скорость. Поэтому механическая характеристика привода может быть получена суммированием моментов отдельных двигателей при равных угловых скоростях (рис. IX.1). Электрические двигатели постоянного тока могут быть включены в сеть или параллельно, или последовательно.

Если двигатели постоянного тока независимого возбуждения имеют одинаковую жесткость и одинаковые пограничные скорости, то нагрузка между ними распределяется поровну. Но у двигателей с одинаковыми номинальными данными механические характеристики могут отличаться вследствие различия сопротивлений

цепей якоря и магнитных потоков. Двигатель с более жесткой механической характеристикой (прямая 1) примет большую нагрузку (рис. IX.1, а). Если пограничные скорости неодинаковы, то при одинаковой жесткости характеристик двигатель с большей пограничной скоростью (прямая 1 на рис. IX.1, б) будет больше нагружен. При этом может оказаться, что один из двигателей будет работать в генераторном режиме (прямая 2), нагружая таким образом другой двигатель (работа со скоростью  $\omega_1$  на рис. IX.1, б).

Во избежание таких явлений необходимо обеспечить одинаковые жесткости механических характеристик и одинаковые пограничные скорости двигателей. Первое достигается смягчением более жесткой механической характеристики двигателя введением добавочного сопротивления в цепь якоря, второе — включением сопротивления в обмотку возбуждения двигателя с меньшей пограничной скоростью.

Для равномерного распределения нагрузки между двигателями их можно включить последовательно в сеть с двойным номинальным напряжением. Так как магнитные потоки одинаковы и по якорям двигателей проходит один и тот же ток, то согласно формуле  $M = c\Phi I$  развиваемые двигателями моменты будут одинаковы.

Совместная работа двигателей постоянного тока последовательного возбуждения при параллельном их соединении и неодинаковых механических характеристиках происходит более благоприятно. Благодаря мягким характеристикам нагрузка между двигателями распределяется равномернее, чем у двигателей независимого возбуждения.

Механические характеристики асинхронных двигателей при работе на общий вал могут отличаться только жесткостью, так как синхронная скорость их выбирается одинаковой.

Нагрузку двигателей с фазным ротором можно выравнять включением постоянного дополнительного сопротивления в цепь ротора двигателя с более жесткой механической характеристикой, но такой способ является неэкономичным.

У двигателей с короткозамкнутым ротором изменять жесткость механической характеристики не представляется возможным, поэтому для совместной работы на одном валу нужно выбирать двигатели с близкими по жесткости характеристиками.

Так как в многодвигательном приводе вращающие моменты отдельных двигателей, связанных механически, суммируются на общем валу привода, то это позволяет получить механические характеристики в двигательном и тормозном режимах, обеспечивающие работу привода при низких скоростях. Для получения таких механических характеристик один из асинхронных двигателей работает в двигательном режиме, а другой — в тормозном. Пусть один из двигателей работает в режиме динамического торможения с возбуждением обмотки статора постоянным током. Его характеристика показана кривой 2 на рис. IX.2. Характеристика другого двигателя, работающего в двигательном режиме, изобра-

жена кривой 1. Суммируя абсциссы характеристик 1 и 2, получим механическую характеристику 3 на валу привода. Меняя соответственно наклон двигательной и тормозной характеристик, можно получить семейство параллельных характеристик.

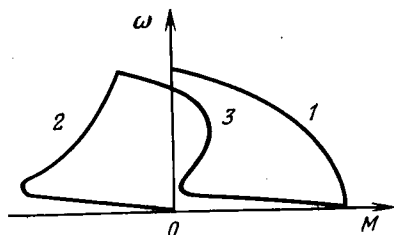


Рис. IX.2. Механические характеристики двухдвигательного электропривода при работе одного из двигателей в тормозном режиме

Для получения специальных характеристик привода можно на вал асинхронного двигателя установить добавочный генератор постоянного тока, который служит тормозной машиной. Генератор может быть независимого возбуждения и с самовозбуждением. Якорь генератора замыкают на тормозное сопротивление.

Все рассмотренные выше схемы для получения малых скоростей электропривода с асинхронным двигателем обладают низким к. п. д. и поэтому не могут применяться при длительных режимах работы.

### §IX.3. Многодвигательный электропривод по системе электрического вала

Системы электроприводов, содержащие несколько механически не связанных между собой электродвигателей и обеспечивающие одинаковую угловую скорость двигателей вне зависимости от их нагрузки, называются установками синхронного вращения или электрическим валом. Для удобства изучения этих систем их можно разделить на две группы: системы с вспомогательными машинами и системы без вспомогательных машин.

Название электрический вал взято по аналогии с механическим валом. Пусть два рабочих двигателя  $D1$  и  $D2$  (рис. IX.3) соединены между собой упругим валом. Когда двигатели имеют равные моменты нагрузки  $M_{c1}$  и  $M_{c2}$ , то при одинаковых механических характеристиках двигателей оба конца вала имеют одинаковую скорость, и вал никаких скручивающих усилий испытывать не будет. Если момент нагрузки одного из двигателей, например  $D1$ , станет больше момента двигателя  $D2$ , т. е.  $M_{c1} > M_{c2}$ , то скорость двигателя  $D1$  снизится. Так как двигатели связаны между собой упругим валом, то в результате возникновения деформации кручения от двигателя  $D1$  к двигателю  $D2$  начнет передаваться момент  $M_{y12}$ , определяющийся закручиванием вала. Вследствие этого двигатель  $D1$  разгрузится, а  $D2$  нагрузится и скорость их установится несколько меньшей, чем первоначальная.

Если убрать механическую связь и установить на валы главных двигателей  $D1$  и  $D2$  уравнительные асинхронные двигатели  $AD1$  и  $AD2$  (рис. IX.4), соединив при этом их роторные обмотки так, чтобы угол сдвига между э. д. с. роторов у них был равен  $180^\circ$ , то

получим электрический вал, действие которого аналогично действию механического вала.

Схема электрического вала может содержать любое число двигателей различной мощности. Обязательным условием является лишь равенство напряжений статорных и роторных обмоток. В дальнейшем будем рассматривать электрический вал, состоящий из двух одинаковых машин.

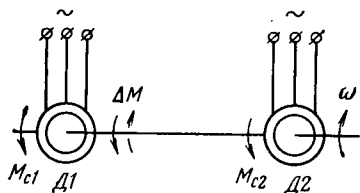


Рис. IX.3. Схема соединения двигателей уравнильным валом

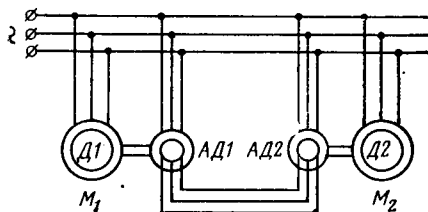


Рис. IX.4. Схема синхронного вращения двигателя с вспомогательными машинами

Когда нагрузки двигателей  $D1$  и  $D2$  равны, то при одинаковых характеристиках скорости их валов будут одинаковы. Для данного условия э. д. с. роторов  $E_{21}$  и  $E_{22}$  двигателей  $АД1$  и  $АД2$  одинаковы и сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . Поэтому ток в цепи роторов этих двигателей отсутствует, а обмотки статоров двигателей  $АД1$  и  $АД2$  обтекаются током холостого хода.

Если статический момент на валу двигателя  $D2$  увеличится, скорость его снизится. При этом э. д. с. ротора двигателя  $АД2$  увеличится и сдвинется по фазе относительно э. д. с. ротора  $АД1$ . В цепи роторов возникнет результирующая э. д. с.  $\Delta E_2$ , под действием которой по обмоткам роторов начнет проходить уравнильный ток  $I_{y2}$ , отстающий на угол  $\varphi_2$  от результирующей э. д. с.  $\Delta E_2$ :

$$I_{y2} = \frac{\Delta E_2}{2z_2},$$

где  $z_2$  — полное сопротивление фазы роторов.

Моменты вспомогательных машин в схеме электрического вала могут быть представлены равенствами

$$M_1 = c\Phi I_{y2} \cos \varphi_{21} \quad \text{и} \quad M_2 = c\Phi I_{y2} \cos \varphi_{22}.$$

Угол  $\varphi_{22}$  между током  $I_{y2}$  и э. д. с.  $E_{22}$  машины  $АД2$  меньше  $90^\circ$ , поэтому ее момент будет положительным. Она потребляет энергию из сети и, отдавая ее на вал двигателя  $D2$ , стремится увеличить его частоту вращения. Угол  $\varphi_{21}$  сдвига по фазе между током  $I_{y2}$  и э. д. с.  $E_{21}$  машины  $АД1$  больше  $90^\circ$ , и ее момент будет отрицательным. Она отбирает энергию с вала рабочего двигателя  $D1$  и отдает ее в сеть. Вследствие этого двигатель  $D1$  дополнительно загрузится и снизит частоту вращения.

Моменты вспомогательных машин АД1 и АД2 тем больше, чем выше рабочее скольжение. Поэтому принимают вспомогательные машины с синхронной скоростью, большей скорости двигателей Д1 и Д2, или вращают их роторы против направления вращения поля.

Мощность вспомогательных машин АД1 и АД2 выбирают из условий обеспечения полного выравнивания нагрузки рабочих двигателей Д1 и Д2. Следует иметь в виду, что в пределах устойчивой

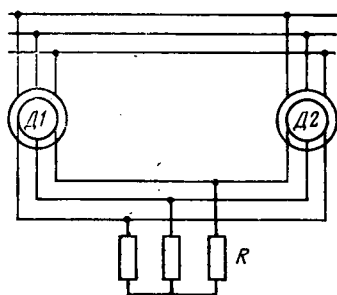


Рис. IX.5. Схема синхронизации асинхронных двигателей с помощью общего реостата

работы системы моменты вспомогательных машин АД1 и АД2 не должны превышать значений, которые приводят к нарушению процесса синхронизации.

Синхронизацию скоростей можно осуществить и без вспомогательных машин. Для этого в роторные цепи асинхронных двигателей Д1 и Д2 включают общий реостат  $R$  (рис. IX.5). При одинаковых скоростях угол рассогласования  $\theta$  равен нулю и токи, проходящие в роторах каждого двигателя, равны, а ток в реостате равен сумме этих токов. При увеличении на-

грузки любого из двигателей в цепи роторов кроме рабочих токов, проходящих через реостат, возникнут уравнильные токи, которые будут протекать по роторам двигателей, минуя реостат. Поэтому развиваемый каждым двигателем момент можно рассматривать как сумму рабочего и уравнильного моментов. Приведенная схема устойчиво работает только при больших скольжениях, поэтому в цепь роторов нужно включить значительное сопротивление, что при длительной работе создает большие потери энергии в сопротивлениях.

# ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОСТОЯННОГО ТОКА СИСТЕМЫ ГЕНЕРАТОР—ДВИГАТЕЛЬ

## § X.1. Общие сведения

Для машин и механизмов с частыми пусками и торможением или широким диапазоном регулирования скорости вращения, особенно при больших мощностях, работа на реостатных характеристиках является неэкономичной, так как связана с большими потерями электрической энергии. В таких случаях целесообразно управлять двигателем постоянного тока посредством изменения подводимого к его якорю напряжения (см. § VIII.2).

Так как промышленные сети электрического тока выполняют-ся на определенные стандартные напряжения, то для реализации этого принципа управления используют электромашинный преобразователь, состоящий из асинхронного или синхронного двигателя преобразователя ДП (иногда его называют сетевым двигателем) и генератора Г (рис. X.1) и осуществляющий преобразование переменного тока сети в постоянный ток, напряжение которого можно изменять в широких пределах. Такая система электропривода называется системой генератор — двигатель (Г—Д).

Обмотки возбуждения  $\Gamma(ОВ)$  генератора и двигателя  $Д(ОВ)$  получают питание от независимых источников постоянного тока или возбудителя  $В$ , приводимого во вращение двигателем преобразователя ДП.

В системе Г—Д любой режим работы двигателя  $Д$  (пуск, торможение, регулирование скорости и т. п.) может быть получен изменением величины и полярности подводимого к его якорю напряжения  $U$ :

$$U = E_{\Gamma} - I_{\Gamma}(R_{\Gamma} + R_{с.п.}), \quad (X.1)$$

где  $E_{\Gamma}$  — э. д. с. генератора;  
 $R_{\Gamma}$ ,  $R_{с.п.}$  — сопротивление соответственно якорной цепи генератора и соединительных проводов.

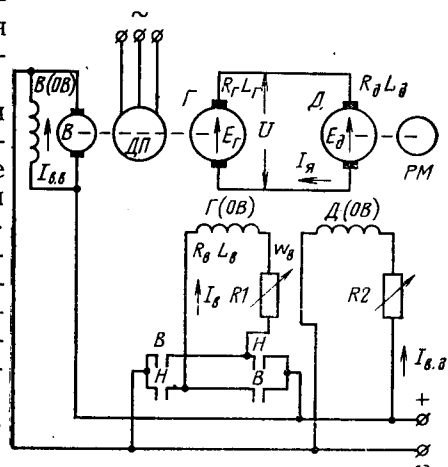


Рис. X.1. Схема электропривода системы Г—Д

Заменяя в (II.10) и (II.12) напряжение его значением из (X.1), получим выражения скоростной характеристики

$$\omega = \frac{E_r - I_a(R_r + R_{c.п} + R_d)}{c\Phi_d} = \frac{E_r}{c\Phi_d} - I_a \frac{(R_r + R_{c.п} + R_d)}{c\Phi_d} \quad (X.2)$$

и механической характеристики двигателя в системе Г—Д

$$\omega = \frac{E_r}{c\Phi_d} - M \frac{R_r + R_{c.п} + R_d}{c^2\Phi_d^2} \quad (X.3)$$

Как видно из полученных выражений, скорость идеального холостого хода двигателя (пограничная скорость) зависит от э.д.с.  $E_r$  генератора и магнитного потока  $\Phi_d$  двигателя:

$$\omega_0 = \frac{E_r}{c\Phi_d} = \frac{E_r}{c_d} \quad (X.4)$$

а перепад скорости вращения — от нагрузки двигателя и суммарного сопротивления якорных цепей генератора и двигателя:

$$\Delta\omega = I_a \frac{R_a}{c_d} = M \frac{R_a}{c_d^2}, \quad (X.5)$$

где  $R_a = R_r + R_{c.п} + R_d \approx R_r + R_d$ .

Сравнение (X.5) с формулой перепада скорости вращения на естественной характеристике (II.20а) свидетельствует о меньшей жесткости характеристик в системе Г — Д, что объясняется доп. полным падением напряжения в якорной цепи генератора.

Скорость вращения двигателя при неизменной нагрузке пропорциональна э.д.с.  $E_r$ , которая зависит от скорости вращения  $\omega_r$  генератора и его магнитного потока  $\Phi_r$ . Если генератор вращается синхронной машиной, то  $\omega_r = \text{const}$ . Поток  $\Phi_r$  определяется током  $I_b$  в обмотке возбуждения генератора или ее намагничивающей силой  $F_b = I_b W_b$ . При работе генератора с ненасыщенной магнитной системой э.д.с. генератора можно считать пропорциональной току возбуждения:

$$E_r = c_r I_b \quad (X.6)$$

или напряжению  $U_b = I_b R_b$ , приложенному к обмотке возбуждения генератора:

$$E_r = \frac{c_r}{R_b} U_b = c'_r U_b. \quad (X.7)$$

Подставляя это выражение в (X.2) и (X.3), получим

$$\omega = c'_r U_b - I_a \frac{R_a}{c_d} = c'_r U_b - M \frac{R_a}{c_d^2}. \quad (X.8)$$

Следовательно, изменяя напряжение  $U_b$  (ток  $I_b$ ) с помощью реостата  $Rl$  (см. рис. X.1), можно регулировать скорость вращения двигателя Д. При этом механические и скоростные характеристики представляют собой семейство параллельных прямых, жесткость которых остается неизменной (рис. X.2).

Жесткость характеристик системы Г — Д при асинхронном сетевом двигателе меньше, чем при синхронном. Так, его скорость и, следовательно, скорость  $\omega_r$  уменьшается при возрастании нагрузки на его валу, которая связана с нагрузкой двигателя Д (см. рис. X.1) следующим соотношением:

$$P_{\text{дн}} = \frac{P_{\text{г}}}{\eta_{\text{г}}} = \frac{UI_{\text{я}}}{\eta_{\text{г}}} = \frac{P_{\text{д}}}{\eta_{\text{г}}\eta_{\text{д}}} = \frac{M_{\text{с}}}{\eta_{\text{г}}\eta_{\text{д}}}. \quad (\text{X.9})$$

Мощность генератора  $P_g$  при  $M_c = \text{const}$ , а следовательно, и мощность  $P_{дп}$  на валу двигателя преобразователя ДП, будет тем большей, чем выше скорость вращения (или э. д. с. генератора

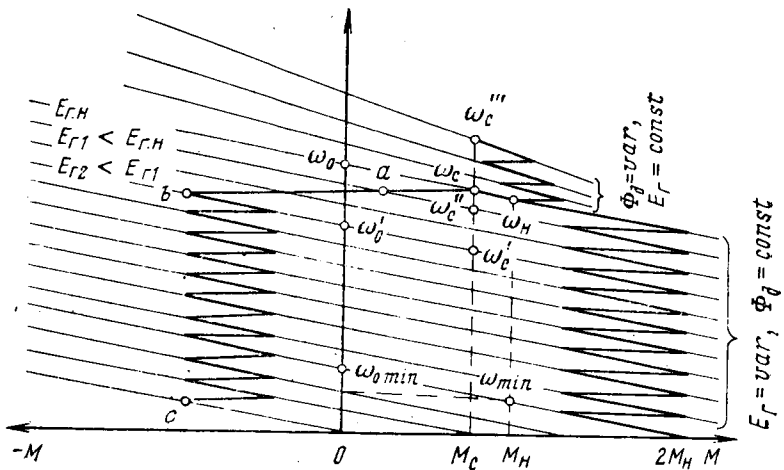


Рис. X.2. Статические характеристики электропривода системы Г—Д

$E_r$ ). Вследствие этого перепад скорости асинхронного двигателя при изменении статического момента  $M_c$  в некоторых пределах и работе привода с высокими скоростями идеального холостого хода (или  $E_r$ ) будет больше, чем при малых значениях  $E_r$ . Поэтому жесткость характеристик системы Г—Д при асинхронном двигателе ДП увеличивается с уменьшением скорости идеального холостого хода, приближаясь к жесткости характеристик при  $\omega_r = \text{const}$ .

В соответствии с (X.8) каждому установленному значению напряжения  $U_{\text{в}}$  возбуждения генератора будет соответствовать определенное значение скорости вращения двигателя при отсутствии нагрузки на валу двигателя, называемой заданной скоростью:

$$\omega_{\text{об}} = c' U_{\text{в}}. \quad (\text{X.10})$$

Возникающее при нагрузке отклонение скорости  $\Delta\omega = MR_{я}/C_d^2$  от заданного значения пропорционально моменту  $M$  и обратно пропорционально жесткости  $\beta$  характеристики, равной в системе Г—Д

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = \frac{M_{K.3}}{\omega_0} = \frac{c_D^2 I_{K.3}}{E_\Gamma} = \frac{c_D^2}{R_\pi}. \quad (X.11)$$



Диапазон регулирования скорости находят как отношение максимальной и минимальной скоростей, которое определяют при номинальном моменте.

За минимальную скорость  $\omega_{\min}$  принимают ее значение при  $M=M_n$  на характеристике, имеющей  $\omega=0$  при  $M=2M_n$ , как показано на рис. X.2.

Для этой характеристики, принимая  $\omega=0$  в (X.3), с учетом (X.4) получим минимальную заданную скорость

$$\omega_{0\min} = 2M_n \frac{R_{\text{я}}}{c_{\text{д}}^2} = 2M_n \frac{1}{\beta}.$$

Минимальная скорость находится из уравнения механической характеристики

$$\omega_{\min} = \omega_{0\min} - M_n \frac{R_{\text{я}}}{c_{\text{д}}^2} = M_n \frac{R_{\text{я}}}{c_{\text{д}}^2}. \quad (\text{X.12})$$

Максимальная скорость двигателя определяется при номинальном потоке возбуждения  $\Phi_{\text{д}}$  и работе его на характеристике, соответствующей номинальному значению э. д. с.  $E_{\text{г.н}}$  генератора:

$$\omega_{\max} = \omega_n = \frac{E_{\text{г.н}}}{c_{\text{д}}} - M_n \frac{R_{\text{я}}}{c_{\text{д}}^2} = \omega_{0\max} - \frac{M_n R_{\text{я}}}{c_{\text{д}}}. \quad (\text{X.13})$$

Тогда диапазон регулирования скорости с учетом (VI.1)

$$D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = \frac{E_{\text{г.н}} c_{\text{д}}}{M_n R_{\text{я}}} - 1 = \frac{E_{\text{г.н}}}{I_{\text{я.н}} R_{\text{я}}} - 1 = \frac{R_n}{R_{\text{я}}} - 1.$$

Принимая  $R_{\text{д}} = R_{\text{г}}$ , т. е.  $R_{\text{я}} \approx 2R_{\text{д}}$ , получим с учетом  $\frac{R_{\text{я}}}{R_n} = \rho$

$$D = \frac{1}{2\rho} - 1. \quad (\text{X.14})$$

Так как относительное сопротивление якорной цепи при мощности свыше 10 кВт  $\rho = 0,03 \div 0,08$ , то диапазон регулирования для системы Г — Д составляет  $D = 7 \div 15$ .

Этот диапазон может быть увеличен при двухзонном регулировании, когда регулирование скорости от  $\omega_{\min}$  до  $\omega_n$  осуществляется изменением э. д. с.  $E_{\text{г}}$  генератора, а дальнейшее повышение скорости достигается ослаблением магнитного потока двигателя. Диапазон регулирования скорости в последнем случае (см. § VIII.2) обычно не превышает 2 : 1, т. е.  $\omega_{\max} \approx 2\omega_n$ . Необходимо учитывать, что в этой зоне допустимая нагрузка на валу двигателя ниже номинальной, а жесткость механических характеристик (см. рис. X.2) уменьшается. Таким образом, при двухзонном регулировании скорости  $D = 14 \div 30$ .

Дальнейшее расширение диапазона регулирования достигается повышением жесткости механических характеристик, что позволяет понизить скорость  $\omega_{\min}$ . Это осуществляется применением замкнутых систем управления электроприводом, при которых можно получить диапазон регулирования до  $D = 200 : 1$ .

Реверсирование двигателя  $D$  осуществляется изменением направления тока в обмотке возбуждения генератора (т. е. полярности напряжения  $U_B$ ) с помощью, например, реверсирующих контакторов  $B$  и  $H$  (см. рис. X.1). При этом меняется знак э. д. с.  $E_r$  и, следовательно, направление вращения двигателя.

Из выражений для скоростных и механических характеристик (X.8) следует, что привод системы  $\Gamma$ — $D$  может работать как в двигательном, так и в тормозном режиме при любом направлении вращения. Двигательному режиму соответствуют характеристики, расположенные в I и III квадрантах, а тормозным режимам — характеристики во II и IV квадрантах (рис. X.3). В системе  $\Gamma$ — $D$  возможно три тормозных режима.

Режим динамического торможения в системе  $\Gamma$ — $D$  может быть получен при  $E_r = 0$ . В этом случае якорь двигателя  $D$  замкнут на сопротивление якорной цепи генератора  $\Gamma$ , и кинетическая энергия движущихся частей преобразуется в электрическую, расходуемую на нагревание контура якорной цепи. Этому режиму соответствует характеристика, проходящая через начало координат.

Генераторное торможение с рекуперацией энергии осуществляется, если э. д. с. двигателя  $E_d = c\Phi\omega$  будет больше э. д. с. генератора. Так как ток в якорной цепи системы  $\Gamma$ — $D$  определяется разностью э. д. с.  $E_r$  генератора и  $E_d$  двигателя

$$I_a = \frac{E_r - E_d}{R_a}, \quad (X.15)$$

то в рассматриваемом случае он изменит направление по сравнению с двигательным режимом. Вследствие этого двигатель  $D$  (см. рис. X.1) перейдет в генераторный режим и будет преобразовывать механическую энергию в электрическую, отдавая ее генератору  $\Gamma$ , который будет работать в режиме двигателя. Его вращающий момент изменит направление и будет действовать в сторону вращения двигателя  $ДП$ . При этом увеличится скорость вращения его ротора (при асинхронном двигателе) и станет выше синхронной, в результате чего двигатель  $ДП$  перейдет в генераторный режим, при котором механическая энергия, подводимая к его валу, будет преобразовываться в электрическую энергию переменного тока, отдаваемую в сеть. Этот режим может быть получен практически при любой скорости двигателя. Минимальные значения

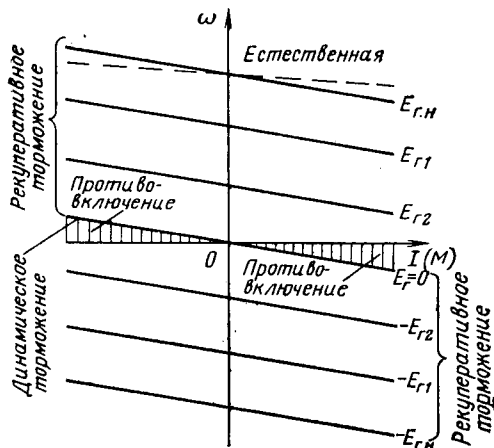


Рис. X.3. Область режимов работы электропривода системы  $\Gamma$ — $D$

скорости ограничены характеристикой динамического торможения (см. рис. X.3). Это позволяет осуществлять торможение привода и спуск грузов при пониженных скоростях с возвратом электрической энергии в сеть, что является одним из достоинств системы Г—Д.

Режим противовключения, как следует из § II.2, характеризуется одинаковым направлением э. д. с.  $E_{\Gamma}$  и  $E_{\text{д}}$ . Это условие обеспечивается только в области, заключенной между характеристикой динамического торможения и осью абсцисс.

Перед началом работы включают двигатель ДП. Напряжение от возбудителя подают на обмотку возбуждения регулируемого двигателя  $D$  и в цепи питания аппаратуры управления. Затем включают реверсирующий контактор  $B$  (или  $H$ ), чтобы полярность э. д. с. генератора соответствовала необходимому направлению вращения двигателя, и, постепенно выводя реостат  $R1$ , увеличивают ток возбуждения генератора и его э. д. с.  $E_{\Gamma}$ . Это приводит к появлению тока в якорной цепи и возникновению вращающего момента двигателя.

После того как вращающий момент станет больше статического, якорь двигателя начнет вращаться. По мере уменьшения сопротивления  $R1$  возрастает напряжение, подводимое к двигателю, и происходит переход с одной механической характеристики на другую (см. также рис. X.2). При большом количестве ступеней реостата  $R1$  и значительной индуктивности обмотки возбуждения  $G(OB)$  нарастание тока в ней происходит плавно. Поэтому вращающий момент двигателя увеличивается постепенно, что позволяет получить бесступенчатый пуск. После выведения реостата  $R1$  э. д. с. генератора достигнет номинального значения  $E_{\Gamma \text{н}}$  и двигатель будет работать с установившейся скоростью  $\omega_c$ , соответствующей статической нагрузке на валу.

При необходимости снижения скорости двигателя вплоть до полной его остановки увеличивают сопротивление реостата  $R1$ . Это приводит к уменьшению тока возбуждения генератора и, следовательно, к снижению его э. д. с. до величины  $E_{\Gamma 1}$  и переходу на соответствующую этой э. д. с. характеристику. Поскольку ток возбуждения и скорость  $\omega_c$  двигателя в начальный момент остаются постоянными, то его э. д. с. не меняется. Поэтому ток в якорной цепи начнет уменьшаться, что приведет к снижению вращающего момента двигателя до величины, меньшей  $M_c$  (точка  $a$ ). Под действием статической нагрузки скорость двигателя начнет уменьшаться, вызывая снижение э. д. с.  $E_{\text{д}}$ . Это приведет к возрастанию тока якорной цепи и вращающего момента двигателя, по достижении которым значения  $M_c$  наступит установившийся режим со скоростью  $\omega_c$ .

Если ток возбуждения генератора уменьшить до величины, при которой э. д. с. генератора  $E_{\Gamma 2}$  станет меньше э. д. с. двигателя (точка  $b$ ), то согласно (X.16) ток  $I_{\text{я}}$  изменит направление и возникнет генераторный режим с рекуперацией энергии в сеть. Под действием статической нагрузки и тормозного момента скорость

двигателя будет уменьшаться. При этом работа происходит на механической характеристике, соответствующей э. д. с. генератора  $E_{г2}$ . Рекуперативный режим продолжается, пока  $E_{г2} < E_d$ . Однако по мере падения скорости двигателя уменьшается и его э. д. с., что приводит к снижению тока  $I_a$ . При скорости двигателя, равной  $\omega_0$ , наступает равенство  $E_{г2} = E_d$ . Поэтому ток и вращающий момент равны нулю. Дальнейшее уменьшение скорости под действием статической нагрузки вызывает изменение направления тока в якорной цепи и переход привода в двигательный режим. Теперь уменьшение скорости и э. д. с. двигателя приводит к возрастанию тока и вращающего момента до величины  $M_c$  при скорости  $\omega'_0$ , с которой осуществляется дальнейшее установившееся движение.

Таким образом, регулирование скорости вращения электропривода системы Г—Д осуществляется изменением величины тока возбуждения генератора.

Для остановки двигателя с использованием генераторного торможения с рекуперацией энергии в питающую сеть необходимо по мере уменьшения скорости вращения снижать ток возбуждения генератора  $I_b$ , чтобы  $E_r < E_d$  (см. рис. X.2, ломаная  $bc$ ).

Вследствие остаточного намагничивания полюсов генератора при отсутствии тока в его обмотке возбуждения напряжение генератора не равно нулю. Это в некоторых случаях не позволяет затормозить двигатель до полной остановки, вызывая вращение его с так называемой ползучей скоростью. При двигателе Д, застопоренном механическим тормозом, в этом случае в якорной цепи может протекать значительный ток.

Для снижения влияния остаточного намагничивания применяют самогашение поля генератора, для чего обмотка возбуждения после отключения ее от источника питания подключается к щеткам генератора так, чтобы полярность напряжения на ней изменилась на противоположную (рис. X.4, а). Тогда ток в цепи возбуждения будет создавать магнитный поток, направленный встречно потоку остаточного намагничивания, снижая остаточную э. д. с. генератора.

Другим способом гашения поля является замыкание обмотки возбуждения на разрядное сопротивление  $R_p = (3 \div 5) R_b$  (рис. X.4, б) во избежание перенапряжения на обмотке.

Рассмотрение режимов работы показывает, что электропривод системы Г—Д обладает возможностью регулирования скорости в большем диапазоне, чем реостатное управление. При этом обеспечивается практически бесступенчатое регулирование и торможение электропривода с рекуперацией энергии в сеть.

Для более полной оценки технико-экономических показателей этой системы электропривода необходимо учесть и другие факторы, к которым относятся установленная мощность электрических машин и энергетические показатели системы Г—Д.

Суммарная номинальная мощность электрических машин системы Г—Д с учетом их к. п. д.

$$P_{\Sigma н} = P_{д.н} + P_{г.н} + P_{д.н} > 3P_{д.н}.$$

Если учесть также возбудитель для питания цепей управления и обмоток возбуждения и электромашинные усилители, применяемые в некоторых случаях в системе управления, то суммарная установленная мощность электрических машин составит  $P_{\Sigma} = (3,5 \div 4) P_{д.в.}$

Габариты всей системы электропривода значительны, и для ее размещения требуется достаточно большое помещение. Кроме того, для монтажа электромашинного преобразователя требуется специальный фундамент. Таким образом, первоначальные затраты на электропривод системы Г—Д оказываются высокими.

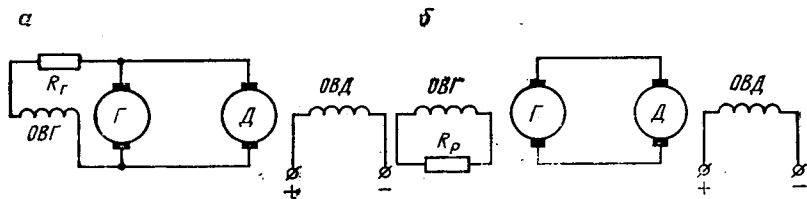


Рис. X.4. Схемы гашения поля генератора

Эксплуатационные затраты определяются главным образом стоимостью электроэнергии. Поэтому существенно важными являются к. п. д. и коэффициент мощности электропривода. Суммарный к. п. д. всей системы Г—Д может быть приближенно определен как отношение мощности на валу двигателя  $P_{д} = M_{с}\omega$  к мощности потребления из сети двигателем ДП:  $P_1 = P_{дп}/\eta_{дп}$ . С учетом (X.9) получим

$$\eta_{\Sigma} = \frac{P_{\Sigma}}{P_1} = \frac{P_{\Sigma}}{P_{дп}} \eta_{дп} = \eta_{дп} \eta_{Г} \eta_{Д} \quad (X.16)$$

Для электрических машин с  $P_{н} = 100 \div 1000$  кВт  $\eta_{н} \approx 0,9 - 0,94$ . Поэтому, принимая  $\eta_{дп} = \eta_{Г} = \eta_{Д}$ , получим  $\eta_{\Sigma} = 0,73 \div 0,83$ .

При регулировании скорости двигателя вниз от номинальной к. п. д. электрических машин и всей системы будет уменьшаться вследствие уменьшения их нагрузки. Однако этот показатель недостаточно четко характеризует сравнительные свойства различных систем электропривода. Более наглядным является сопоставление потерь энергии. При номинальной нагрузке потери в меди якорной цепи, равные  $I_{н}^2 R_{я}$ , остаются неизменными при любой скорости  $\omega$  двигателя, а потери в двигателе преобразователя с уменьшением скорости  $\omega$  снижаются вследствие меньшей его нагрузки. Таким образом, потери энергии в системе Г—Д значительно меньше, чем при реостатном регулировании скорости.

Коэффициент мощности системы зависит от применяемого двигателя ДП (см. рис. X.1). В случае использования асинхронного двигателя  $\cos \phi$  имеет наибольшее значение при работе с номинальной скоростью двигателя Д. Уменьшение скорости приводит к значительному снижению коэффициента мощности, так как за-

грузка асинхронного двигателя падает. Применение в качестве двигателя ДП синхронной машины обеспечивает повышение  $\cos \varphi$  при уменьшении скорости двигателя за счет установки соответствующего тока возбуждения. Поэтому в электромашинных преобразователях системы Г—Д наиболее целесообразным является применение синхронных двигателей.

С учетом рассмотренных показателей системы Г—Д можно сделать вывод о том, что ее преимущества, заключающиеся в возможности регулирования скорости при сохранении примерно постоянных потерь энергии, в наибольшей степени будут проявляться на машинах и агрегатах, длительно работающих со скоростью ниже номинальной и имеющих большое количество пусков и торможений. Поэтому в горной промышленности систему Г—Д применяют для привода главных механизмов одноковшовых экскаваторов и буровых установок, имеющих указанные выше режимы работы. Кроме того, вследствие удобства управления и автоматизации режимов работы электропривод системы Г—Д устанавливают на мощных шахтных подъемных установках.

## § X.2. Переходные процессы в системе Г—Д

В электроприводе системы Г—Д (см. рис. X.1) при подаче напряжения  $U$  на обмотку возбуждения генератора мгновенное значение э. д. с. генератора  $e_r$  изменяется с некоторым запаздыванием, обусловленным электромагнитной инерцией цепи возбуждения генератора. Механическая инерция двигателя и связанных с ним движущихся частей вызывает запаздывание изменения скорости  $\omega$  двигателя по отношению к э. д. с. генератора. Так как оба явления протекают одновременно, то выяснить поведение привода можно только при рассмотрении электромеханических переходных процессов в системе Г—Д, учитывающих оба вида инерции.

Если в дополнение к принятым в § III.5 допущениям считать, что скорость вращения генератора постоянна, то электромагнитный переходный процесс в обмотке возбуждения генератора может быть описан уравнением

$$U_b = i_b R_b + L_b \frac{di_b}{dt}.$$

Установившееся значение тока возбуждения

$$I_b = \frac{U_b}{R_b} = T_b \frac{di_b}{dt} + i_b. \quad (X.17)$$

Так как согласно принятым допущениям э. д. с. генератора пропорциональна току возбуждения  $e_r = c_r i_b$ , а ее производная по времени  $\frac{de_r}{dt} = c_r \frac{di_b}{dt}$ , то, выражая в (X.17) ток  $i_b$  и его производ-

ную через э. д. с.  $e_r$ , получим уравнение, описывающее поведение генератора:

$$T_B \frac{de_r}{dt} + e_r = \frac{c_r}{R_B} U_B = k_r U_B, \quad (X.18)$$

где  $k_r = c_r/R_B$ .

Уравнение равновесия э. д. с. в якорной цепи системы Г—Д имеет вид

$$e_r = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + c_d \omega. \quad (X.19)$$

Механические переходные процессы описываются уравнением (I.9). С учетом  $i_a = M/c_d$  и  $i_c = M_c/c_d$  получим

$$J \frac{d\omega}{dt} = c_d (i_a - i_c). \quad (X.20)$$

Найдем из этого выражения ток якоря  $i_a$  и его производную по времени:

$$i_a = \frac{J}{c_d} \frac{d\omega}{dt} + i_c; \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{J}{c_d} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{di_c}{dt}. \quad (X.21)$$

Подставляя их в (X.19), получим дифференциальное уравнение, которое описывает поведение двигателя при изменении э. д. с. генератора:

$$T_M T_a \frac{d^2\omega}{dt^2} + T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_d e_r - k_d R_a i_c - k_d L_a \frac{di_c}{dt}, \quad (X.22)$$

где  $k_d = 1/c_d$ .

Если из уравнения (X.22) найти э. д. с.  $e_r$  и ее производную и подставить их значения в (X.18), получим дифференциальное уравнение всей системы

$$T_M T_B T_a \frac{d^3\omega}{dt^3} + T_M (T_B + T_a) \frac{d^2\omega}{dt^2} + \\ + (T_B + T_M) \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_r k_d U_B - k_B R_a i_c - \\ - k_d (L_a + R_a T_B) \frac{di_c}{dt} - k_d L_a T_B \frac{d^2 i_c}{dt^2}. \quad (X.23)$$

Так как постоянная времени  $T_a$  якорной цепи обычно значительно меньше постоянной времени  $T_B$  обмотки возбуждения генератора, то ее величиной пренебрегают. Тогда при  $T_a = 0$ , а следовательно, и при  $L_a = 0$  уравнение (X.23) имеет вид

$$T_B T_M \ddot{\omega} + (T_B + T_M) \dot{\omega} + \omega = k U_B - k_d R_a i_c - k_d R_a T_B \frac{di_c}{dt}, \quad (X.24)$$

где  $k = k_r k_d$ .

Его характеристическое уравнение

$$T_B T_M p^2 + (T_B + T_M) p + 1 = (p T_B + 1) (p T_M + 1) = 0$$

имеет вещественные отрицательные корни:  $p_1 = -\frac{1}{T_B}$  и  $p_2 = -\frac{1}{T_M}$ . Следовательно, переходный процесс в системе Г—Д носит аperiодический характер.

В установившемся режиме уравнение (X.24) имеет вид

$$\omega_c = k U_B - k_d R_{\pi} I_c = \omega_0 - \Delta \omega_c,$$

где  $\omega_0 = k U_B = k_T k_d U_B$  — скорость идеального холостого хода, соответствующая заданному значению  $U_B$ ;  $\Delta \omega_c = k_d R_{\pi} I_c = I_c R_{\pi} / c_d$  — перепад скорости при установившемся значении статического тока  $I_c$ .

Полное решение уравнения (X.24):

$$\omega = C_1 e^{-\frac{t}{T_B}} + C_2 e^{-\frac{t}{T_M}} + \omega_c. \quad (X.25)$$

Закон изменения ускорения получим дифференцированием выражения (X.25):

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{C_1}{T_B} e^{-\frac{t}{T_B}} - \frac{C_2}{T_M} e^{-\frac{t}{T_M}}. \quad (X.26)$$

Характер изменения тока в якорной цепи найдем подстановкой  $\frac{d\omega}{dt}$  из (X.26) в (X.21):

$$i_{\pi} = I_c - \frac{T_M}{\beta} \left( \frac{C_1}{T_B} e^{-\frac{t}{T_B}} + \frac{C_2}{T_M} e^{-\frac{t}{T_M}} \right). \quad (X.27)$$

Постоянные интегрирования  $C_1$  и  $C_2$  находятся из начальных условий. Так как при  $t=0$ ,  $\omega = \omega_{\text{нач}}$ ,  $\frac{d\omega}{dt} = \omega_{\text{нач}}$ ,  $i_{\pi} = I_{\text{нач}}$ , то из (X.25) и (X.26) получим:

$$C_1 = \frac{\omega_{\text{нач}} T_M + (\omega_{\text{нач}} - \omega_c)}{T_B - T_M} T_B; \quad (X.28)$$

$$C_2 = \frac{\omega_{\text{нач}} T_B + (\omega_{\text{нач}} - \omega_c)}{T_B - T_M} T_M. \quad (X.29)$$

С помощью выражений (X.25) и (X.27) можно проанализировать характер изменения скорости и тока якоря в любых режимах работы при постоянной нагрузке, принимая соответствующие значения постоянных интегрирования  $C_1$  и  $C_2$ , определяющиеся начальными и конечными условиями процесса.

Например, при пуске двигателя вхолостую, который осуществляется в системе Г—Д включением обмотки возбуждения генератора на напряжение  $U_B$ , начальное значение скорости  $\omega_{\text{нач}} = 0$ . Начальный ток якоря, если не учитывать остаточного намагничи-



вания полюсов,  $i_{я.нач}=0$ . Конечные условия  $\omega_c=\omega_0$  и  $I_c=0$ . Тогда в соответствии с (X.25), (X.27):

$$\omega = \omega_0 + \frac{\omega_0}{T_B - T_M} \left( T_M e^{-\frac{t}{T_B}} \right); \quad (X.30)$$

$$i_{я} = \frac{\omega_0 \beta}{c_d} \frac{T_M}{T_B - T_M} \left( e^{-\frac{t}{T_B}} - e^{-\frac{t}{T_M}} \right). \quad (X.31)$$

Зависимость (X.31)  $i_{я}=f(t)$  имеет максимум (рис. X.5). Дифференцируя (X.31) и принимая  $\frac{di_{я}}{dt}=0$ , найдем время  $t_m$ , при котором ток якоря достигает максимальной величины  $I_{я\max}$ :

$$t_m = \frac{T_M T_B}{T_B - T_M} \ln \frac{T_B}{T_M}.$$

Подставляя вместо  $t$  найденное значение  $t_m$  в (X.31), можно определить максимальный ток якоря при пуске

$$I_{я\max} = I_{к.з} \left( \frac{T_M}{T_B} \right)^{\frac{T_B}{T_B - T_M}}. \quad (X.32)$$

В случае пуска двигателя при реактивной статической нагрузке разгон начнется только после возрастания тока якоря до зна-

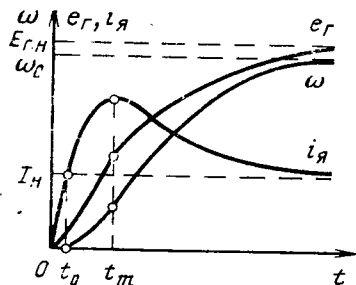


Рис. X.5. Графики переходных процессов системы Г—Д

чения  $i_{я}=I_c$ , при котором вращающий момент двигателя  $M=M_c$ . В этот период в системе идет только электромагнитный переходный процесс, при котором ток якоря по экспоненциальному закону возрастает от нуля до  $I_c$  за время  $t_0$ . Поэтому начальные условия процесса:  $\omega_{нач}=0$ ,  $I_{нач}=I_c$ , а конечные условия:  $\omega_{кон}=\omega_c$  и  $I_{кон}=I_c$ . Для этого случая:

$$\omega = \omega_c + \frac{\omega_c}{T_B - T_M} \left( T_M e^{-\frac{t}{T_B}} - T_B e^{-\frac{t}{T_M}} \right); \quad (X.33)$$

$$i_{я} = I_c + \frac{\omega_c \beta}{c_d} \left( e^{-\frac{t}{T_B}} - e^{-\frac{t}{T_M}} \right). \quad (X.34)$$

Максимальной величины, как и при пуске вхолостую, ток достигает при  $t = t_m$ , когда

$$I_{я \max} = I_c + \frac{\omega_c \beta}{c_d} \left( \frac{T_m}{T_b} \right)^{\frac{T_b}{T_b - T_m}} = I_c + I_k \left( \frac{T_m}{T_b} \right)^{\frac{T_b}{T_b - T_m}}. \quad (X.35)$$

Длительность переходного процесса и его характер (рис. X.5) слабо зависят от нагрузки при пуске, так как динамическая составляющая тока якоря, равная согласно (X.34)

$$i_a - I_c = \frac{\omega_c \beta}{c_d} \frac{T_b}{T_b - T_m} \left( e^{-\frac{t}{T_b}} - e^{-\frac{t}{T_m}} \right),$$

определяется величиной установившейся скорости  $\omega_c$ , которая вследствие значительной жесткости характеристик мало изменяется при различных токах  $I_c$ .

Пик тока якоря  $I_{я \max}$ , возникающий при мгновенном приложении напряжения  $U_b$  к обмотке возбуждения, может превысить допустимое значение. Поэтому для ограничения максимального тока якоря напряжение при пуске увеличивают плавно, задавая законы нарастания  $U_b$  в функции времени или пути, или применяют замкнутые системы регулирования (см. § X.4).

При активной статической нагрузке на валу двигателя после приложения напряжения  $U_b$  к обмотке возбуждения генератора якорь двигателя начинает вращаться под действием нагрузки в направлении, противоположном заданному, так как  $i_a < I_c$ . По мере увеличения тока  $i_a$  этот процесс замедляется, и двигатель, остановившись, начинает вращаться в заданном направлении. Затем переходный процесс протекает так же, как и при реактивной статической нагрузке (рис. X.6). Поэтому для машин и механизмов с активной статической нагрузкой (подъемные машины, наклонные конвейеры и т. п.) механическое растормаживание должно производиться после достижения током якоря значения  $I_c$ .

Переходные процессы в системе Г—Д при тормозных режимах описываются также уравнениями (X.25) и (X.27). При рассмотрении конкретного режима необходимо только учитывать соответствующие ему начальные и конечные условия процесса. Торможение двигателя в системе Г—Д осуществляется двумя способами:

1) отключением обмотки возбуждения генератора от источника питания и замыканием ее на разрядное сопротивление (см. рис. X.4, б);

2) отключением обмотки возбуждения от источника питания и последующим подключением ее на зажимы якоря генератора с обратной полярностью (см. рис. X.4, а).

В первом случае характер изменения скорости двигателя  $\omega$  и тока якоря  $i_a$  определяется уравнениями (X.25) и (X.27), если учесть, что при замыкании обмотки возбуждения на разрядное сопротивление уменьшение тока возбуждения происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени контура, равной  $L_b = L_b / (R_b + R_p)$ . Очевидно, что увеличение разрядного сопротивле-

ния приводит к более быстрому торможению, сопровождающемуся возрастанием тока якорной цепи. Если торможение начинается при работе привода в установившемся режиме, то начальные значения тока и скорости равны  $I_c$  и  $\omega_c$ . Пренебрегая остаточным намагни-

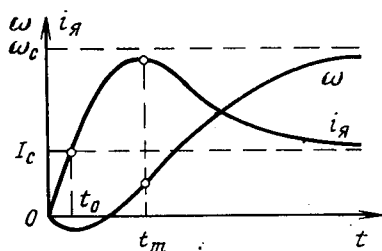
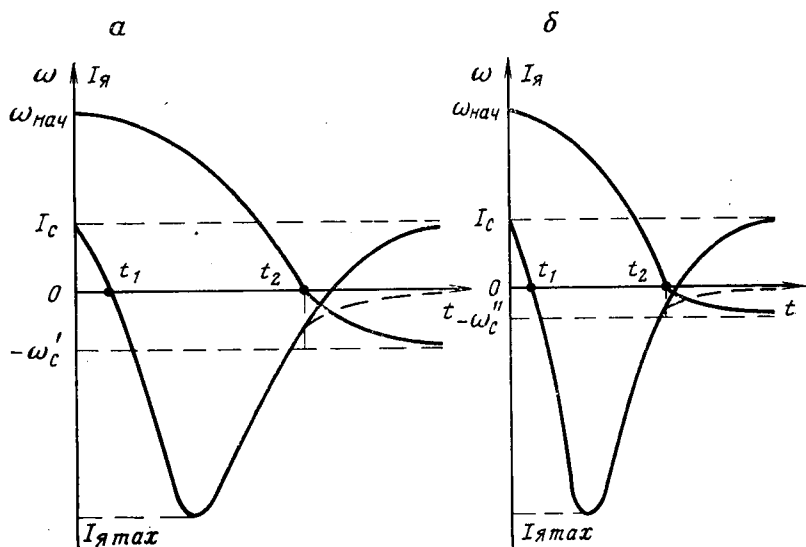


Рис. X.6. Графики переходных процессов при пуске с активной нагрузкой

Рис. X.7. Графики переходных процессов электропривода системы Г — Д:

а, б — при торможении; в — при реверсировании



чиванием, можно считать, что для активной статической нагрузки переходный процесс закончится при  $\omega = -\omega'_c = -I_c R_{я} / c_d$  и  $I_{я} = I_c$  (рис. X.7, а). Для этого случая постоянные интегрирования (X.28, X.29) имеют вид:

$$C_1 = \frac{\dot{\omega}_{\max} T_M + (\omega_c + \omega'_c) T_B}{T_B - T_M} T_B;$$

$$C_2 = - \frac{\dot{\omega}_{\max} T_B + (\omega_c + \omega'_c) T_M}{T_B - T_M} T_M.$$

Из кривых переходного процесса видно, что при  $t = t_1$  ток в цепи якоря становится отрицательным, т. е. возникает генераторный режим.

При реактивном статическом моменте процесс заканчивается при  $t=t_2$ , когда скорость двигателя  $\omega=0$ . Э. д. с. генератора в этот момент еще не равна нулю. Поэтому после остановки двигателя ток якоря снижается до нуля по экспоненциальному закону (штриховая линия).

При активном статическом моменте процесс после  $t=t_2$  продолжается и сопровождается переходом двигателя в режим динамического торможения. Так как якорь двигателя начинает вращаться в противоположном направлении, то знаки э. д. с.  $E_r$  и тока  $I_a$  изменяются. При скорости  $\omega_c' = -I_c R_a / c_d$  тормозной момент двигателя становится равным статическому и начинается движение с постоянной скоростью.

Вследствие наличия остаточного намагничивания генератора на его зажимах сохраняется э. д. с.  $E_{ост}$ , что даже при реактивной статической нагрузке может вызвать вращение якоря двигателя с небольшой скоростью, называемое «самоходом», а при заторможенном двигателе создать значительный ток в якорной цепи.

Для устранения этих явлений применяют способ торможения самогашением поля генератора. При этом после включения обмотки возбуждения на зажимы генератора напряжение  $U_b = -U_r \approx -e_r + i_a R_r$ . Пренебрегая падением напряжения в якоре двигателя, можно принять  $U_b \approx -c_d \omega$ . Уравнение переходного процесса

$$\frac{T_b T_m}{1+k_r'} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{T_m + T_b}{1+k_r'} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_c'' = -I_c \frac{R_a}{(1+k_r') c_d}, \quad (X.36)$$

где  $k_r'$  — параметр, учитывающий изменение жесткости характеристики при включении обмотки возбуждения на якорь.

Как следует из полученного уравнения, переходный процесс в этом случае протекает аналогично рассмотренному выше (рис. X.7, б), но торможение происходит более интенсивно и конечная скорость  $\omega_c''$  уменьшается в  $1+k_r'$  раз.

Реверс в системе Г—Д осуществляется изменением полярности напряжения на обмотке возбуждения генератора и состоит из двух процессов: торможения двигателя и разгона в противоположном направлении. При этом ток возбуждения и пропорциональная ему э. д. с.  $e_r$  генератора изменяется по экспоненциальному закону от начального значения  $i_{в.нач}$  ( $e_{г.нач}$ ) до конечного  $-i_{в.уст}$  ( $-e_{г.уст}$ ) за время  $(3 \div 4) T_b$ . Это приводит к более интенсивному протеканию процесса торможения по сравнению с обычной остановкой, когда за то же время э. д. с.  $e_r$  изменяется от  $e_{г.нач}$  до нуля, и увеличению максимального тока якоря примерно в 2 раза.

Поэтому для ограничения бросков тока якоря в переходных процессах применяют обычно замкнутые системы регулирования.

### § X.3. Электропривод системы Г—Д с обратными связями

При разомкнутой системе управления электроприводом (см. рис. X.1) регулирование скорости вращения двигателя Д осуществляется изменением напряжения  $U_b$ , подаваемого на обмотку воз-

буждения  $\Gamma(OB)$  генератора  $\Gamma$ . Следовательно, напряжение  $U_B$  будет входным сигналом, определяющим заданное значение скорости  $\omega_{03}$  двигателя  $D$ . Связь между регулируемым параметром, которым является скорость  $\omega$ , и задающим сигналом  $U_B$  может быть найдена на основании уравнений, описывающих переходные процессы в системе  $\Gamma-D$ .

Для двигателя  $D$  входной переменной можно считать э. д. с.  $e_r$  генератора. Зависимость между э. д. с.  $e_r$  и током  $i_a$  якорной цепи, являющимся одной из переменных двигателя, описывается уравнением (X.19), которое можно представить в виде

$$T_a \frac{di_a}{dt} + i_a = k_a (e_r - c_d \omega), \quad (X.37)$$

где  $k_a = 1/R_a$ ;  $T_a = L_a/R_a$ .

Связь между током  $i_a$  якоря и скоростью  $\omega$  двигателя определяется уравнением (X.21), которое можно преобразовать к виду

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{c_d}{J} (i_a - i_c) = \frac{k_c}{T_m} (i_a - i_c). \quad (X.38)$$

где  $k_c = R_a/c_d$ ;  $I_m = JR_a/c_d^2$ .

Для анализа поведения электропривода по управляющему воздействию (при  $i_c = 0$ ) на основании (X.37) и (X.38) можно получить уравнение

$$T_m T_a \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_d e_r. \quad (X.39)$$

Поведение системы  $\Gamma-D$  (если принять  $T_a = 0$ , так как  $T_a \ll T_m$ ) описывается согласно (X.24) уравнением

$$T_B T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + (T_B + T_m) \frac{d\omega}{dt} + \omega = k U_B, \quad (X.40)$$

где  $k = k_r k_d$  — коэффициент передачи системы  $\Gamma-D$ .

В установившемся режиме, когда все производные регулируемой величины равны нулю, двигатель будет работать с установившейся скоростью  $\omega_{03}$ , определяющейся величиной задающего сигнала  $U_B$

$$\omega_{03} = k_r k_d U_B = k U_B. \quad (X.41)$$

Для оценки влияния внешнего возмущающего воздействия, которым является статический ток  $i_c$  якоря, нужна зависимость скорости двигателя от э. д. с.  $e_r$  генератора и тока  $i_c$ . Она выражается уравнением (X.22), которое можно представить в виде

$$T_m T_a \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_d e_r - \frac{k_d}{k_a} \left( T_a \frac{di_c}{dt} + i_c \right). \quad (X.42)$$

Поведение всей системы определяется уравнением (X.23), которое при  $i_c = I_c$  можно записать в виде

$$T_m T_B T_a \ddot{\omega} + T_m (T_B + T_a) \dot{\omega} + (T_B + T_m) \omega + \omega = k U_B - k_d R_a I_c \quad (X.43)$$

или при  $T_{я} = 0$

$$T_{м}T_{в}\ddot{\omega} + (T_{в} + T_{м})\dot{\omega} + \omega = kU_{в} - k_{д}R_{я}I_{с}. \quad (X.43a)$$

В установившемся режиме, когда все возмущающие воздействия постоянны и их производные, а также производные регулируемой величины равны нулю, двигатель будет работать с постоянной скоростью

$$\omega = kU_{в} - k_{д}R_{я}I_{с} = \omega_{03} - k_{д}R_{я}I_{с}. \quad (X.44)$$

Полученная зависимость является аналитическим выражением электромеханической характеристики двигателя при работе его в системе Г—Д (см. § X.1). Отклонение скорости от заданного значения в установившемся режиме

$$\Delta\omega = k_{д}R_{я}I_{с} = \frac{R_{я}}{c_{д}} I_{с} = \frac{R_{я}}{c\Phi_{д}} I_{с} \quad (X.45)$$

зависит от нагрузки на валу двигателя, измеряемой величиной  $I_{с}$ , сопротивления  $R_{я}$  якорной цепи системы Г—Д, магнитного потока  $\Phi_{д}$  двигателя.

Поэтому нагрузка на валу двигателя, температура обмоток и напряжение возбуждения двигателя, вызывающие изменения  $I_{с}$ ,  $R_{я}$  и  $\Phi_{д}$ , являются возмущающими воздействиями, влияющими на точность регулирования скорости. Обычно основным возмущающим воздействием считают нагрузку на валу двигателя, пропорциональную статической составляющей тока  $i_{с}$ .

Погрешность регулирования скорости обычно оценивается статизмом механической характеристики электропривода — отношением перепада скорости двигателя  $\Delta\omega_{н}$  при номинальной нагрузке ( $I_{с} = I_{н}$ ) к заданному значению скорости  $\omega_{03}$ :

$$s = \frac{\Delta\omega_{н}}{\omega_{03}} \quad \text{или} \quad s\% = \frac{\Delta\omega_{н}}{\omega_{03}} 100. \quad (X.46)$$

Перепад скорости  $\Delta\omega_{н}$  согласно (X.5) и (X.12) равен

$$\Delta\omega_{н} = \frac{R_{я}}{c_{д}} I_{н} = \frac{R_{я}}{c_{д}^2} M_{н} = \frac{M_{н}}{\beta}.$$

Тогда статизм

$$s = \frac{M_{н}}{\omega_{03}\beta} \quad (X.47)$$

зависит от жесткости механической характеристики и заданного значения скорости. Так как жесткость механических характеристик в системе Г—Д при изменении задающего напряжения  $U_{в}$  остается неизменной, то из (X.47) следует, что с уменьшением  $\omega_{03}$  статизм возрастает, т. е. снижается точность регулирования.

При заданных минимальной скорости  $\omega_{0 \min}$  двигателя и статизме  $s_3$  необходимая точность регулирования может быть обеспечена при определенном перепаде скорости  $\Delta\omega_{н. \min}$ , который согласно (X.46) должен быть равен

$$\Delta\omega_{н. \min} = s_3 \omega_{0 \min}.$$

Из полученного выражения следует, что при уменьшении заданного значения скорости ее перепад должен также снижаться. Это условие может быть выполнено только в результате повышения жесткости механических характеристик, определяемой согласно (X.47) выражением

$$\beta = \frac{M_n}{\Delta\omega_{n,\min}} = \frac{c_d I_n}{\Delta\omega_{n,\min}} = \frac{I_n}{k_d \Delta\omega_{n,\min}}. \quad (X.48)$$

С этой целью применяют замкнутые системы управления электроприводом с различными видами обратных связей.

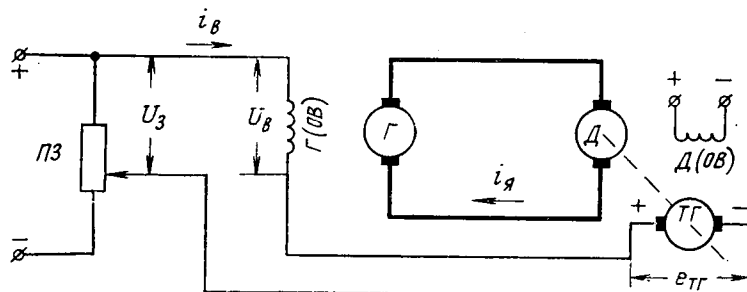


Рис. X.8. Схема электропривода системы Г—Д с отрицательной обратной связью по скорости

Электропривод системы Г—Д с обратной связью по скорости применяется для механизмов, скорость вращения которых требуется поддерживать с высокой точностью при значительных колебаниях нагрузки и других возмущающих воздействий. Так как регулируемой переменной в этом случае является скорость  $\omega$  двигателя, то систему управления целесообразно построить таким образом, чтобы отклонение действительного значения скорости от заданной величины вызвало автоматическое изменение управляющего сигнала с целью устранения возникшей погрешности.

Одним из возможных способов осуществления этой задачи является применение системы управления с изменением управляющего воздействия в функции рассогласования действительного и заданного значений регулируемого параметра, которым в данном случае является скорость двигателя. Для реализации этого принципа применяют жесткую отрицательную обратную связь по скорости, осуществляемую с помощью тахогенератора ТГ, установленного на валу двигателя (рис. X.8). Э. д. с. тахогенератора, представляющего собой измерительный элемент для определения фактической скорости двигателя, можно считать пропорциональной этой скорости, т. е.

$$e_{ТГ} = k_{ТГ} \omega, \quad (X.49)$$

где  $k_{ТГ}$  — коэффициент передачи тахогенератора, В. с.

Для получения отрицательной обратной связи ее действие должно быть противоположным действию задающего сигнала — напряжения  $U_3$ , устанавливаемого на потенциометре ПЗ, выполняющем функции задающего устройства. Тогда управляющее воздействие — напряжение  $U_в$ , приложенное к обмотке возбуждения  $\Gamma(ОВ)$  генератора, будет равно разности сигналов задания и обратной связи.

При работе двигателя в установившемся режиме с номинальной нагрузкой  $i_n = I_n$  его скорость равна  $\omega_n$ , а напряжение, приложенное к обмотке возбуждения генератора,

$$U_{в.н} = U_{3.н} - k_{тр} \omega_n. \quad (X.50)$$

Если по какой-то причине скорость  $\omega$  двигателя станет больше  $\omega_n$ , то согласно (X.50) напряжение возбуждения  $U_в$  будет меньше  $U_{в.н}$ . Вследствие этого уменьшается э. д. с:  $e_r$  генератора и ток  $i_n$  якорной цепи. Вращающий момент двигателя станет меньше момента нагрузки, и скорость двигателя начнет уменьшаться под действием нагрузки на валу, стремясь достигнуть значения, равного  $\omega_n$ .

В случае снижения скорости двигателя процесс поддержания скорости двигателя протекает аналогично.

Таким образом, рассмотренная система управления выполняет задачу автоматического изменения управляющего сигнала с целью устранения отклонения скорости от заданного значения.

Характер и количественная оценка процессов, происходящих в системе, могут быть выяснены с помощью дифференциального уравнения (X.43а) разомкнутой системы, если учесть, что в замкнутой системе управляющее воздействие  $U_в$  зависит от регулируемого параметра  $\omega$ . Подставив в (X.43а) значение  $U_в$  из (X.50), получим дифференциальное уравнение замкнутой системы  $\Gamma—Д$  с отрицательной обратной связью по скорости:

$$T_в T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + (T_в + T_m) \frac{d\omega}{dt} + \omega = k U_3 - k k_{тр} \omega - k_d R_{я} I_c, \quad (X.51)$$

которое можно записать в виде

$$\frac{T_в T_m}{1 + k k_{тр}} \ddot{\omega} + \frac{(T_в + T_m)}{1 + k k_{тр}} \dot{\omega} + \omega = \frac{k}{1 + k k_{тр}} U_3 - \frac{k_d R_{я}}{1 + k k_{тр}} I_c. \quad (X.52)$$

Из (X.52) следует, что в установившемся режиме скорость вращения двигателя

$$\omega = \frac{k}{1 + k k_{тр}} U_3 = \frac{k_d R_{я}}{1 + k k_{тр}} I_c. \quad (X.53)$$

Полученное выражение представляет собой уравнение статической электромеханической характеристики системы  $\Gamma—Д$  с отрицательной обратной связью по скорости. Как и для разомкнутой системы, первый член правой части уравнения (X.53) определяет



величину скорости при напряжении  $U_3$  на выходе системы, которая является заданной скоростью двигателя,

$$\omega'_{03} = \frac{k}{1 + kk_{\text{тг}}} U_3, \quad (\text{X.54})$$

а второй член — перепад скорости при определенной величине статической нагрузки, или статическую погрешность регулирования,

$$\Delta\omega' = \frac{k_d R_{\text{я}}}{1 + kk_{\text{тг}}} I_{\text{е}}. \quad (\text{X.55})$$

Сравнение выражений (X.5) и (X.55) показывает, что погрешность регулирования при замкнутой системе  $\Delta\omega'$  электропривода в  $(1 + kk_{\text{тг}})$  раз меньше, чем при разомкнутой  $\Delta\omega$ .

Очевидно, что с увеличением передаточных коэффициентов  $k = = k_{\text{тг}} k_d$  разомкнутой системы или  $k_{0.c} = k_{\text{тг}}$  обратной связи статическая погрешность  $\Delta\omega'$  уменьшается. В пределе, когда  $k \rightarrow \infty$ , величина  $\Delta\omega' \rightarrow 0$ , а скорость вращения двигателя согласно (X.54) стремится к заданной:

$$\omega = \frac{k}{1 + kk_{0.c}} U_3 \approx \frac{U_3}{k_{0.c}}, \quad (\text{X.56})$$

т. е. она не зависит от возмущающих воздействий. Ее величина определяется только задающим сигналом  $U_3$  и передаточным коэффициентом  $k_{0.c}$  обратной связи. Изменение внутренних параметров системы в этом случае не влияет на точность управления.

Это делает нецелесообразным применение систем с большими коэффициентами передачи, величина которых ограничивается также условиями получения необходимого качества переходных процессов, что будет показано ниже.

Помимо этого, сравнение выражений для заданных скоростей в разомкнутой (X.41) и замкнутой (X.54) системах показывает, что для получения одинаковых их величин, т. е.  $\omega_{0.3} = \omega'_{0.3}$ , необходимо выполнить условие

$$U_3 = (1 + kk_{\text{тг}}) U_{\text{в}}. \quad (\text{X.57})$$

Следовательно, в замкнутой системе задающее напряжение должно быть увеличено по сравнению с напряжением  $U_{\text{в}}$  разомкнутой системы во столько же раз, во сколько снижается перепад скорости вращения двигателя. Так как ток в обмотке возбуждения при этом должен быть одинаковым для обеспечения одинаковых значений э. д. с. генератора, то применение отрицательной обратной связи приводит к увеличению мощности, расходуемой на управление, т. е. снижает коэффициент усиления системы по мощности. Поэтому существуют целесообразные пределы повышения передаточного коэффициента системы и по этому фактору.

Динамические свойства системы Г—Д с отрицательной обратной связью по скорости можно оценить, получив решение уравне-

ния (X.52), корни характеристического уравнения которого равны

$$p_{1,2} = \frac{-(T_B + T_M) \pm \sqrt{(T_B + T_M)^2 - 4T_B T_M (1 + k k_{o.c})}}{2T_B T_M}. \quad (X.58)$$

Если подкоренное выражение больше нуля, то корни будут вещественными:

$$p_1 = \frac{-(T_B + T_M) + \sqrt{(T_B + T_M)^2 - 4T_B T_M (1 + k k_{o.c})}}{2T_B T_M} = -\frac{1}{T_1}; \quad (X.58a)$$

$$p_2 = \frac{-(T_B + T_M) - \sqrt{(T_B + T_M)^2 - 4T_B T_M (1 + k k_{o.c})}}{2T_B T_M} = -\frac{1}{T_2}. \quad (X.58b)$$

В этом случае процесс будет аperiodическим (рис. X.9, кривая 1), так как решение уравнения (X.52) имеет вид

$$\omega = A_1 e^{-\frac{t}{T_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{T_2}} + \omega_c'. \quad (X.59)$$

Как видно из (X.58a) и (X.58b),  $T_1 > T_2$ . Поэтому длительность переходного процесса определяется величиной постоянной времени  $T_1$  и равна  $t_{п.п} \approx (3 \div 4) T_1$ . Увеличение передаточного коэффициента обратной связи  $k_{o.c}$  приводит к уменьшению  $T_1$ , т. е. длительность переходного процесса сокращается по сравнению с разомкнутой системой Г—Д, для которой  $k_{o.c} = 0$ . Физически это объясняется тем, что во время переходных процессов, например при пуске с номинальной нагрузкой, к обмотке возбуждения генератора приложено напряжение, равное согласно (X.50) и (X.52)

$$U_B = U_{з.н} - k_{o.c} \omega = U_{в.н} (1 + k k_{o.c}) - k_{o.c} \omega.$$

Поэтому в начале процесса, когда  $\omega = 0$ , происходит форсирование переходного процесса в результате увеличения напряжения на обмотке возбуждения в  $(1 + k k_{o.c})$  раз по сравнению с необходимым его значением  $U_{в.н}$ . По мере увеличения скорости  $\omega$  коэффициент форсировки уменьшается и напряжение  $U_B$  снижается, достигая значения  $U_B = U_{в.н}$  при  $\omega = \omega_n$ . За счет этого переходный процесс протекает более интенсивно, и скорость  $\omega$  возрастает быстрее, чем в разомкнутой системе, у которой  $U_B = U_{в.н} = \text{const}$  во время переходного процесса.

Согласно (X.58) повышение передаточных коэффициентов  $k$  и

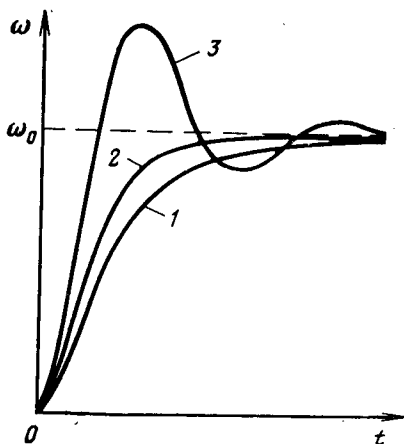


Рис. X.9. Графики переходных процессов замкнутой системы при различных параметрах

$kk_{0.c}$  приводит к сокращению продолжительности переходного процесса, который имеет минимальную длительность при

$$kk_{0.c} = \frac{(T_B - T_M)^2}{4T_B T_M} - 1, \quad (X.60)$$

когда корни (X.58а, б) характеристического уравнения равны

$$p_1 = p_2 = -\frac{T_B + T_M}{2T_B T_M} = -\frac{1}{T}. \quad (X.61)$$

В этом случае переходный процесс (рис. X.9, кривая 2) при изменении управляющего воздействия определяется решением уравнения (X.52а)

$$\omega = (C_1 + C_2 t) e^{-\frac{t}{T}} + \omega_c. \quad (X.62)$$

При дальнейшем увеличении значения  $kk_{0.c}$  согласно (X.60) корни характеристического уравнения становятся комплексными:

$$p_1 = -\frac{1}{T} + jq; \quad p_2 = -\frac{1}{T} - jq, \quad (X.63)$$

где

$$T = \frac{2T_B T_M}{T_B + T_M}; \quad q = \sqrt{\frac{kk_{0.c}}{T_B T_M} - \left(\frac{T_B + T_M}{2T_B T_M}\right)^2}.$$

Решение уравнения (X.52) в этом случае имеет вид

$$\omega = e^{-\frac{t}{T}} C_1 \sin(qt + \psi) + \omega_c. \quad (X.64)$$

Следовательно, переходный процесс носит колебательный характер (рис. X.9, кривая 3). Длительность переходного процесса  $t_{п.п.} \approx (3 \div 4)T$  в этом случае не уменьшается по сравнению с системой, для которой  $kk_{0.c}$  определяется условием (X.60), но время достижения заданного значения скорости сокращается. Однако увеличение амплитуды колебаний по мере роста величины  $kk_{0.c}$  приводит к повышению динамической погрешности регулирования скорости:

$$\omega - \omega_c = e^{-\frac{t}{T}} C_1 \sin(qt + \psi). \quad (X.65)$$

Поэтому наибольшие значения передаточных коэффициентов системы и обратной связи ограничены условиями обеспечения необходимой точности регулирования скорости.

Обычно значения передаточных коэффициентов выбирают по условиям получения требуемой жесткости статических характеристик (X.48). Заменяя в (X.48)  $\Delta\omega_{н \min}$  ее значением из (X.55) в замкнутой системе при  $I_c = I_n$ , можно найти зависимость

$$\beta = \frac{I_n}{k_d \Delta\omega_{н \min}} = \frac{1 + kk_{тг}}{k_d^2 R_{я}},$$

из которой следует, что

$$kk_{\text{тг}} = \beta k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} - 1. \quad (\text{X.66})$$

При известном значении  $k = k_{\text{тг}} k_{\text{д}}$  из полученного выражения можно найти необходимый передаточный коэффициент обратной связи

$$k_{\text{о.с}} = k_{\text{тг}} = \frac{\beta k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} - 1}{k}, \quad (\text{X.67})$$

а при выбранном  $k_{\text{тг}}$  — передаточный коэффициент системы

$$k = \frac{\beta k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} - 1}{k_{\text{тг}}}. \quad (\text{X.68})$$

Если полученное значение больше передаточного коэффициента  $k_{\text{тг}} k_{\text{д}}$  разомкнутой системы, то в цепь возбуждения необходимо включить (см. § X.5) усилитель с передаточным коэффициентом  $k_{\text{у}}$  для получения требуемого передаточного коэффициента системы, который в этом случае будет равен  $k = k_{\text{у}} k_{\text{тг}} k_{\text{д}}$ . Усилитель обычно выполняет и суммирование сигналов. Поэтому на его входы подаются задающий сигнал  $U_{\text{з}}$  и сигнал обратной связи —  $U_{\text{о.с.}}$

Для оценки динамических свойств системы при принятых передаточных коэффициентах производится ее проверка на устойчивость и качество процессов регулирования. В случае неудовлетворительных результатов этой проверки производится коррекция замкнутой системы электропривода с целью обеспечения требуемых показателей как в статическом, так и в динамическом режиме посредством введения дополнительных обратных связей (см. § XIV.1).

Схема с положительной обратной связью по току. Рассмотренная выше схема устраняет отклонение фактического значения регулируемого параметра от заданной величины независимо от причин, вызывающих это отклонение, что является основным ее достоинством. Однако можно осуществить систему управления, основанную на другом принципе.

Из выражения (X.5) видно, что основной причиной, вызывающей возникновение погрешности  $\Delta\omega$ , является статический ток  $I_{\text{с}}$ , пропорциональный величине основного внешнего возмущения. Если построить систему управления таким образом, чтобы управляющий сигнал  $U_{\text{в}}$  автоматически изменялся при изменении нагрузки, компенсируя создаваемый ею перепад скорости  $\Delta\omega$ , можно получить систему регулирования с управлением по возмущающему воздействию. Для реализации этой системы необходимо измерять величину момента на валу двигателя или пропорциональную ему статическую составляющую тока  $I_{\text{с}}$  и суммировать ее с сигналом заданной скорости. В этом случае при увеличении нагрузки на валу будет повышаться напряжение возбуждения  $U_{\text{в}}$  генератора, обеспечивая возрастание э.д.с.  $e_{\text{г}}$  на величину необходимую для устранения перепада скорости  $\Delta\omega$ , обусловленного нагрузкой.

Практически с целью упрощения реализации схемы осуществляют изменение управляющего сигнала в зависимости от полного

тока  $i_{\text{я}}$  якорной цепи, применяя положительную обратную связь по току якоря (рис. X.10, а). Для этого напряжение обратной связи  $U_{\text{о.т}}$ , равное падению напряжения  $\Delta U_{\text{ш}}$  на сопротивлении  $R_{\text{ш}}$  шунта, вводят в цепь обмотки возбуждения генератора  $\Gamma$  таким образом, чтобы оно действовало согласно с задающим напряжением  $U_{\text{з}}$ . Тогда напряжение на обмотке возбуждения генератора

$$U_{\text{в}} = U_{\text{з}} + U_{\text{о.т}} = U_{\text{з}} + R_{\text{ш}} i_{\text{я}} = U_{\text{з}} + k_{\text{о.т}} i_{\text{я}}, \quad (\text{X.69})$$

где  $k_{\text{о.т}} = U_{\text{о.т}} / I_{\text{я}} = R_{\text{ш}}$  — коэффициент обратной связи по току.

Таким образом, при увеличении нагрузки на валу двигателя напряжение возбуждения  $U_{\text{в}}$  возрастает и приводит к повышению

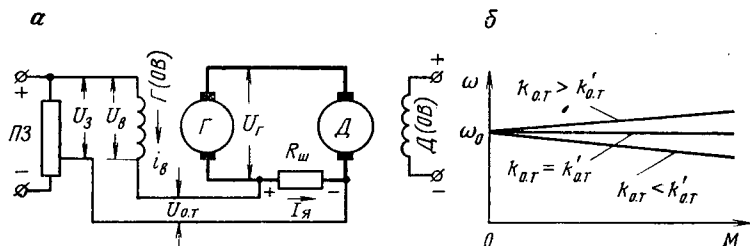


Рис. X.10. Схема (а) и характеристики (б) электропривода системы Г—Д с положительной обратной связью по току

э. д. с.  $e_{\Gamma}$  и, следовательно, скорости  $\omega$ . Уменьшение нагрузки, снижающее ток  $i_{\text{я}}$ , вызывает понижение напряжения  $U_{\text{в}}$  и скорости  $\omega$  двигателя.

Для оценки поведения системы Г—Д с положительной обратной связью по току якоря в выражение (X.69) подставим значение тока  $i_{\text{я}}$  из (X.21):

$$U_{\text{в}} = U_{\text{з}} + k_{\text{о.т}} \frac{J}{c_{\text{д}}} \frac{d\omega}{dt} + k_{\text{о.т}} I_{\text{с}} = U_{\text{з}} + \frac{k_{\text{о.т}}}{k_{\text{д}}} \frac{T_{\text{м}}}{R_{\text{я}}} \frac{d\omega}{dt} + k_{\text{о.т}} I_{\text{с}}.$$

Если полученное значение  $U_{\text{в}}$  ввести в уравнение (X.43а) разомкнутой системы Г—Д, получим дифференциальное уравнение замкнутой системы с положительной связью по току

$$T_{\text{в}} T_{\text{м}}'' \omega + \left[ T_{\text{в}} + T_{\text{м}} \left( 1 - k_{\Gamma} \frac{k_{\text{о.т}}}{R_{\text{я}}} \right) \right] \frac{d\omega}{dt} + \omega = k U_{\text{з}} - k_{\text{д}} (R_{\text{я}} - k_{\Gamma} k_{\text{о.т}}) I_{\text{с}}, \quad (\text{X.70})$$

в соответствии с которым скорость вращения двигателя в установившемся режиме

$$\omega_{\text{с}} = k U_{\text{з}} - k_{\text{д}} (R_{\text{я}} - k_{\Gamma} k_{\text{о.т}}) I_{\text{с}}. \quad (\text{X.71})$$

Из (X.71) следует, что перепад скорости вращения  $\Delta\omega$ , определяемый вторым слагаемым, может быть сделан равным нулю. Для этого необходимо, чтобы  $R_{\text{я}} - k_{\Gamma} k_{\text{о.т}} = 0$  или

$$k_{\text{о.т}} = \frac{R_{\text{я}}}{k_{\Gamma}} = \frac{R_{\Gamma} + R_{\text{д}} + R_{\text{ш}}}{k_{\Gamma}} = k'_{\text{о.т}}. \quad (\text{X.72})$$

В этом случае статическая характеристика привода (рис. X.10, б) станет абсолютно жесткой. Если  $k_{o.т} > k'_{o.т}$ , то получаются статические характеристики с возрастающей скоростью  $\omega$  двигателя при увеличении нагрузки. При этом согласно § 1.4 возникает статическая неустойчивость привода. Поэтому величина коэффициента обратной связи по току не должна превышать значения, определяемого выражением (X.72).

Динамические свойства системы определяются решением уравнения (X.70), корни характеристического уравнения которого равны

$$p_{1,2} = \frac{-\left[T_B + T_M \left(1 - k_r \frac{k_{o.т}}{R_{я}}\right)\right] \mp \sqrt{\left[T_B + T_M \left(1 - k_r \frac{k_{o.т}}{R_{я}}\right)\right]^2 - 4T_B T_M}}{2T_B T_M}.$$

Решение зависит от соотношения между постоянными времени  $T_B$  и  $T_M$  и величины  $k_{o.т}$ . Проанализируем случай при отрицательном значении подкоренного выражения, когда переходный процесс является колебательным и система обладает наибольшим быстродействием. При этом решение имеет вид (X.64), а корни характеристического уравнения равны:

$$p_1 = -\frac{1}{T} + jq; \quad p_2 = -\frac{1}{T} - jq,$$

где

$$T = \frac{2T_B T_M}{T_B + T_M \left(1 - k_r \frac{k_{o.т}}{R_{я}}\right)};$$

$$q = \sqrt{\frac{1}{T_B T_M} - \left[\frac{T_B + T_M \left(1 - k_r \frac{k_{o.т}}{R_{я}}\right)}{2T_B T_M}\right]^2}.$$

Как следует из полученных выражений, величина постоянной времени  $T$ , определяющей время переходного процесса, больше аналогичной постоянной (X.63) в системе с отрицательной обратной связью по скорости при любых значениях  $k_{o.т}$ . При максимальном допустимом значении  $k_{o.т} = k'_{o.т}$ , когда  $k_r k_{o.т} = R_{я}$ , постоянная времени достигает максимальной величины  $T = 2T_M$ , т. е. с увеличением коэффициента обратной связи по току быстродействие рассматриваемой системы электропривода уменьшается.

Практически обеспечить постоянство скорости вращения при рассмотренной системе управления невозможно. Это вызвано, главным образом, нелинейностью характеристики холостого хода генератора, из-за которой при увеличении тока управляющего сигнала  $U_B$  магнитная система генератора насыщается и его переда-

точный коэффициент  $k_r$  уменьшается. Вследствие этого значение  $k'_{o.t}$ , принятое в соответствии с (X.72) для работы на линейном участке кривой намагничивания, оказывается недостаточным для полной компенсации перепада скорости. Если величину  $k'_{o.t}$  выбрать по условиям работы в насыщенной зоне, то при переходе на линейный участок кривой намагничивания генератора коэффициент обратной связи превысит значение  $k'_{o.t}$  для возросшей величины  $k_r$ , и система станет неустойчивой.

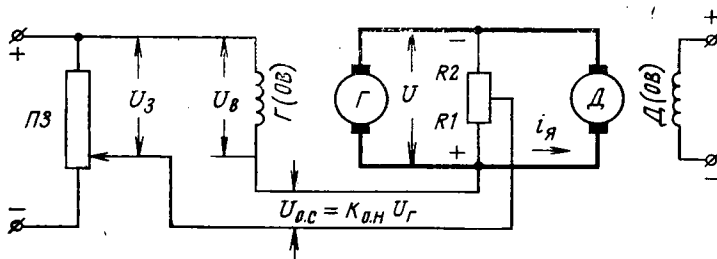


Рис. X.11. Схема электропривода системы Г—Д с отрицательной обратной связью по напряжению

Кроме того, на поведение электропривода будут влиять реакция якоря, изменение параметров электрических машин при нагревании и т. п., так как положительная обратная связь по току реагирует только на возмущающие воздействия, вызывающие изменения тока в цепи якоря. Поэтому системы управления только с положительной обратной связью по току применяют редко. Чаще такое управление совмещают с управлением по рассогласованию фактического и заданного значений регулируемого параметра. Такие системы носят название комбинированных систем управления.

Положительная обратная связь по току обычно осуществляется с использованием специальной последовательной обмотки возбуждения генератора, создающей магнитный поток, направленный согласно с потоком основной независимой обмотки возбуждения.

Схема с отрицательной обратной связью по напряжению. В тех случаях, когда не требуется большой жесткости статических характеристик двигателя, вместо отрицательной обратной связи по скорости применяют обратную связь по напряжению  $U_r$  генератора, что позволяет отказаться от применения тахогенератора. В этом случае (рис. X.11) система электропривода не является замкнутой, так как обратная связь осуществляется не по выходному, а по внутреннему параметру системы. При этом стабилизируется напряжение  $u_r$ , подводимое к двигателю, что уменьшает изменение скорости, обусловленное падением напряжения в якоре генератора. Напряжение на обмотке возбуждения в рассматриваемой системе равно

$$U_b = U_s + k_{o.n} u_r, \quad (X.73)$$

где  $k_{o.н} = \frac{U_{o.c}}{U_r} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  — коэффициент обратной связи по напряжению.

Если пренебречь индуктивностью якорной цепи ( $L_{я} = L_r + L_d = 0$ ), то напряжение на зажимах генератора  $u_r = c_d \omega + i_{я} R_d$ . Подставляя в это выражение значение  $i_{я}$  из (X.21), после преобразования найдем

$$u_r = T_m \frac{R_d}{k_d R_{я}} \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{k_d} + R_d i_c. \quad (X.74)$$

Тогда уравнение (X.43а) с учетом (X.73) и (X.74) будет описывать поведение системы Г—Д с отрицательной обратной связью по напряжению:

$$T_b T_m \ddot{\omega} + \left[ T_b + T_m \left( 1 + k_r k_{o.н} \frac{R_d}{R_{я}} \right) \right] \dot{\omega} + (1 + k_r k_{o.н}) \omega = k U_s - k_d (R_{я} + k_r k_{o.н} R_d) I_c. \quad (X.75)$$

Отсюда следует, что в установившемся режиме скорость вращения двигателя определяется выражением

$$\omega = \frac{k}{1 + k_r k_{o.н}} U_s - \frac{k_d (R_{я} + k_r k_{o.н} R_d)}{1 + k_r k_{o.н}} I_c.$$

Перепад скорости, вызванный нагрузкой, в системе Г—Д с отрицательной обратной связью по напряжению генератора

$$\Delta \omega = k_d R_{я} I_c \frac{1 + k_r k_{o.н} R_d / R_{я}}{1 + k_r k_{o.н}}$$

при  $k_r k_{o.н} \gg 1$  равен  $\Delta \omega \approx k_d R_d / I_c$ , т. е. зависит от падения напряжения только в якоре двигателя. Следовательно, погрешность регулирования меньше, чем в разомкнутой системе Г—Д, но больше, чем при наличии отрицательной обратной связи по скорости.

Предельная жесткость механической характеристики, которая может быть достигнута с помощью обратной связи по напряжению, меньше жесткости естественной характеристики двигателя. Однако это может оказаться недостаточным при увеличении диапазона регулирования скорости привода вследствие необходимости обеспечения стабильной работы при минимальных скоростях или получения ползучих скоростей. В этом случае применяют схемы с отрицательной обратной связью по э. д. с. двигателя, представляющие собой комбинацию положительной обратной связи по току и отрицательной обратной связи по напряжению, или с тахометрическим мостом [1].

#### § X.4. Электропривод системы Г—Д с нелинейными обратными связями

Применение рассмотренных выше видов обратных связей позволяет стабилизировать скорость вращения электропривода, т. е. обеспечить заданную жесткость его статических характеристик.



Регулирование скорости двигателя, частными случаями которого являются пуск и торможение привода, осуществляется изменением задающего сигнала. Однако резкое изменение его, а также внезапное увеличение нагрузки на валу в некоторых случаях приводит к возникновению недопустимого тока якоря или момента двигателя. Для устранения таких явлений применяют схемы управления

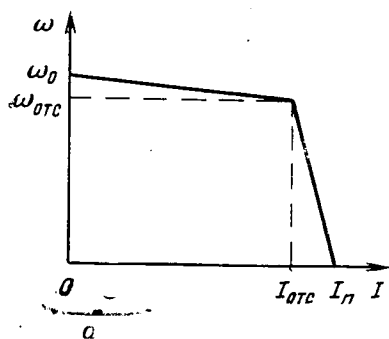
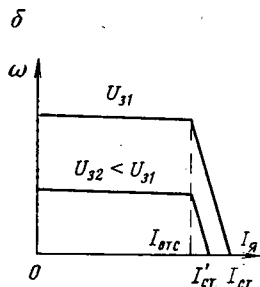
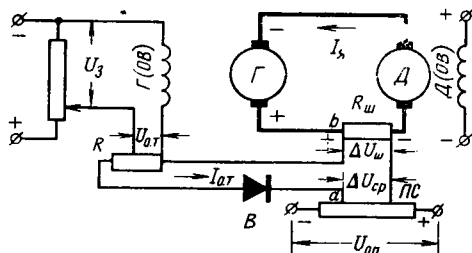


Рис. X.12. Экскаваторная характеристика

Рис. X.13. Схема электропривода системы Г—Д с задержанной обратной связью по току



с обратными связями, обеспечивающими получение статических характеристик определенной формы (рис. X.12), называемых *экскаваторными*.

При такой характеристике пуск осуществляется с почти постоянным током якоря, а следовательно, и вращающим моментом двигателя, что обеспечивает интенсивный разгон привода. Пусковой ток  $I_n$  выбирается с учетом допустимых значений тока якоря и ускорения привода. После окончания разгона двигатель работает на жестком участке характеристики с незначительным перепадом скорости при изменении нагрузки.

В случае резкого возрастания нагрузки на валу двигателя до величины, превышающей пусковой момент двигателя  $M_n = c_d I_n$ , происходит остановка (стопорение) двигателя. При этом по обмотке якоря протекает ток, равный пусковому и называемый *стопорным*. Такой режим работы электропривода также называется стопорным или работой «на упор». Он часто возникает при работе различных горных машин (экскаваторов, комбайнов и т. п.) в случае резкого увеличения нагрузки на исполнительном органе.

Экскаваторная форма характеристики обеспечивает пуск двигателя с токами, меньшими предельно допустимых, и защищает

его от чрезмерных токов при внезапных перегрузках. Для получения такой характеристики при токах якоря, превышающих  $I_{отс}$ , необходимо изменять э. д. с. генератора таким образом, чтобы поддерживать ток примерно постоянным. Стабилизация тока якоря может быть осуществлена введением отрицательной обратной связи по регулируемому параметру  $i_{я}$ , обеспечивающей снижение напряжения на обмотке возбуждения генератора при увеличении тока якоря свыше  $I_{отс}$ , т. е. уменьшение э.д.с. генератора.

При  $i_{я} < I_{отс}$  обратная связь не должна действовать, т. е. сигнал обратной связи и регулируемая величина нелинейно зависят друг от друга. Вследствие этого такая обратная связь относится к нелинейным и называется *задержанной*, так как она вступает в работу при достижении током определенного значения. При  $i_{я} < I_{отс}$  работа двигателя происходит на характеристике, имеющей большую жесткость, а после начала действия обратной связи в точке с током  $I_{отс}$  и скоростью  $\omega_{отс}$  происходит резкое уменьшение скорости, т. е. как бы отсекается дальнейшая часть характеристики. Поэтому рассматриваемый вид обратной связи называют обратной связью по току с отсечкой.

Один из вариантов электропривода системы с использованием такой обратной связи представлен на рис. X.13, а. Как видно из схемы, в этом случае напряжение на обмотке возбуждения генератора

$$U_b = U_s - U_{о.т}, \quad (X.76)$$

где  $U_{о.т} = k_{о.т} I_{я}$  — напряжение обратной связи по току якоря.

Ток  $i_{о.т}$  в цепи обратной связи может протекать только в направлении прямой проводимости вентиля  $B$ . Поэтому появление этого тока возможно только в том случае, когда падение напряжения  $\Delta U_{ш}$  на сопротивлении  $R_{ш}$ , включенном в якорную цепь, станет больше падения напряжения  $\Delta U_{ср}$  на потенциометре сравнения  $ПС$ . При этом потенциал точки  $b$  будет выше потенциала точки  $a$  и через вентиль начнет проходить ток

$$i_{о.т} = \frac{i_{я} R_{ш} - \Delta U_{ср}}{R + R_{пс}}, \quad (X.77)$$

пропорциональный току якоря  $i_{я}$ . Вследствие этого будет возрастать напряжение  $U_{о.т}$  обратной связи, что приведет к уменьшению напряжения  $U_b$  на обмотке возбуждения и снижению э. д. с.  $e_r$  генератора. В свою очередь, это вызовет уменьшение тока  $i_{я}$ .

Так как обратная связь должна вступать в действие при токе якоря  $i_{я} \geq I_{отс}$ , то согласно (X.77) для возникновения тока  $i_{о.т}$  на потенциометре  $ПС$  должно быть падение напряжения  $\Delta U_{ср} = I_{отс} R_{ш}$ . В этом случае ток обратной связи

$$i_{о.т} = \frac{i_{я} - I_{отс}}{R + R_{пс}} R_{ш} = \frac{R_{ш}}{R + R_{пс}} i_{я} - \frac{R_{ш}}{R + R_{пс}} I_{отс}, \quad (X.77a)$$

а напряжение на обмотке возбуждения согласно (X.76) и (X.77a)

$$U_b = U_s - k_{о.т} i_{я} + k_{о.т} I_{отс}, \quad (X.78)$$

где  $k_{0, \tau} = R'R_{\text{ш}} / (R + R_{\text{ис}})$  — коэффициент обратной связи по току якоря.

Подставляя в полученное выражение значение тока якоря из (X.21), получим

$$U_{\text{в}} = U_3 - \frac{k_{0, \tau} T_{\text{м}}}{k_{\text{д}} R_{\text{я}}} \cdot \frac{d\omega}{dt} - k_{0, \tau} (i_{\text{с}} - I_{\text{отс}}). \quad (\text{X.79})$$

Подставляя (X.79) в (X.43а), получим дифференциальное уравнение системы электропривода для рассматриваемой схемы, справедливое при  $i_{\text{с}} > I_{\text{отс}}$ :

$$\begin{aligned} T_{\text{в}} T_{\text{м}} \ddot{\omega} + \left[ T_{\text{в}} + T_{\text{м}} \left( 1 + \frac{k_{\text{т}} k_{0, \tau}}{R_{\text{я}}} \right) \right] \dot{\omega} + \omega = \\ = k U_3 - k_{\text{д}} i_{\text{с}} \left[ k_{\text{т}} k_{0, \tau} \left( 1 - \frac{I_{\text{отс}}}{i_{\text{с}}} \right) + R_{\text{я}} \right]. \end{aligned} \quad (\text{X.80})$$

Из (X.80) следует, что в установившемся режиме

$$\omega = k U_3 - k_{\text{д}} I_{\text{с}} [R_{\text{я}} + k_{\text{т}} k_{0, \tau} (1 - I_{\text{отс}}/I_{\text{с}})], \quad (\text{X.81})$$

т. е. перепад скорости вращения, определяющийся величиной второго слагаемого, при прочих неизменных параметрах возрастает с увеличением коэффициента обратной связи  $k_{0, \tau}$ . Значение этого коэффициента из (X.78) может быть повышено путем уменьшения сопротивления  $R_{\text{ис}}$ , однако при этом возрастает ток от источника опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ . Увеличение сопротивления  $R_{\text{ш}}$ , дающее больший эффект, не всегда желательно, так как приводит к снижению жесткости характеристики привода на рабочем участке (от  $i_{\text{я}} = 0$  до  $i_{\text{я}} = I_{\text{отс}}$ ).

Стопорный ток, определяемый из (X.81) при  $\omega = 0$  и  $I_{\text{с}} = I_{\text{ст}}$ ,

$$I_{\text{ст}} = \frac{k (U_3 + k_{0, \tau} I_{\text{отс}})}{k_{\text{д}} (k_{\text{т}} k_{0, \tau} + R_{\text{я}})} \quad (\text{X.82})$$

зависит от  $U_3$  и снижается при его уменьшении.

Скорость двигателя при начале токоограничения, когда  $I_{\text{с}} = I_{\text{отс}}$ , согласно (X.81) будет

$$\omega_{\text{отс}} = k U_3 - k_{\text{д}} R_{\text{я}} I_{\text{отс}}, \quad (\text{X.83})$$

т. е. перепад скорости двигателя  $\Delta \omega_{\text{отс}} = k_{\text{д}} R_{\text{я}} / I_{\text{отс}}$  при различных значениях  $U_3$  остается постоянным. Вследствие этого рабочие участки характеристик (рис. X.13, б) имеют одинаковую жесткость.

Наклон электромеханических характеристик, т. е. жесткость их, на участке токоограничения с учетом (X.82) и (X.83)

$$\beta_I = \frac{I_{\text{ст}} - I_{\text{отс}}}{\omega_{\text{отс}}} = \frac{1}{k_{\text{д}} (R_{\text{я}} + k_{\text{т}} k_{0, \tau})}. \quad (\text{X.84})$$

при постоянном значении  $k_{0, \tau}$  остается неизменным, т. е. и на этом участке характеристики параллельны.

Изменение тока  $I_{\text{отс}}$  производится изменением падения напряжения  $\Delta U_{\text{ср}} = I_{\text{отс}} R_{\text{ш}}$  на потенциометре ПС.

Увеличение  $k_{o, \tau}$  приводит к сокращению продолжительности переходных процессов, что следует из (X.80), корни характеристического уравнения которого

$$p_{1,2} = \frac{-\left[T_B + T_M \left(1 + \frac{k_r k_{o, \tau}}{R_{\text{я}}}\right)\right] \pm \sqrt{\left[T_B + T_M \left(1 + \frac{k_r k_{o, \tau}}{R_{\text{я}}}\right)\right]^2 - 4T_B T_M}}{2T_B T_M} \quad (\text{X.85})$$

Апериодический переходный процесс имеет минимальную длительность при равенстве нулю подкоренного выражения в (X.85). Тогда

$$p_1 = p_2 = -\frac{1}{T} = -\frac{T_B + T_M (1 + k_r k_{o, \tau} / R_{\text{я}})}{2T_B T_M}.$$

Отсюда следует, что постоянная времени  $T = \frac{2T_B T_M}{T_B + T_M (1 + k_r k_{o, \tau} / R_{\text{я}})}$  в рассматриваемой схеме меньше, чем при использовании отрицательной обратной связи по скорости. Однако увеличение  $k_{o, \tau}$ , обес-

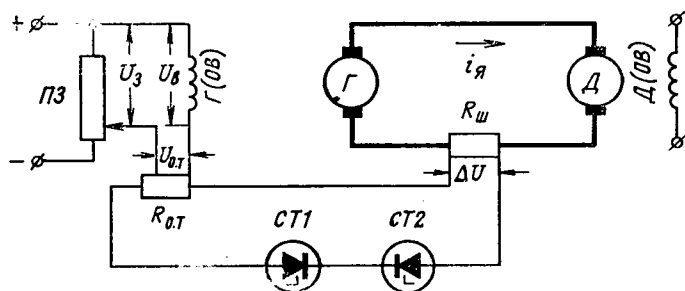


Рис. X.14. Схема электропривода системы Г—Д с нелинейной обратной связью по току

печаивающее более стабильное поддержание тока на участке токоограничения, в электромеханических системах с упругими элементами ухудшает демпфирование колебаний, возникающих в стопорных режимах (см. § III.6).

Помимо рассмотренной схемы с потенциометрической отсечкой, для получения нелинейных обратных связей по различным параметрам системы электропривода широко применяются различные элементы, обладающие нелинейными характеристиками, например кремниевые стабилитроны и магнитные усилители [8].

В качестве примера можно рассмотреть схему с использованием стабилитронов для получения задержанной обратной связи по току якоря (рис. X.14). Принцип работы схемы аналогичен рассмотренному выше. Особенность ее заключается в том, что включенные последовательно с сопротивлением  $R_{o, \tau}$  кремниевые стабилитроны  $CT1$  и  $CT2$  не проводят ток до тех пор, пока падение на-

пряжения  $\Delta U$  остается меньше их напряжения пробоя  $U_{\text{пр}}$ . Если сопротивление  $R_{\text{ш}}$  выбрать таким, чтобы при токе якоря  $i_{\text{я}} = I_{\text{отс}}$  падение напряжения  $\Delta U = I_{\text{отс}} R_{\text{ш}} = U_{\text{пр}}$ , то при  $I_{\text{я}} > I_{\text{отс}}$  произойдет пробой стабилитрона и по цепи обратной связи потечет ток  $i_{\text{о.т}}$ , величина которого зависит только от сопротивления  $R_{\text{о.т}}$  и тока якоря, т. е.

$$i_{\text{о.т}} = \frac{\Delta U - U_{\text{пр}}}{R_{\text{о.т}}} = \frac{i_{\text{я}} R_{\text{ш}} - I_{\text{отс}} R_{\text{ш}}}{R_{\text{о.т}}}.$$

Это вызовет снижение напряжения  $U_{\text{в}}$  на обмотке возбуждения генератора при  $U_{\text{з}} = \text{const}$  и приведет к уменьшению э. д. с.  $e_{\text{г}}$  и ограничению тока якоря.

В цепь обратной связи включены встречно два стабилитрона для ограничения тока при реверсировании электропривода, когда изменяется направление тока  $i_{\text{я}}$  и полярность напряжения  $\Delta U$ .

Рассмотренная схема иллюстрирует принцип использования нелинейных элементов в цепи обратной связи, а ее практическое применение ограничено небольшим допустимым током стабилитрона. Поэтому в приводах системы Г—Д значительной мощности данный способ получения нелинейной обратной связи реализуется с помощью усилителей в цепи возбуждения.

Другим примером использования нелинейных свойств элементов системы является электропривод системы трехобмоточный генератор — двигатель (ТГ—Д). В этом электроприводе (рис. X.15) применяют линейные непрерывные обратные связи по напряжению  $u_{\text{г}}$  генератора и току  $i_{\text{я}}$  якорной цепи, а для формирования экскаваторной характеристики использована нелинейность кривой намагничивания генератора. Суммирование задающего сигнала и сигналов обратных связей осуществляется с помощью трех обмоток возбуждения. Это позволяет устранить электрическую связь между силовой цепью электропривода и задающим устройством, что уменьшает опасность поражения электрическим током оператора и устраняет появление в цепи задания помех из силовой цепи.

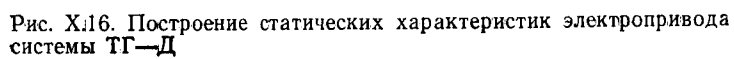
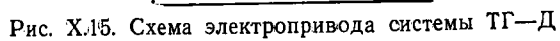
Обмотка *ОВН* независимого возбуждения генератора является задающей и создает намагничивающую силу  $F_{\text{з}} = I_{\text{о.з}} \omega_{\text{о.з}} = U_{\text{з}} \omega_{\text{о.з}} / R_{\text{о.з}}$ .

Обмотка *ОВШ* параллельного возбуждения служит для осуществления положительной обратной связи по напряжению генератора. Ее н. с.  $F_{\text{н}} = I_{\text{о.н}} \omega_{\text{о.н}} = u_{\text{г}} \omega_{\text{о.н}} / R_{\text{о.н}} \approx e_{\text{г}} \omega_{\text{о.н}} / R_{\text{о.н}}$  пропорциональна напряжению генератора и направлена согласно с н. с.  $F_{\text{з}}$ .

Обмотка *ОВП* последовательного возбуждения используется для получения отрицательной обратной связи по току якоря и создает н. с.  $F_{\text{т}} = I_{\text{я}} \omega_{\text{о.т}}$ , направленную встречно н. с.  $F_{\text{з}}$ .

Таким образом, суммарная н. с. всех обмоток возбуждения  $F_{\text{в}} = F_{\text{з}} + F_{\text{н}} - F_{\text{т}}$ .

Зависимость э. д. с.  $e_{\text{г}}$  генератора от н. с.  $F_{\text{в}}$  возбуждения определяется характеристикой холостого хода (рис. X.16). Изобразим



н. с.  $F_3$ , соответствующую определенному значению задающего напряжения  $U_3$ , отрезком  $OA$  на оси абсцисс. Для определения намагничивающих сил  $F_N$  и  $F_T$  построим графики зависимости  $F_N = f(E_T)$  и  $F_T = f(I_A)$ , которые имеют вид прямых соответственно  $OB$  и  $OG$ .

В режиме идеального холостого хода, когда  $i_A = 0$  и н.с.  $F_T = 0$ , н.с.  $F_{30} = F_3 + F_{30}$  зависит только от э. д. с. генератора. График зависимости  $F_{30} = f(E_T)$  изображается прямой  $AC$ , параллельной  $OB$ . Точка  $C$  пересечения ее с характеристикой холостого хода определяет э. д. с.  $E_{T0}$  в режиме холостого хода. При этом н.с. обмотки  $ОВШ$  равна  $F_{30}$  и определяется отрезком  $AD$ . Проектируя точку  $C$  на ось ординат, найдем точку  $E_{T0}$  внешней характеристики генератора  $E_T = f(I_A)$ , которая строится во втором квадранте.

При увеличении тока якоря суммарная н.с.  $F_N$  будет уменьшаться, что приведет к снижению э. д. с.  $E_T$ . Суммарная н.с.  $F_N$  может быть представлена в виде  $F_N = (F_3 - F_T) + F_{30}$ . График зависимости  $(F_3 - F_T) = f(I_A)$  изобразится прямой  $AK$ , параллельной  $OG$ . При токе якоря  $I_{A1}$  н.с.  $F_{T1}$  определяется отрезком  $O'L$  или  $MN'$ , а разность  $F_3 - F_{T1}$  — отрезком  $O'N'$  или  $ON$ . Проведя из точки  $N$  прямую  $NP$  параллельно  $OB$ , получим точку  $P$ , ордината которой определяет э. д. с.  $E_{T1}$  генератора при токе якоря  $I_{A1}$ , поскольку  $O'P$  соответствует суммарной н.с.  $F_{N1}$  при токе якоря  $I_{A1}$ . Величина н.с.  $F_{N1}$  в этом случае определяется отрезком  $O'R$ . Проектируя точку  $P$  на прямую, соответствующую току  $I_{A1}$ , получим вторую точку  $P'$  внешней характеристики генератора. Продолжая аналогичным образом построение для других значений тока якоря, получим характеристику  $E_T = f(I_A)$  в виде кривой  $E_{T0}P'S'T'V$ .

Так как скорость двигателя в системе  $\Gamma - Д$  определяется выражением (X.2), то, пренебрегая падением напряжения в цепи якоря, можно считать, что электрохимическая характеристика  $\omega = f(I_A)$  имеет такой же вид, как и внешняя характеристика генератора  $E_T = f(I_A)$ . Характеристика такой формы обеспечивает пуск двигателя с незначительно изменяющимся в процессе разгона током и его защиту при внезапных перегрузках, а рабочий участок ее является сравнительно жестким.

Для получения экскаваторной характеристики необходима работа генератора в зоне насыщения, и чем дальше за коленом кривой намагничивания будет расположена начальная точка  $C$ , соответствующая холостому ходу генератора, тем большую жесткость будет иметь рабочий участок характеристики. Однако при этом необходимо значительно увеличить н.с.  $F_3$  и  $F_T$ , т.е. изменить параметры обмотки возбуждения, что приведет к увеличению веса и габаритов генератора по сравнению с машинами нормального типа, рабочая точка номинального режима у которых расположена у колена кривой намагничивания. Кроме того, увеличение объема активных материалов и наличие трех обмоток возбуждения приводят к увеличению электромагнитной постоянной времени цепи возбуждения, определяющейся суммой постоянных времени всех об-

моток возбуждения, что снижает быстродействие системы электропривода. Вследствие указанных и ряда других недостатков в настоящее время электропривод системы ТГ—Д не проектируется.

### § X.5. Электропривод системы Г—Д с усилителями в цепи возбуждения генератора

При рассмотрении в предыдущих параграфах различных схем управления электроприводом системы Г—Д было показано, что для повышения диапазона регулирования и увеличения жесткости статических характеристик требуются большие значения передаточных коэффициентов системы электропривода. Как правило, передаточный коэффициент  $k = k_r k_d$  оказывается недостаточным по величине для получения требуемых свойств системы электропривода. Поэтому для повышения его величины последовательно с генератором в цепь его возбуждения вводят усилители различных типов: электромашинные, магнитные, полупроводниковые и т. д. Это позволяет также осуществить электромагнитное суммирование сигналов с помощью нескольких обмоток управления, имеющих у электромашинных и магнитных усилителей, и, таким образом, устранить возможность образования вредных паразитных контуров в цепях управления и повысить электробезопасность системы электропривода. Различие усилителей по конструкции и свойствам вносит ряд особенностей в выполнение систем электропривода с их применением.

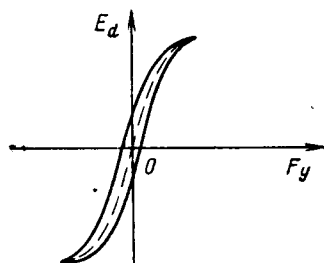


Рис. X.17. Характеристика холостого хода электромашинного усилителя

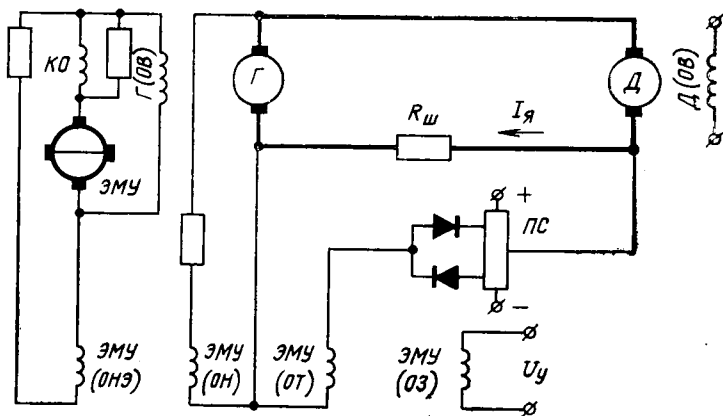


Рис. X.18. Схема электропривода системы Г—Д с ЭМУ



Электропривод системы Г—Д с электромашинным усилителем (Г—Д с ЭМУ) наиболее часто выполняется с применением электромашинного усилителя поперечного поля, который является машиной постоянного тока с ненасыщенной магнитной системой. ЭМУ имеет несколько обмоток возбуждения, называемых обмотками управления, которые допускают длительную 8—10-кратную перегрузки по току. Это обеспечивает возможность суммирования большого количества сигналов и позволяет значительно ускорить протекание переходных процессов путем форсировки ЭМУ. Зависимость между суммарной н. с.  $F_y$  и э. д. с.

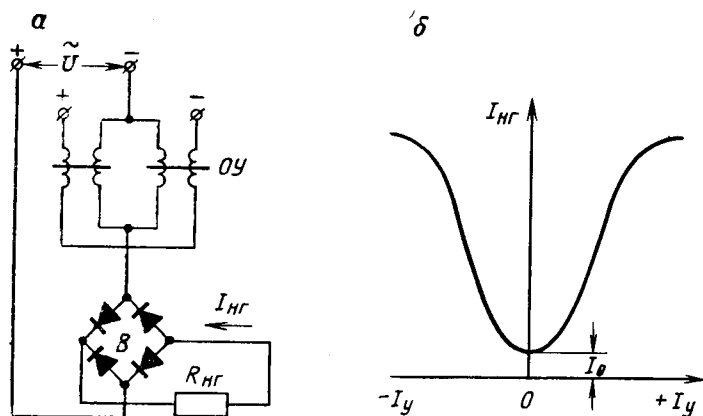


Рис. X.19. Схема (а) и внешняя характеристика (б) МУ без обратной связи

$E_d$  на выходе ЭМУ (рис. X.17) определяется его характеристикой холостого хода.

Электромашинные усилители, обладая высоким коэффициентом усиления по мощности, позволяют значительно уменьшить величину задающего сигнала и мощность задающего устройства. Однако они имеют и ряд существенных недостатков. Основным из них является малая надежность работы ЭМУ, представляющего собой вращающуюся коллекторную электрическую машину, требующую значительного внимания в процессе эксплуатации. Кроме того, наличие петли гистерезиса в характеристике ЭМУ, а следовательно, и различных значений скорости двигателя при одном и том же задающем сигнале заставляет применять отрицательную обратную связь по напряжению (обмотка ОНЭ) на выходе ЭМУ (рис. X.18) для уменьшения неоднозначности управления. Вследствие этого коэффициент усиления ЭМУ значительно уменьшается. Указанные недостатки ЭМУ поперечного поля наряду с другими причинами привели к разработке схем управления с магнитными усилителями.

Электропривод системы Г—Д с магнитными усилителями (Г—Д с МУ) является более надежным, так

как магнитные усилители представляют собой статический аппарат, т. е. не имеющий движущихся частей. Кроме того, магнитные усилители являются бесконтактными элементами, что позволяет легко изготовить их во влагостойком, а также пожаро- и взрывобезопасном исполнении.

Однотактный магнитный усилитель (МУ) в отличие от ЭМУ не изменяет направления тока  $I_{нг}$  в нагрузке (рис. X.19, а), включенной на его выход, при изменении направления тока  $I_y$  в обмотках управления МУ, так как его внешняя характеристика  $I_{нг} = f(I_y)$

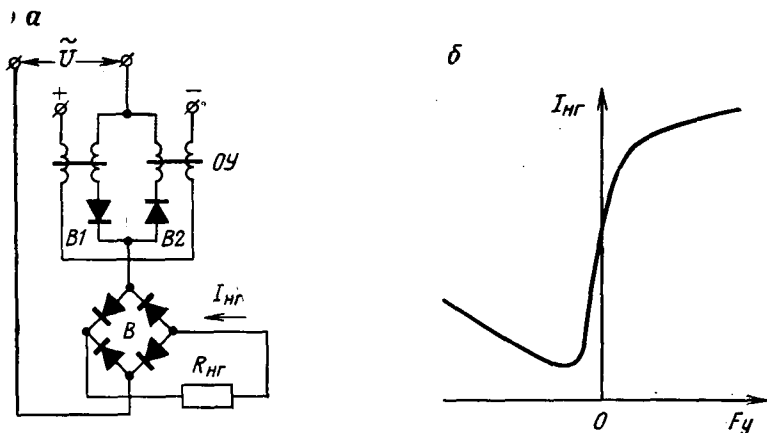


Рис. X.20. Схема (а) и внешняя характеристика (б) МУ с внутренней обратной связью

имеет вид U-образной кривой (рис. X.19, б), симметричной относительно оси ординат. Кроме того, при нулевом сигнале в обмотке управления по рабочим обмоткам и нагрузке протекает ток  $I_0$  холостого хода.

Для повышения коэффициента усиления применяют МУ с внутренней обратной связью (рис. X.20).

В системах управления электроприводами применяют также реверсивные (двухтактные) МУ. Они представляют собой комбинацию из двух или более однотактных МУ с внутренней обратной связью по току нагрузки. Из большого количества различных двухтактных МУ в электроприводе системы Г — Д наибольшее распространение получили усилители, состоящие из двух объединенных в общий блок силовых магнитных усилителей (СМУ) трехфазной конструкции, включенных по реверсивной мостовой схеме, с разделенной нагрузкой в виде обмоток возбуждения генератора, расположенных на различных полюсах (рис. X.21).

В такой системе электропривода (рис. X.22), называемой системой Г — Д с СМУ, применяют отрицательную обратную связь по напряжению генератора, сигнал которой поступает на обмотки управления ОН магнитных усилителей, и задержанную обратную

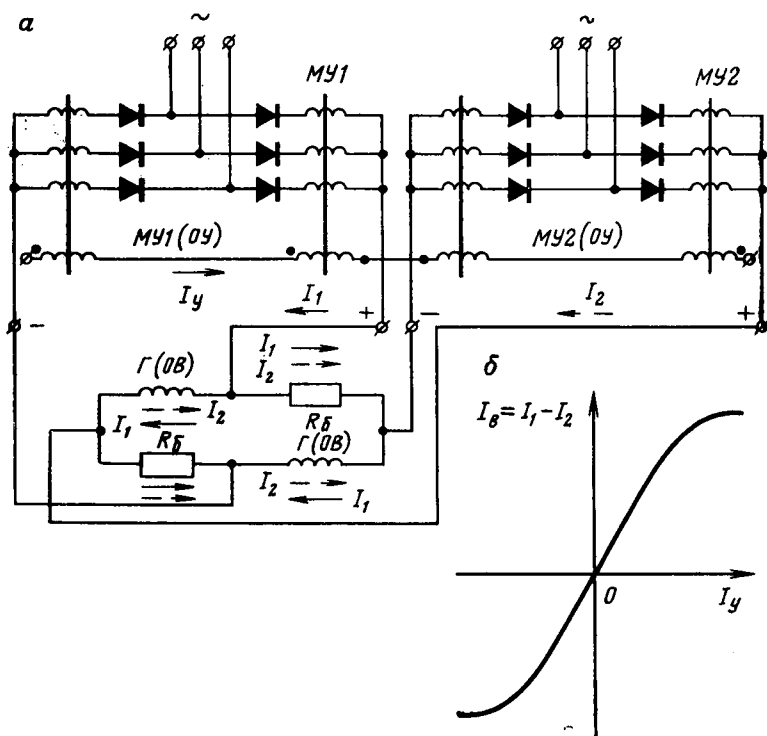


Рис. X.21. Схема (а) и внешняя характеристика (б) двухтактного магнитного усилителя

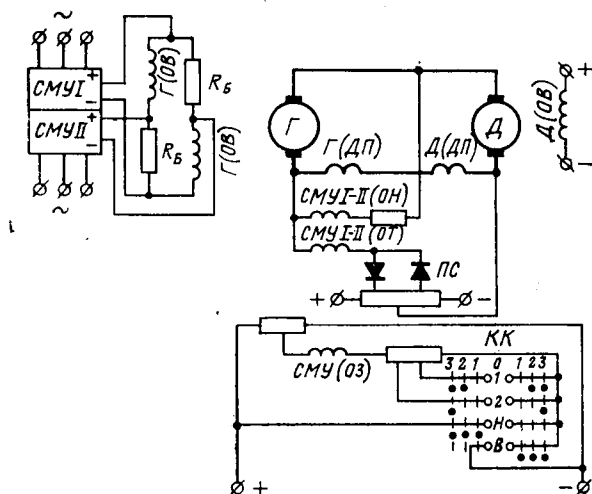


Рис. X.22. Схема электропривода системы  $\Gamma$ —Д с СМУ

связь по току, напряжение которой подается на обмотки *ОТ*. Задающий сигнал поступает на обмотки управления *ОЗ*. Таким образом, осуществляется электромагнитное суммирование сигналов управления так же, как в рассмотренном выше электроприводе системы Г—Д с ЭМУ. Принципиально схема управления и статические характеристики электропривода системы Г—Д с СМУ не отличаются от системы с применением ЭМУ. Достоинствами ее являются уже отмеченная выше высокая надежность и нетребовательность в эксплуатации.

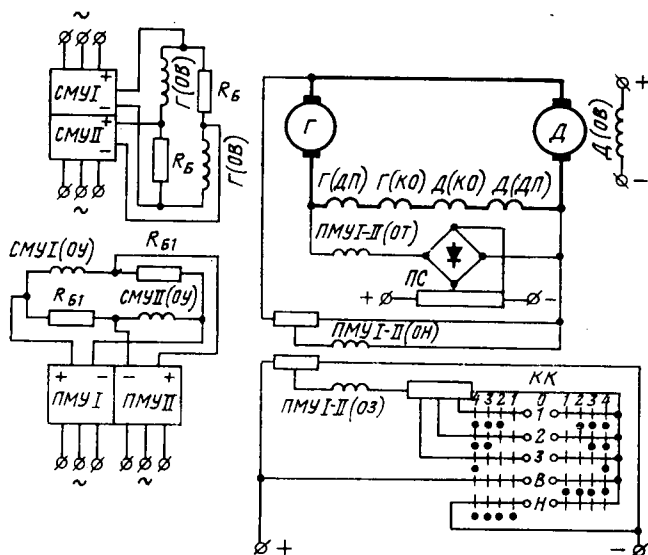


Рис. X.23. Схема электропривода системы Г—Д с СМУ и ПМУ

При рассмотрении переходных процессов МУ приближенно представляют инерционным звеном с постоянной времени, равной сумме электромагнитных постоянных времени его обмоток управления. При этом система электропривода описывается уравнением третьего порядка.

Система Г—Д с СМУ широко применяется для электроприводов главных механизмов карьерных экскаваторов средней мощности. Увеличение мощности двигателей (и генераторов) вызывает возрастание габаритов СМУ, что приводит к значительному повышению электромагнитных постоянных времени его обмоток управления. Поэтому для электроприводов мощных экскаваторов применяют каскадное включение магнитных усилителей (рис. X.23). Обмотка возбуждения генератора получает питание от реверсивного блока силовых магнитных усилителей СМУ, обмотки управления которых включены на выход промежуточного магнитного усилителя ПМУ, выполняющего функции суммирования и усиления сигналов задания и обратных связей.

Построение статических характеристик электропривода по системе Г—Д может выполняться с использованием аналитических зависимостей. Однако это дает только ориентировочную оценку формы характеристик, так как они получены для идеализированных систем и не учитывают нелинейности характеристик холостого хода генераторов, внешних характеристик МУ, влияния реакции якоря и т. д. Поэтому для более точного определения формы статических характеристик привода применяют графический

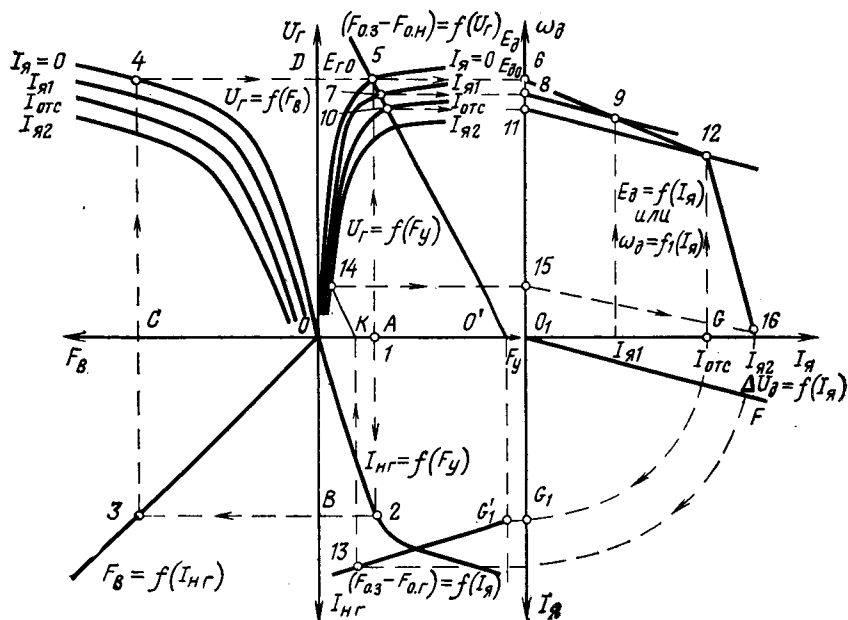


Рис. X.24. Построение статических характеристик электропривода системы Г—Д с СМУ

метод, основанный на построении внешней характеристики  $U_r = f(I_\delta)$  генератора по его нагрузочным характеристикам и внешним характеристикам усилителя в цепи возбуждения генератора. Он принципиально применим для любой схемы управления электроприводом системы Г—Д и был использован при упрощенном рассмотрении принципа работы электропривода системы ТГ—Д. Особенность его использования заключается только в определении суммарной намагничивающей силы, зависящей от видов применяемых обратных связей.

Рассмотрим графический метод построения статических характеристик на примере электропривода системы Г—Д с СМУ при наличии отрицательных обратных связей: непрерывной по напряжению и с отсечкой по току якоря.

Для построения статических характеристик необходимо иметь серию нагрузочных характеристик генератора  $U_r = f(F_\delta)$  при различных токах якоря (рис. X.24) и выходную характеристику  $I_{\text{нп}} =$

$f(F_y)$  СМУ. Во втором квадранте наносятся известные нагрузочные характеристики генератора  $U_r = f(F_b)$ , а в четвертом квадранте — выходная характеристика СМУ  $I_{\text{н}} = f(F_y)$  для сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$ , равного сопротивлению обмотки возбуждения  $R_b$ . В третьем квадранте по уравнению  $F_b = I_b \omega_b = I_{\text{н}} \omega_b$  строится зависимость н. с. возбуждения генератора от рабочего тока усилителя  $F_b = f(I_{\text{н}})$ .

Требуемая зависимость  $U_r = f(F_y)$  строится в первом квадранте. Для ее построения задается произвольное значение н. с.  $F_y$  обмотки управления СМУ (отрезок  $OA$ ) и находится соответствующий ей ток нагрузки  $I_{\text{н}}$  (точка 2) по характеристике  $I_{\text{н}} = f(F_y)$ . Для полученного значения тока (отрезок  $OB$ ) определяется с помощью зависимости  $F_b = f(I_{\text{н}})$  н. с. обмотки возбуждения  $F_b$  (точка 3). Величина напряжения генератора  $U_r$  при этой н. с.  $F_b$  определяется по нагрузочной характеристике генератора (точка 4). Полученное значение  $U_r$  (отрезок  $OD$ ) откладывается в первом квадранте при заданной величине н. с.  $F_y$  силового магнитного усилителя (точка 5). Задавая другие значения  $F_y$  в том же порядке, находят остальные точки искомых зависимостей  $U_r = f(F_y)$  для различных токов якоря.

Затем по оси абсцисс в первом квадранте откладывается величина н. с.  $F_{0.3}$  задающей обмотки СМУ (отрезок  $OO'$ ) и из точки  $O'$ , учитывая, что  $F_{0.н} = U_r \omega_{0.н} / R_{0.н}$ , строится вольт-амперная характеристика обмоток  $OH$  и  $OZ$  ( $F_{0.3} - F_{0.н} = f(U_r)$ ), которая должна пройти через точку 5, соответствующую требуемой э. д. с. генератора при холостом ходе. Вниз из точки  $O_1$  проводится дополнительная ось ординат, по которой откладываются значения тока якоря  $I_a$ , а вверх — ось э. д. с. двигателя  $E_d = c_d \omega$ , представляющая собой и ось скоростей вращения двигателя  $\omega = E_d / c_d$ . Вправо от точки  $O_1$  по оси абсцисс также откладывается ток якоря. На осях токов откладываются значения тока отсечки  $I_{\text{отс}}$  (отрезки  $O_1G$  и  $O_1G_1$ ), и из точки  $G_1$  с учетом  $F_{0.т} = \frac{I_a - I_{\text{отс}}}{R_{0.т} + R_{\text{нс}}} R_{\text{н}} \omega_{0.т}$  строится вольт-амперная характеристика обмоток  $OZ$  и  $OT$  ( $F_{0.3} - F_{0.т} = f(I_a)$ ). Из точки  $O_1$  проводится луч  $O_1F$ , представляющий собой зависимость падения напряжения  $\Delta U_d$  в якоре двигателя от тока якоря  $\Delta U_d = f(I_a)$  и строящийся по выражению  $\Delta U_d = I_a R_d$ .

Точка 5 пересечения вольт-амперной характеристики ( $F_{0.3} - F_{0.н} = f(U_r)$ ) и зависимости  $U_r = f(F_y)$  при  $I_a = 0$ , определяющая э. д. с. генератора в режиме холостого хода, проектируется на ось скоростей или э. д. с. двигателя (точка 6). Точка 7, определяющая напряжение генератора при токе якоря  $I_a$ , проектируется на ось э. д. с.  $E_d$  двигателя (точка 8). Из этой точки проводится луч, параллельный  $O_1F$ , и на пересечении его с прямой, соответствующей току якоря  $I_{a1}$ , находится точка 9, представляющая э. д. с. двигателя (или его скорость) при токе якоря  $I_{a1}$ . Аналогично определяется э. д. с. двигателя при токе якоря  $I_{\text{отс}}$  (точка 12). Кривая, проведенная через точки 6, 9 и 12, представляет собой рабочий участок статической характеристики двигателя  $\omega = f(I_a)$ .

После этого задается величина тока  $I_{я2} > I_{отс}$  и на вольт-амперной характеристике ( $F_{о.з} - F_{о.т}$ ) =  $f(I_{я})$  отмечается точка 13. Проекция ее на ось абсцисс (точка  $K$ ) позволяет определить разность  $F_{о.з} - F_{о.т}$  (отрезок  $OK$ ). Из точки  $K$  параллельно прямой ( $F_{о.з} - F_{о.т}$ ) =  $f(U_r)$  проводится луч до пересечения с нагрузочной характеристикой генератора при токе  $I_{я} = I_{я2}$  (точка 14), позволяющая определить напряжение генератора при токе  $I_{я2}$ . Проектируя эту точку на ось э. д. с. двигателя (точка 15), проводим из нее параллельно  $O'F$  луч до пересечения с линией тока  $I_{я2}$  (точка 16). Аналогичным способом находят остальные точки падающего участка характеристики  $\omega = f(I_{я})$ .

При отсутствии нагрузочных характеристик снижение напряжения генератора, вызванное размагничивающим действием реакции якоря и падением напряжения в якоре генератора, может быть приближенно учтено величиной  $\Delta U = I_{я}(R_d + R_r + R_{в.я})$ . Здесь  $R_{в.я}$  — эквивалентное сопротивление, учитывающее действие реакции якоря.

Электропривод системы Г — Д с тиристорным возбудителем (ТВ) позволяет получить максимальное быстродействие при небольших размерах возбудителя, являющегося статическим бесконтактным устройством. Кроме того, при использовании однотипных систем управления вентилями обеспечивается возможность унификации возбудителей при любой мощности электропривода.

Тиристорный возбудитель может быть выполнен с различными схемами включения управляемых вентиляй, наиболее простой из которых является встречно параллельное включение тиристоров (рис. X.25). В этом случае тиристорный возбудитель представляет собой реверсивный однополупериодный преобразователь переменного тока в постоянный, который при отпирании тиристора  $T1$  имеет на выходе положительную полярность, а при отпирании тиристора  $T2$  — отрицательную. Среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$ , подводимого к обмотке возбуждения генератора  $G$ , зависит от момента отпирания тиристора, определяющегося углом регулирования  $\alpha$ , отсчитываемым от точки естественной коммутации. Отпирание тиристоров осуществляется подачей на их управляющие электроды сигналов отпирания, вырабатываемых системой управления вентилями (СУВ). В СУВ осуществляется преобразование сигнала управления  $U_y$  в отпирающие импульсы. В состав СУВ может входить и устройство для суммирования входных сигналов, в качестве которого применяют быстродействующие магнитные усилители или полупроводниковые усилители постоянного тока.

При нулевом значении сигнала управления  $U_y$  отпирающий импульс подается на управляющий электрод тиристора со сдвигом по фазе примерно 180 электрических градусов, при котором выпрямленное напряжение  $U_d = U_b$  равно нулю. По мере увеличения значения  $U_y$  угол регулирования тиристора уменьшается и выпрямленное напряжение  $U_d$  возрастает, достигая максимальной величи-

ны при  $\alpha=0^\circ$ . При отрицательной полярности отпирающие импульсы подаются на тиристор  $T2$ . СУВ может обеспечить почти линейную зависимость напряжения  $U_d$  от напряжения управления  $U_y$  с достаточно большим значением коэффициента усиления  $k_y > 100$ .

Для сглаживания пульсаций, обусловленных однополупериодной схемой выпрямления, установлен конденсатор  $C$  с ограничивающим зарядный ток сопротивлением  $R_{огр}$ .

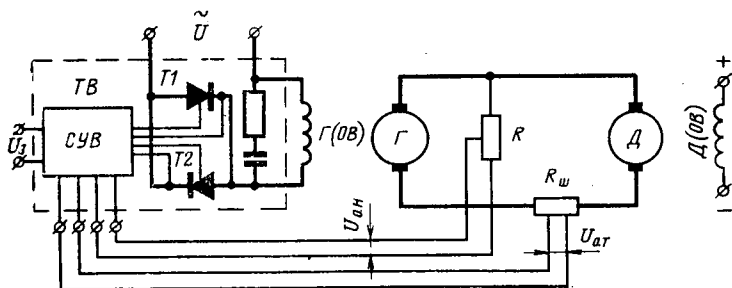


Рис. X.25. Схема электропривода Г—Д с тиристорным возбудителем

При использовании суммирующего полупроводникового усилителя система управления вентилями является безынерционной. Однако сам возбудитель обладает запаздыванием. Это обусловлено тем, что после подачи отпирающего импульса тиристоры находятся в проводящем состоянии до момента исчезновения прямого тока и восстановления запирающих свойств. Изменение величины сигнала управления  $U_y$ , происходящее в это время и в течение отрицательного полупериода напряжения переменного тока  $U_{\sim}$ , не влияет на величину выходного напряжения возбудителя и может вызвать изменение угла регулирования только при появлении следующей положительной полуволны синусоиды  $U_{\sim}$ . Следовательно, максимальное запаздывание равно длительности периода напряжения  $U_{\sim}$ , который при частоте  $f=50$  Гц равен  $T_{\pi}=0,02$  с. Так как электромагнитные постоянные времени  $T_b$  обмоток возбуждения обычно на порядок выше  $T_{\pi}$ , то такое запаздывание не оказывает существенного влияния на поведение системы Г—Д.

Поведение разомкнутой системы электропривода Г—Д с ТВ описывается уравнением третьего порядка

$$T_y T_b T_m \ddot{\omega} + (T_y T_b + T_y T_m + T_b T_m) \dot{\omega} + (T_b + T_m + T_y) \omega = k U_y - k_d R_{я} I_c, \quad (X.86)$$

где  $k=k_y k_r k_d$  — передаточный коэффициент системы.

Замкнутая система управления электроприводом обычно выполняется с использованием непрерывных обратных связей по скорости, напряжению или э. д. с. двигателя и задержанных обратных связей по току якорной цепи.



# ЭЛЕКТРОПРИВОД ПОСТОЯННОГО ТОКА СИСТЕМЫ УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ — ДВИГАТЕЛЬ

## § XI.1. Нереверсивный электропривод системы УВП-Д

Электропривод системы управляемый вентильный преобразователь — двигатель (УВП — Д) содержит двигатель Д (рис. XI.1) и статический преобразователь УВП, непосредственно преобразующий переменный ток в постоянный (или обратно) с малыми потерями энергии, благодаря чему к. п. д. системы УВП — Д выше, чем

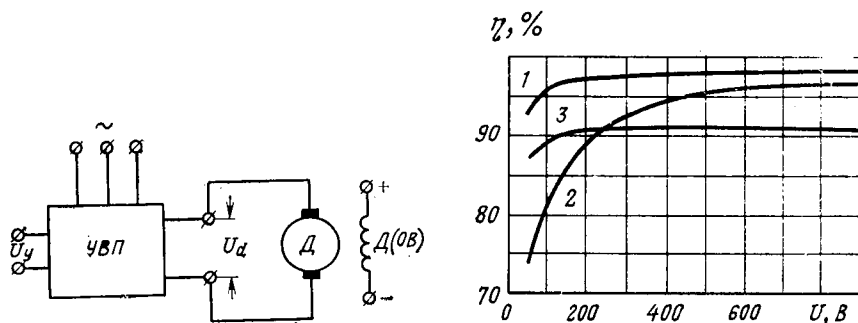


Рис. XI.1. Схема электропривода системы УВП—Д

Рис. XI.2. Графики зависимости к.п.д. от напряжения для различных типов преобразователей:

1 — полупроводникового; 2 — ионного; 3 — электромашинного

у системы Г — Д (рис. XI.2). Кроме того, управляемый вентильный преобразователь имеет меньшие размеры, вес и стоимость по сравнению с электромашинными, а отсутствие вращающихся элементов устраняет необходимость в применении фундаментов. Все это обеспечивает меньшие первоначальные затраты по сравнению с системой Г — Д.

У системы электропривода УВП — Д, как и у системы Г — Д, управление осуществляется изменением величины напряжения, подводимого к якору двигателя Д. Регулирование напряжения производится с помощью преобразователя УВП, основным элементом которого являются управляемые вентили: тиратроны, ртутные выпрямители или тиристоры. Электроприводы с преобразователями на тиратронах и ртутных выпрямителях называются ионным электроприводом, а с преобразователями на тиристорах — тиристорным электроприводом.

Управляемый клапан при наличии отпирающего сигнала на управляющем электроде обладает малым сопротивлением для прохождения тока в прямом направлении (от анода к катоду) и очень большим сопротивлением в обратном направлении. При идеализации его работы принимают сопротивление в прямом направлении равным нулю, а в обратном направлении — бесконечности. При отсутствии сигнала на управляющем электроде сопротивление клапана в любом направлении равно бесконечности. Это позволяет изменять длительность протекания тока через управляемый клапан и включенную последовательно с ним нагрузку в течение проводящей части периода, когда напряжение приложено к клапану в прямом направлении, открывая клапан сигналом, подаваемым на управляющий электрод.

Однако указанные клапаны являются ограниченно управляемыми приборами, так как позволяют только задержать начало протекания тока в проводящую часть периода, но не обеспечивают прерывание тока путем воздействия на управляющий электрод.

На рис. XI.3 показана схема электропривода с однофазным клапанным преобразователем. При работе на чисто активную нагрузку (когда дроссель  $Dp$  отсутствует) и при идеальных трансформаторе  $Tr$  и клапанах  $B1$  и  $B2$  выпрямленное напряжение  $u_d$  и токи клапанов  $i_{B1}$ ,  $i_{B2}$  изменяются аналогично э. д. с.  $e_{21}$  и  $e_{22}$  вторичных обмоток трансформатора на участках проводимости клапанов. При этом ток нагрузки  $i_{нг}$  прерывистый и определяется током клапанов (рис. XI.4, а). Выпрямленное напряжение  $u_d$  (или э. д. с.  $e_d$ ) содержит постоянную и переменную составляющие. Постоянная составляющая, определяющая поведение двигателя, представляет собой среднее (за период) значение выпрямленного напряжения  $U_d$  (или э. д. с.  $E_d$ ).

Регулирование выпрямленного напряжения на выходе преобразователя осуществляется, как и в тиристорном возбудителе системы Г—Д (см. гл. X), изменением угла регулирования  $\alpha$  [11].

Максимального значения выпрямленная э. д. с. достигает при  $\alpha = 0$ :

$$E_{d0} = \frac{m}{\pi} E_{2\phi m} \sin \frac{\pi}{m} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} E_{2\phi} \sin \frac{\pi}{m}, \quad (XI.1)$$

где  $m$  — число фаз преобразователя;  
 $E_{2\phi m}$ ,  $E_{\phi}$  — соответственно амплитудное и действующее значения фазной э. д. с. вторичной обмотки трансформатора.

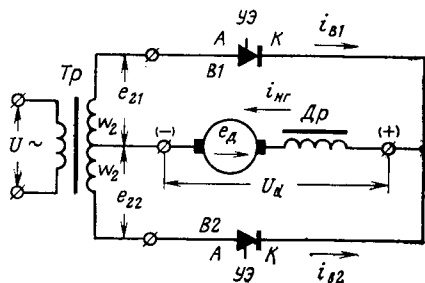


Рис. XI.3. Схема электропривода с однофазным клапанным преобразователем

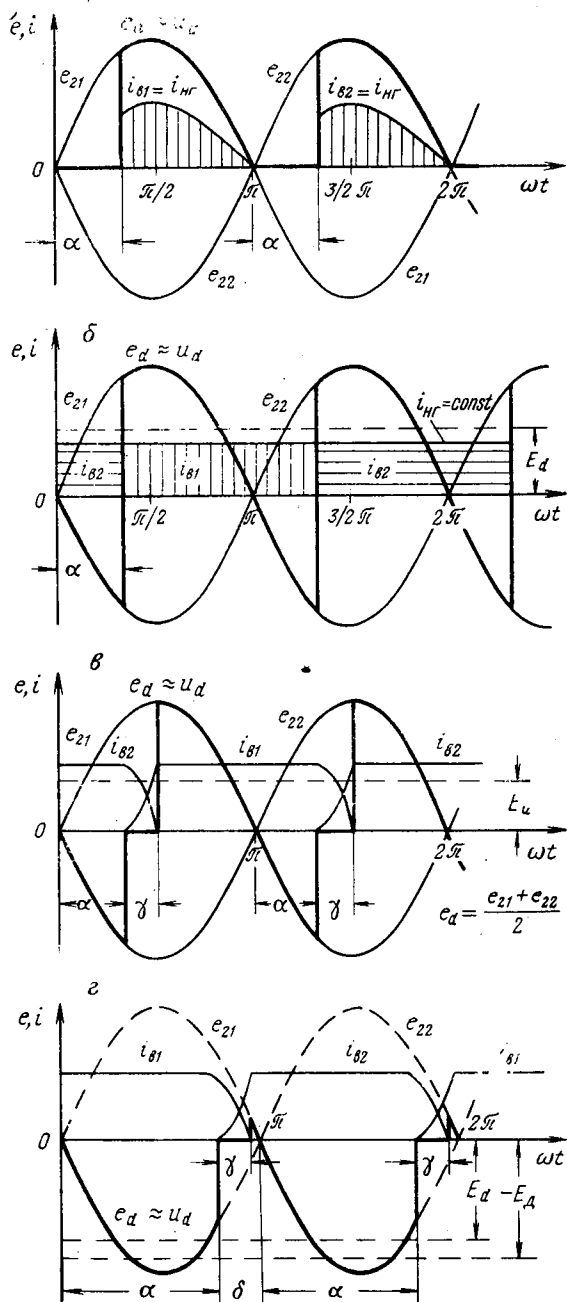


Рис. XI.4. Графики мгновенных значений переменных системы

Переменная составляющая выпрямленного напряжения ухудшает коммутацию двигателя и увеличивает его нагрев. Для ее ограничения в цепь якоря обычно включают сглаживающий дроссель  $Dp$  (см. рис. X.3).

Наличие индуктивности  $L_{\text{шт}} = L_{\text{я}} + L_{\text{др}}$  в цепи нагрузки сглаживает пульсации тока и при  $L_{\text{шт}} = \infty$  ток нагрузки и ток вентиля в проводящую часть периода будет непрерывным и неизменным по величине при постоянном значении угла регулирования  $\alpha$  (рис. XI.4, б).

Для произвольного значения угла регулирования  $\alpha$  среднее значение выпрямленной э. д. с. равно

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha. \quad (\text{XI.2})$$

Для одноконтурных схем выпрямления ток нагрузки  $i_{\text{шт}}$  равен току, протекающему через вентили одной фазы. В этой схеме выпрямленное напряжение  $U_d$  меньше э.д.с.  $E_d$  на величину падения напряжения в работающей фазе, складывающегося из падения напряжения  $\Delta U_{\text{в}}$  на вентиле в проводящую часть периода и падения напряжения в остальных элементах фазы. Для ртутных вентилях  $\Delta U_{\text{в}} = 15 \div 20$  В, для тиристоров  $\Delta U_{\text{в}} = 0,5 \div 1,0$  В и не зависит от величины тока.

Падение напряжения на активном сопротивлении  $r_{\text{т}}$  трансформатора практически может быть принято пропорциональным среднему значению выпрямленного тока  $I_d$ :

$$\Delta U_r = I_d r_{\text{т}}, \quad (\text{XI.3})$$

где  $r_{\text{т}} = r_{2\text{т}} + r_{1\text{т}} \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2$  — приведенное ко вторичной обмотке сопротивление обмоток трансформатора.

Индуктивное сопротивление рассеяния  $x_{\text{т}}$  обмоток трансформатора вызывает появление интервалов времени, в течение которых ток протекает через вентили двух фаз (рис. XI.4, в). Это обусловлено тем, что э. д. с. самоиндукции фазы, выходящей из работы, препятствует мгновенному прекращению тока через работающий вентиль, а э. д. с. самоиндукции фазы, вступающей в работу, ограничивает скорость нарастания тока в открывающемся вентиле. Этот процесс называется *перекрытием вентилях*, или *коммутацией вентилях*, и измеряется углом  $\gamma$ . Величина угла коммутации зависит от выпрямленного тока  $I_d$  и угла  $\alpha$  регулирования и определяется выражением

$$\gamma = \arccos \left( \cos \alpha - \frac{m x_{\text{т}} I_d}{\pi E_{d0}} \right) - \alpha, \quad (\text{XI.4})$$

где  $x_{\text{т}} = x_{2\text{т}} + x_{1\text{т}} \left( \frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2$  — приведенное ко вторичной обмотке трансформатора индуктивное сопротивление рассеяния его обмоток.

В течение периода коммутации мгновенное значение э. д. с.  $E_d$  равно полусумме э. д. с., коммутируемых фаз, например фаз А и В:

$$u_d \approx e_d = \frac{e_{2A} + e_{2B}}{2}. \quad (\text{XI.5})$$

Для схемы (см. рис. XI.3)

$$u_d \approx e_d = \frac{e_{21} + e_{22}}{2} = 0.$$

Поэтому кривая мгновенных значений  $e_d$  отличается (рис. XI.4, в) от кривой при идеальном трансформаторе и среднее значение выпрямленной э. д. с.  $E_d$  снижается. Обычно это учитывается падением напряжения из-за коммутации вентилей

$$\Delta U_x = \frac{mx_T}{2\pi} I_d. \quad (XI.6)$$

С учетом указанных выше падений напряжения среднее значение напряжения однофазного преобразователя

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha - \Delta U_b - \left( r_T + \frac{mx_T}{2\pi} \right) I_d. \quad (XI.7)$$

Вводя понятие эквивалентного сопротивления вентильного преобразователя

$$R_s = r_T + \frac{mx_T}{2\pi}, \quad (XI.8)$$

получим выражение для среднего значения выпрямленного напряжения

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha - R_s I_d - \Delta U_b. \quad (XI.9)$$

Для двухтактных схем выпрямления, к которым относятся и мостовые трехфазные схемы, обычно применяемые в системах электропривода (рис. XI.5), среднее выпрямленное напряжение  $U_d$  определяется выражением (XI.9). При этом только в два раза увеличиваются  $\Delta U_b$  и  $R_s$ , поскольку ток протекает по контурам двух фаз.

Так как напряжение  $U_d$  подводится к якору двигателя, то в соответствии с (II.10) и учитывая, что  $I_d = I_a$ , можно найти уравнение его статической электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{E_{d0} \cos \alpha - R_a I_a - \Delta U_b}{c\Phi_d}, \quad (XI.10)$$

где  $R_a = R_s + R_d + R_{др}$  — эквивалентное сопротивление цепи якоря.

В соответствии с (XI.10) статические характеристики электроприводов систем УВП — Д и Г — Д аналогичны. Скорость идеального холостого хода двигателя согласно (XI.10) равна

$$\omega_0 = \frac{E_{d0} \cos \alpha - \Delta U_b}{c\Phi_d}. \quad (XI.11)$$

а перепад скорости вращения

$$\Delta \omega = I_a \frac{R_a}{c\Phi_d}. \quad (XI.12)$$

Изменяя угол регулирования  $\alpha$ , можно получить семейство параллельных характеристик, обеспечивающих возможность плавно-

го пуска и регулирования скорости в широком диапазоне. Жесткость этих характеристик, определяемая величиной  $R_{\text{я}}$ , меньше жесткости характеристик электропривода системы Г—Д, так как

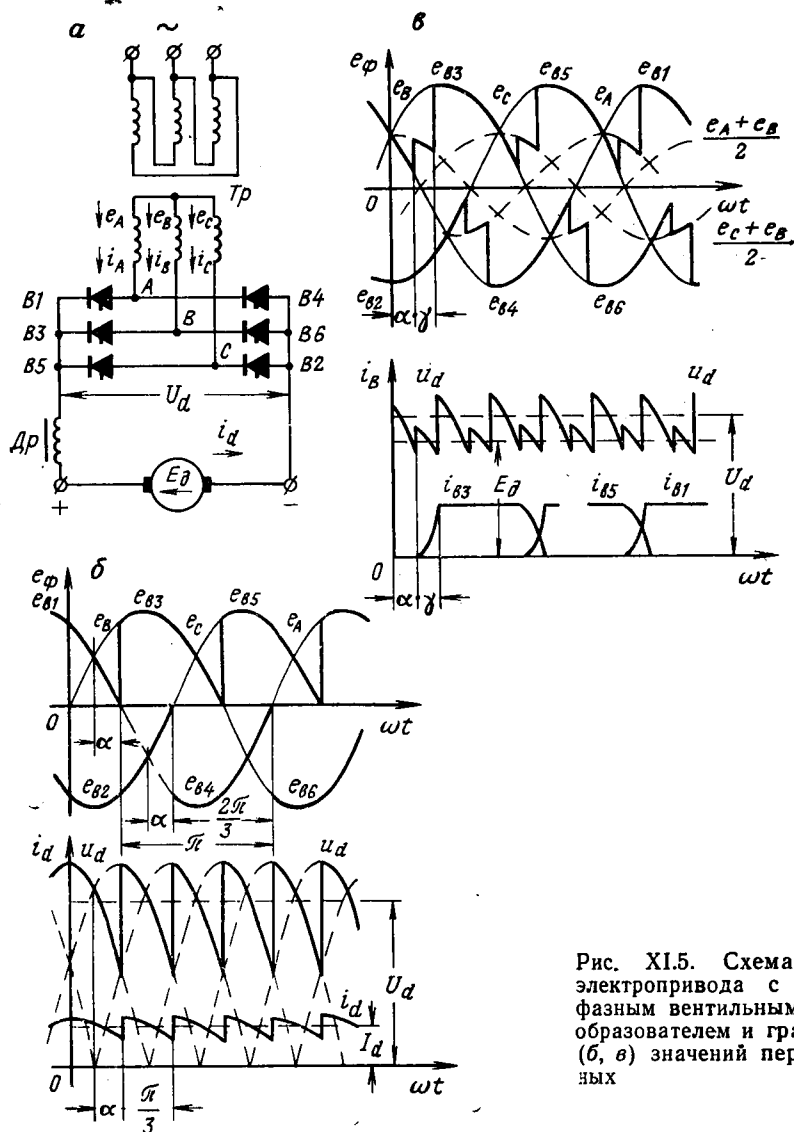


Рис. XI.5. Схема (а) электропривода с трехфазным вентильным преобразователем и графики (б, в) значений переменных

$R_{\text{я}} > R_{\text{Г}}$ . Это вызвано тем, что обычно для ограничения токов короткого замыкания и уменьшения скорости изменения тока, протекающего через вентили, в электроприводе системы УВП—Д применяют трансформаторы с повышенным напряжением короткого замыкания  $u_{\text{к}}\% = (8 \div 10)\%$  или включают в цепь переменного

го тока анодные дроссели, увеличивающие индуктивное сопротивление фазы.

Кроме того, в действительности скорость идеального холостого хода двигателя не соответствует величине, определяемой из выражения (XI.11). Это обусловлено наличием зоны прерывистых токов (рис. XI.6), для которой полученные выше уравнения оказываются недействительными.

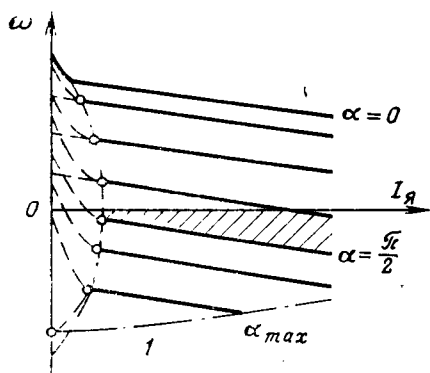


Рис. XI.6. Характеристики электропривода системы УВП-Д

Появление этой зоны вызвано тем, что в контуре преобразователя действует э.д.с.  $E_d$  якоря двигателя, направленная встречно напряжению  $u_d$  преобразователя, мгновенные значения которого в отдельные интервалы становятся  $E_d$  (см. рис. XI.5, в). Поддержание непрерывности тока в этих интервалах осуществляется благодаря запасенной в индуктивностях якоря и сглаживающего дросселя электромагнитной энергии, пропорциональной  $I_{я}^2$ . При токах  $I_{я}=I_d$ , близких к току холостого хода двигателя, эта энергия оказывается не-

достаточной для поддержания непрерывного тока через вентили в интервалах при  $u_d < E_d$ . Вследствие этого ток в якорной цепи прерывается и вращающий момент двигателя становится равным нулю, что приводит к снижению скорости под действием сил сопротивления. После появления тока якоря при  $u_d > E_d$  скорость вращения может увеличиться. Характер изменения скорости в этом случае зависит от момента инерции движущихся частей, нагрузки на валу, параметров схемы и т. д. Поэтому зависимость (XI.10) нарушается.

Область прерывистых токов определяется величиной граничного тока, зависящего от угла регулирования и параметров схемы:

$$I_{d\text{ гр}} = \frac{E_{d0} \sin \alpha}{x_T + 2\pi f L_{я}} \left( 1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right), \quad (\text{XI.13})$$

где  $f$  — частота напряжения сети переменного тока, Гц;  
 $L_{я} = L_d + L_{др}$  — индуктивность цепи нагрузки преобразователя, Гн.

Подставляя (XI.13) в (XI.10), можно определить граничные точки электромеханических характеристик при различных углах  $\alpha$  регулирования

$$\omega_{\text{гр}} = \frac{E_{d0}}{c\Phi_d} \left[ \cos \alpha - R_{я} \left( 1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right) \sin \alpha \right] - \frac{\Delta U_B}{c\Phi_d}, \quad (\text{XI.14})$$

которые лежат на дуге эллипса (см. рис. XI.6), смещенного по оси ординат на величину  $\Delta U_B / c\Phi_d$ .

В режиме непрерывного тока скорость двигателя согласно (XI.10) определяется углом регулирования  $\alpha$ . При изменении его в пределах от  $\alpha=0$  до  $\alpha=\arccos \frac{R_{я}I_d + \Delta U_v}{E_{d_0}}$  среднее значение напряжения  $U_d$ , подводимого к двигателю, уменьшается от максимального значения до нуля, что обеспечивает работу привода в двигательном режиме при заданной статической нагрузке. Дальнейшее увеличение угла регулирования при активной статической нагрузке приводит к изменению направления вращения двигателя. При этом э. д. с.  $E_d$  двигателя направлена согласно с э. д. с.  $E_d$  преобразователя и привод работает в режиме противовключения, а затем при  $\alpha=\arccos \frac{\Delta U_v}{E_{d_0}} \approx \frac{\pi}{2}$  — в режиме динамического торможения.

При углах регулирования  $\alpha > \frac{\pi}{2}$  среднее значение э. д. с.  $E_d$  преобразователя изменяет знак (XI.2) и действует согласно по отношению к э. д. с.  $E_d$  двигателя. Электропривод в этом случае работает в режиме рекуперативного торможения, а управляемый вентильный преобразователь — в режиме инвертирования, преобразуя постоянный ток в переменный. Для этого необходимо, чтобы сдвиг по фазе переменного тока и напряжения превышал  $90^\circ$ , т. е. ток через вентили должен проходить во время отрицательного полупериода напряжения переменного тока под действием э. д. с.  $E_d$  электрической машины. При этом э. д. с.  $E_d$  должна превышать по абсолютной величине среднее значение э. д. с.  $E_d$  преобразователя.

В соответствии с (XI.10) увеличение угла регулирования при рекуперативном торможении приводит к возрастанию скорости  $\omega$  двигателя, имеющей отрицательный знак. Электромеханические характеристики при этом, как и в двигательном режиме, представляют собой семейство параллельных прямых в режиме непрерывного тока. Наибольшего значения скорость привода достигает при  $\alpha=\pi$ , когда  $E_d = -E_{d_0}$ .

Однако осуществить работу преобразователя с углом регулирования  $\alpha = \pi$  невозможно. При  $\alpha = \pi - \gamma - \delta$  ( $\delta$  — время, необходимое для восстановления запирающих свойств тиристора) в момент подачи отпирающего сигнала на тиристор  $B2$  (см. рис. XI.4, з) ток  $i_{B1}$  тиристора  $B1$  начинает уменьшаться, а ток  $i_{B2}$  тиристора  $B2$  возрастает. В продолжение интервала коммутации  $\gamma$  оба тиристора проводят ток в прямом направлении. Если процесс коммутации не закончится до момента  $\omega t = \pi$ , то при переходе э. д. с.  $e_{21}$  через нуль к тиристор  $B1$  будет приложена э. д. с. в проводящем направлении и он не запрется. Через тиристор  $B1$  начнет протекать ток, обусловленный суммой э. д. с.  $E_d$  и  $e_{21}$ . Величина этого тока в несколько раз превышает нормальный рабочий ток, который зависит от разности  $E_d$  и  $E_d$ , что приводит к необратимому повреждению вентиля, а иногда и других элементов УВП. Этот аварийный режим работы называют *опрокидыванием инвертора*.



Для устранения возможности появления этого процесса угол регулирования ограничивается величиной  $\alpha_{\max} = \pi - \beta_{\min}$ . Время  $\beta_{\min}$  определяется длительностью  $\gamma$  процесса коммутации и интервалом  $\delta$ , т. е.

$$\alpha_{\max} = \pi - (\gamma + \delta). \quad (\text{XI.15})$$

Величина угла коммутации зависит (XI.4) от тока нагрузки и угла регулирования. При  $\alpha = \alpha_{\max}$

$$\cos(\alpha_{\max} + \gamma) = \cos \alpha_{\max} - \frac{m x_T}{\pi E_{d0}} I_d. \quad (\text{XI.16})$$

В соответствии с (XI.15) можно записать

$$\cos(\alpha_{\max} + \gamma) = -\cos \delta.$$

Подставляя полученное выражение в (XI.16), получим

$$\cos \alpha_{\max} = -\cos \delta + \frac{m x_T}{\pi E_{d0}} I_d. \quad (\text{XI.17})$$

Максимальная скорость двигателя при ограничении угла регулирования в инверторном режиме преобразователя может быть определена из (XI.10) при подстановке в него выражения (XI.17):

$$\omega_{\text{и max}} = \frac{-E_{d0} \cos \delta - \Delta U_B + \left( \frac{m x_T}{\pi} - R_{\text{я}} \right) I_d}{c \Phi_d}. \quad (\text{XI.18})$$

Величина угла восстановления запирающих свойств при частоте переменного тока 50 Гц у ионных вентилях  $\delta \approx 12^\circ$ , а у тиристорных  $\delta \approx 3^\circ$ . Угол коммутации при максимальных нагрузках преобразователя в системах электропривода  $\gamma_{\max} \approx 15 \div 18^\circ$ . Тогда максимальный угол регулирования в инверторном режиме у ионных преобразователей  $\alpha_{\max} \approx 150^\circ$ , а у тиристорных преобразователей  $\alpha_{\max} \approx 160^\circ$ . Соответствующие этим значениям максимальные величины средних э. д. с. равны: у ионного преобразователя  $E_{d \text{ и max}} \approx 0,866 E_{d0}$ , у тиристорного  $E_{d \text{ и max}} \approx 0,92 E_{d0}$ . Граница устойчивого инверторного режима показана на рис. XI.6 прямой 1.

Для электродвигателей мощностью свыше 10 кВт применяют обычно преобразователи, выполненные по трехфазной мостовой схеме (см. рис. XI.5). При этом улучшается использование вентиля и трансформатора, а также уменьшаются пульсации выпрямленного тока. Графики э. д. с.  $e_d$  преобразователя (см. рис. XI.5, б, в) отличаются от рассмотренных выше (см. рис. XI.4, а, в). Однако все приведенные зависимости остаются в силе.

Энергетические показатели электропривода системы УВП — Д характеризуются к. п. д. и коэффициентом мощности. К. п. д. (пренебрегая механическими потерями в двигателе) определяется отношением электромагнитной мощности двигателя  $P = E_d I_{\text{я}} = \omega M$  к мощности потребления  $P_1$  преобразователя.

При работе преобразователя в режиме непрерывного тока э. д. с. двигателя согласно (XI.10) и (XI.2)

$$E_d = \omega c \Phi_d = E_{d0} \cos \alpha - R_a I_a - \Delta U_b = E_d - R_a I_a - \Delta U_b.$$

Электромагнитная мощность двигателя

$$P = E_d I_a = (E_d - R_a I_a - \Delta U_b) I_a = E_d I_a - \Delta P = P_1 - \Delta P, \quad (\text{XI.19})$$

где  $\Delta P = R_a I_a^2 + \Delta U_b I_a$  — потери энергии в преобразователе и в якорной цепи двигателя.

Тогда к. п. д. электропривода согласно (XI.19)

$$\eta = \frac{P}{P_1} = \frac{P}{P + \Delta P} = \frac{E_d I_a}{E_d I_a + (\Delta U_b + R_a I_a) I_a} = \frac{\omega}{\omega + \frac{\Delta U_b + R_a I_a}{c \Phi_d}}.$$

Из полученного выражения следует, что к. п. д. системы УВП — Д зависит от нагрузки на валу и скорости двигателя, как и у всех систем электропривода. Наиболее показательным в данном случае, как и в системе Г — Д, является анализ переменных потерь. Электропривод системы УВП — Д более экономичен по расходу электроэнергии при регулировании скорости двигателя по сравнению с реостатным способом. Потери в системе УВП — Д складываются из потерь в якорной цепи, трансформаторе и вентиллях. С учетом приведенных выше значений  $\Delta U_b$  для ионных вентилей и тиристоров можно сделать вывод, что при применении полупроводниковых преобразователей к. п. д. системы УВП — Д выше, чем системы Г — Д (см. рис. XI.2).

Коэффициент мощности определяется отношением активной мощности потребления  $P_{\text{потр}}$  к полной мощности  $S_{\text{потр}}$ , равной

$$S_{\text{потр}} = m_\phi E I,$$

где  $E$  и  $I$  — действующие значения э. д. с. и тока фазы;

$m$  — число фаз питающей сети.

Активная мощность

$$P_{\text{потр}} = m_\phi E I_1 \cos \varphi_1,$$

где  $I_1$  — действующее значение первой гармоники фазного тока.

Тогда коэффициент мощности

$$\gamma = \frac{P_{\text{потр}}}{S_{\text{потр}}} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \gamma \cos \varphi_1$$

определяется произведением коэффициента искажения кривой первичного тока  $\gamma = I_1/I$  на косинус угла  $\varphi_1$  сдвига первой гармонической тока относительно питающего напряжения. Коэффициент искажения зависит от схемы выпрямления и угла коммутации

$$\gamma = \frac{2 \sqrt{m \sin \frac{\pi}{m} \sin \frac{\gamma}{2}}}{\pi \sqrt{1 - \frac{m\gamma}{6\pi} \frac{\gamma}{2}}},$$

$$\cos \varphi_1 \approx \cos \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right).$$

Следовательно, коэффициент мощности электропривода системы УВП — Д зависит от нагрузки на валу и скорости двигателя, определяющейся величиной угла регулирования  $\alpha$ . При увеличении угла  $\alpha$ , приводящем к уменьшению  $E_d$  и скорости  $\omega$  двигателя, коэффициент мощности снижается. Это свойство является одним из существенных недостатков электропривода системы УВП — Д, заставляющим усложнять схемы преобразователей или применять специальные методы компенсации коэффициента мощности [11].

## § XI.2. Реверсивный электропривод системы УВП—Д

В электроприводе системы УВП — Д невозможно изменить полярность выпрямленного напряжения на выходе преобразователя вследствие его односторонней проводимости. Поэтому реверсирование двигателя осуществляется тремя способами:

1) изменением полярности напряжения, подводимого от преобразователя к якору двигателя, с помощью реверсора в якорной цепи (рис. XI.7, а). Для уменьшения износа контактов переключение производят при закрытых вентилях, когда ток в цепи якоря равен нулю. Этот способ наиболее простой, но минимальное время изменения направления тока составляет 0,1 с. Поэтому он может быть использован, когда не требуется большого быстродействия, например на подъемных установках;

2) изменением направления магнитного потока возбуждения двигателя с помощью реверсора (рис. XI.7, б) или реверсивного преобразователя. Этот способ является наиболее дешевым, но значительно увеличивает время реверса из-за большой электромагнитной постоянной времени обмоток возбуждения. Он может быть использован для установок с допустимым временем реверса не менее 0,5 с;

3) изменением направления тока якоря двигателя с использованием двух вентильных преобразователей, каждый из которых предназначен для питания двигателя при одном направлении тока якорной цепи (рис. XI.7, в). Такая система обеспечивает максимальное быстродействие привода, но значительно увеличивает его стоимость.

Выбор способа реверсирования, помимо указанных причин, зависит от вида электрического торможения электропривода.

В быстродействующих реверсивных тиристорных электроприводах системы УВП — Д наибольшее распространение получила схема встречно-параллельного включения преобразователей (рис. XI.8). Это обусловлено тем, что по сравнению с другими схемами [11] здесь используется простой двухобмоточный транс-

форматор, имеющий минимальную расчетную мощность. Кроме того, такая система может питаться непосредственно от трехфазной сети через анодные дроссели (токоограничивающие реакторы).

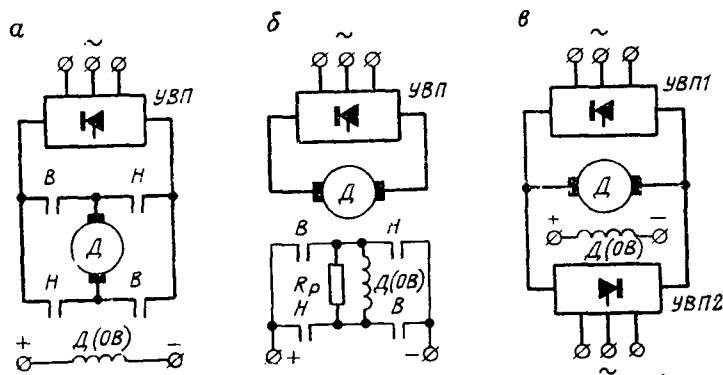


Рис. XI.7. Схемы реверсирования электропривода УВП—Д

При этом обеспечивается унификация конструкций реверсивного и нереверсивного электроприводов.

Во всех системах реверсивного электропривода системы УВП — Д применяют два основных способа управления преобразователями: *совместное и раздельное*.

При совместном управлении один управляемый преобразователь работает в выпрямительном режиме, а другой подготовлен к инверторному режиму работы. В этом случае управление преобразователями может быть *согласованным и несогласованным*.

При согласованном управлении средние значения э. д. с. обоих преобразователей равны по величине и противоположны по знаку при любых углах регулирования. Это обеспечивается одновременным управлением преобразователями при выполнении соотношения  $\alpha_{\text{в}} + \alpha_{\text{и}} = 180^\circ$ , при соблюдении которого напряжение  $U_{\text{ди}}$  на зажимах инвертора оказывается выше напряжения  $U_{\text{дв}}$  на зажимах выпрямителя. Это исключает возможность прохождения тока через вентили инвертора. Однако мгновенные значения  $u_{\text{в}}$  не всегда больше  $u_{\text{и}}$ . Вследствие

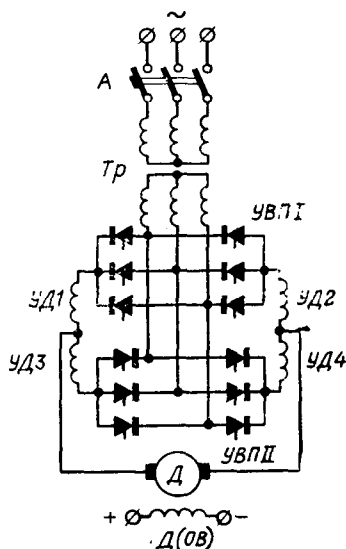


Рис. XI.8. Схема реверсивного электропривода системы УВП — Д

этого в контуре, образованном обоими преобразователями и обмотками трансформатора, возникает ток, называемый уравнительным.

При согласованном управлении электромеханические характеристики (рис. XI.9, а) реверсивного электропривода системы ВП—Д аналогичны характеристикам системы Г—Д. Максимальные э. д. с. преобразователей ограничены, чтобы не допустить опрокидывания инвертора (XI.18). Поэтому у преобразователя, работающего в режиме выпрямления, при согласованном управлении минимальный угол регулирования  $\alpha_{\min} = 180^\circ - \alpha_{\max} = \beta_{\min}$ .

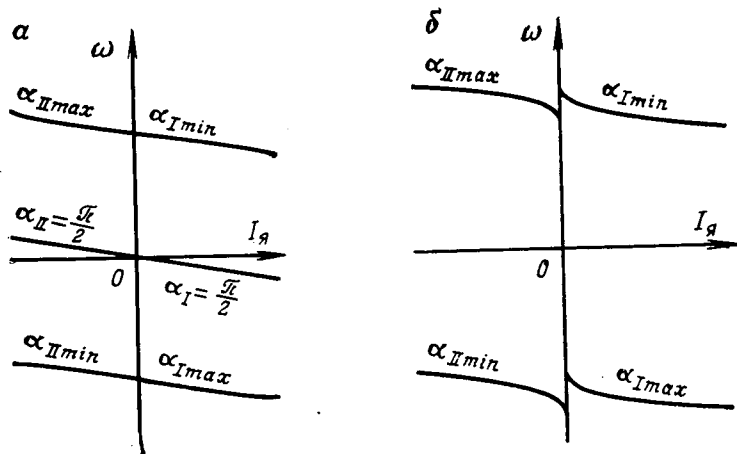


Рис. XI.9. Статические характеристики при совместном (а) и раздельном (б) управлении преобразователями

Уравнительный ток дополнительно нагружает вентили и трансформатор, снижая к. п. д. электропривода. Поэтому его величину стремятся ограничить (до  $0,1 I_{я.н}$ ) с помощью уравнительных дросселей. Используют или четыре уравнительных дросселя (см. рис. XI.8) УД1—УД4, насыщающихся при протекании по ним тока якорной цепи, или два ненасыщающихся дросселя (УД1 и УД4 или УД2 и УД3). Так как индуктивность уравнительных дросселей больше необходимой для ограничения пульсаций выпрямленного тока, то ненасыщающиеся уравнительные дроссели могут быть использованы одновременно в качестве сглаживающих.

Чтобы снизить вес и размеры уравнительных дросселей, применяют несогласованное управление, при котором среднее значение э. д. с.  $E_{и}$  инвертора превышает э. д. с.  $E_{в}$  выпрямителя. При этом используют различные способы управления [12] углами регулирования преобразователей, одним из которых является нелинейное или неполное согласование, когда поддерживается условие  $\alpha_{в} + \alpha_{и} = \pi + \varepsilon$ . В этом случае характеристики реверсивного вентильного электропривода становятся нелинейными и имеют разрыв

при  $I_a = 0$  (рис. XI.9, б), и переход из двигательного в тормозной режим при изменении знака нагрузки на валу сопровождается резким увеличением скорости. Кроме того, при несогласованном управлении значительно ограничиваются углы регулирования преобразователей.

При раздельном управлении преобразователями сигналы управления подаются на управляемые вентили преобразователя, обеспечивающего требуемый режим работы электропривода. Вентили второго преобразователя остаются закрытыми, и на них управляющие сигналы не подаются. Это полностью исключает возможность появления уравнивающих токов и устраняет необходимость в уравнивательных реакторах. Для изменения режима работы привода, например для перехода от двигательного режима к тормозному, прекращается подача сигналов управления на преобразователь, работающий в выпрямительном режиме, и после исчезновения тока в якорной цепи подаются управляющие сигналы на второй преобразователь с углами регулирования  $\alpha > \pi/2$ , обеспечивающими его работу в инверторном режиме. Чтобы исключить возможность одновременной работы преобразователей, являющейся при раздельном управлении аварийным режимом, сигналы управления на вступающий в работу преобразователь должны подаваться не раньше, чем через 5—10 мс после запираания отключаемого преобразователя [13].

Чтобы ток якорной цепи при включении вступающего в работу преобразователя не превышал допустимых значений, его угол регулирования должен соответствовать требуемому режиму работы привода.

Поэтому системы управления вентилями преобразователей обычно работают в режиме линейного согласования  $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$ , но сигналы отпираания подаются только на преобразователь, находящийся в работе.

Электромеханические характеристики реверсивного электропривода системы УВП—Д при этом способе раздельного управления аналогичны характеристикам на рис. XI.9, б. Вблизи оси ординат имеется зона прерывистых токов, отсутствующая при согласованном управлении. Поэтому для механизмов, требующих регулирования скорости при нагрузках, меньших  $I_{гр}$  (XI.13), раздельное управление преобразователями применять нецелесообразно.

Динамические свойства электропривода системы УВП—Д зависят от параметров системы, способа управления преобразователями и системы управления вентилями.

При обычно применяемых допущениях (см. § X.3) зависимость скорости двигателя от э. д. с. источника питания описывается уравнением (X.39). Э. д. с.  $E_d$  преобразователя, от которого получает питание двигатель, зависит от угла регулирования  $\alpha$  и определяется выражением (XI.2). Величина угла регулирования  $\alpha$  задается напряжением  $u_u$  управления, подаваемым на вход системы фазового управления (СФУ) вентилями преобразователя.

В случае применения наиболее распространенного синхронного способа фазового управления с пилообразным разvertyвающим управлением [14] среднее значение э. д. с.  $E_d$  преобразователя связано с сигналом управления  $u_y$  зависимостью

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \sin(k_y u_y). \quad (\text{XI.20})$$

где  $k_y$  — передаточный коэффициент системы управления.

Тогда с учетом (X.39) и (XI.20) для безынерционной СФУ можно получить дифференциальное уравнение, описывающее поведение электропривода системы УВП — Д в переходных процессах,

$$T_{\text{я}} T_{\text{м}} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_{\text{м}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_{\text{д}} E_{d0} \sin(k_y U_y) - k_{\text{д}} R_{\text{я}} i_{\text{с}} - k_{\text{д}} R_{\text{я}} T_{\text{я}} \frac{di_{\text{с}}}{dt} - k_{\text{д}} \Delta U_{\text{в}}. \quad (\text{XI.21})$$

Из полученного выражения следует, что рассматриваемая система электропривода является нелинейной. Поэтому при ее анализе применяют известные методы линеаризации [22].

Для улучшения регулировочных свойств систем вентильного электропривода применяют синхронные СФУ с обратными связями и асинхронные СФУ [14], обеспечивающие линейные зависимости э. д. с.  $E_d$  преобразователя от сигнала управления,

$$E_d = k_{\text{п}} U_y,$$

где  $k_{\text{п}}$  — передаточный коэффициент преобразователя.

В этом случае поведение электропривода системы УВП — Д приближенно описывается уравнением

$$T_{\text{я}} T_{\text{м}} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_{\text{м}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_{\text{п}} k_{\text{д}} U_y - k_{\text{д}} R_{\text{я}} i_{\text{с}} - k_{\text{д}} R_{\text{я}} I_{\text{я}} \frac{di_{\text{с}}}{dt} - k_{\text{д}} \Delta U_{\text{в}}. \quad (\text{XI.22})$$

Если учесть наличие переменного запаздывания, обусловленного принципом работы вентильного преобразователя (см. § X.5), то зависимость между  $E_d$  и  $u_y$  в первом приближении определяется выражением (X.86). Тогда при  $i_{\text{с}} = I_{\text{с}} = \text{const}$  для рассматриваемой системы электропривода можно записать

$$T_{\text{п}} T_{\text{я}} T_{\text{м}} \omega''' + T_{\text{м}} (T_{\text{п}} + T_{\text{я}}) \omega'' + (T_{\text{п}} + T_{\text{м}}) \omega' + \omega = k_{\text{п}} k_{\text{д}} U_y - k_{\text{д}} R_{\text{я}} I_{\text{с}}, \quad (\text{XI.23})$$

где  $k_n$  и  $T_n$  — передаточный коэффициент и постоянная времени тиристорного преобразователя.

Полученное уравнение описывает переходные процессы электропривода системы УВП — Д при разомкнутой системе управления. При неблагоприятном сочетании параметров системы возможно возникновение колебательных режимов работы.

Для получения необходимых статических и динамических свойств электропривода системы УВП — Д применяют замкнутые системы управления, рассматриваемые ниже (см. гл. XIV). Наиболее часто используют системы с подчиненным регулированием параметров, позволяющие в наибольшей степени реализовать быстродействие этого электропривода и унифицировать аппаратуру управления.



## ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ С КАСКАДНЫМИ СХЕМАМИ ВКЛЮЧЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

### § XII.1. Принцип работы каскадных схем включения асинхронных двигателей

Управление асинхронным двигателем путем изменения сопротивления, включенного в цепь ротора, связано с потерями энергии, пропорциональными скольжению  $\Delta P = P_1 s = M \omega_0 s$ . Для мощных двигателей, кроме того, резко возрастают размеры и стоимость коммутационной аппаратуры в роторной цепи. Более экономичным способом является применение каскадных схем включения, обеспечивающих возможность использования энергии потерь скольжения.

В каскадных схемах в цепь ротора асинхронных двигателей вводят добавочную э.д.с.  $E_{доб}$ , направленную согласно или встречно с э.д.с.  $E_2$  ротора и имеющую одинаковую с ней частоту. Ток ротора при этом получим из выражения

$$I_2 = \frac{E_{2н} \mp E_{доб}}{z_2}, \quad (XII.1)$$

где  $E_{2н}$  — э.д.с. ротора при  $\omega = 0$ ;

$z_2$  — полное сопротивление роторной цепи.

Если э.д.с.  $E_{доб}$  и  $E_{2н}$  совпадают по фазе (находятся в противофазе), ток ротора увеличивается (уменьшается), что приводит к возрастанию (снижению) вращающего момента двигателя. При постоянном статическом моменте это вызовет увеличение (уменьшение) скорости до значения, при котором момент двигателя станет равным статическому. Скольжение, соответствующее этой скорости, согласно (XII.1),

$$s = \frac{I_2 z_2 \pm E_{доб}}{z_2}. \quad (XII.2)$$

Таким образом, меняя величину и направление э.д.с.  $E_{доб}$ , можно регулировать скорость вращения асинхронного двигателя в сторону уменьшения и в сторону увеличения ее (свыше синхронной скорости).

При регулировании скорости вниз от синхронной э.д.с.  $E_{доб}$  находится в противофазе с э.д.с.  $E_2$  ротора и угол сдвига тока ротора  $I_2$  и  $E_{доб}$  превышает 90 электрических градусов. Источник добавочной э.д.с. при этом преобразует энергию потерь скольжения в механическую или электрическую энергию промышленной частоты.

В зависимости от способа преобразования этой энергии каскадные схемы разделяют на электрические и электромеханические

каскады. В электрических каскадах энергия скольжения за вычетом потерь в цепи преобразователя отдается в сеть, а в электромеханических каскадах преобразуется в механическую энергию, подводимую к валу привода.

Для преобразования энергии скольжения раньше использовались электрические машины (однотактные преобразователи, дви-

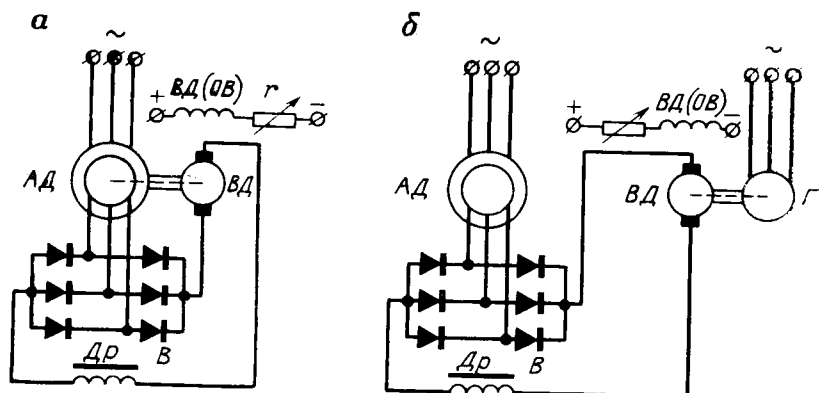


Рис. XII.1. Схемы электромеханического (а) и электрического (б) каскадов

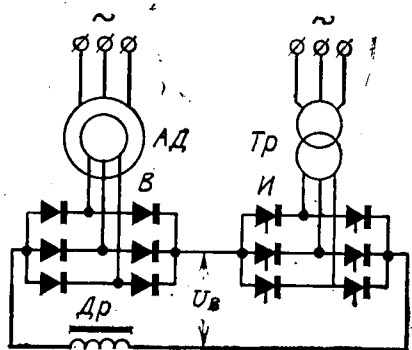


Рис. XII.2. Схема асинхронно-вентильного каскада

гатель-генераторные агрегаты), включаемые в цепь ротора асинхронного двигателя, поэтому такие схемы получили название *каскадных схем*, или *электромашинных каскадов*. Чтобы не согласовывать по фазе и частоте  $E_{доб}$  и  $E_2$ , в настоящее время энергию скольжения преобразуют сначала в энергию постоянного тока с помощью вентильного преобразователя. При использовании электрических машин для последующего преобразования энергии электропривод называют *вентильно-машинным каскадом*, который может быть выполнен по схеме электромеханического (рис. XII.1, а) или электрического (рис. XII.1, б) каскада [15]. Схемы, в которых преобразование энергии скольжения осуществляется только с помощью вентильных преобразователей, называют *асинхронно-вентильными каскадами* (рис. XII.2).

Рассмотрим энергетические процессы при различных схемах каскадов, пренебрегая потерями в электрических машинах и преобразователях. Мощность потребления асинхронного двигателя при любой скорости вращения.

$$P_1 = M\omega_0 = M\omega + M(\omega_0 - \omega) = P + \Delta P.$$

Электромагнитная мощность  $P = M\omega$  представляет собой полезную мощность на валу двигателя, а потери скольжения  $\Delta P = M \times (\omega_0 - \omega) = M\omega_0 s = P_1 s$  поступают в преобразователь.

В схемах электрических каскадов мощность на валу привода при любой скорости вращения равна  $P = M\omega$ . При полном использовании двигателя по нагреву ток в его обмотках должен быть равен номинальному, т. е. момент двигателя должен быть равен номинальному при любой скорости вращения (при независимой вентилиции). Следовательно, электрический каскад обеспечивает регулирование скорости при постоянном моменте на валу привода.

Номинальная мощность преобразователя электрического каскада должна быть выбрана из условия обеспечения преобразования максимальной мощности потерь скольжения, равной  $P_{\text{п.н}} \approx \approx P_1 s_{\text{max}}$ , при максимальном скольжении  $s_{\text{max}}$ , соответствующем минимальной скорости в необходимом диапазоне регулирования скорости. Номинальное напряжение преобразователя определяется величиной э. д. с. ротора при максимальном скольжении  $E_{2\text{н}} s_{\text{max}}$ , а номинальный ток — номинальным током ротора асинхронного двигателя.

В схемах электромеханических каскадов потери скольжения  $P_1 s = M(\omega_0 - \omega)$  преобразуются вспомогательным двигателем ВД (см. рис. XII. 1, а) в механическую энергию, которая поступает на вал привода. Для полного использования асинхронного двигателя АД по нагреву момент на его валу должен оставаться равным номинальному  $M_{\text{ад.н}}$ . Когда добавочная э. д. с.  $E_{\text{д}} = 0$ , двигатель АД при моменте  $M_{\text{ад.н}}$  и скорости  $\omega_{\text{н}}$  развивает номинальную мощность  $P_{\text{ад.н}} = M_{\text{ад.н}} \omega_{\text{н}}$ , момент  $M_{\text{вд}}$ , создаваемый вспомогательным двигателем, равен нулю. По мере снижения скорости привода (при  $E_{\text{доб}} \neq 0$ ) мощность  $P_{\text{ад}}$  на валу двигателя АД уменьшается (так как  $M_{\text{ад}} = \text{const}$ ), а мощность  $P_{\text{вд}}$  на валу вспомогательного двигателя и его момент  $M_{\text{вд}}$  возрастают. Сумма этих мощностей, равная мощности на валу привода,

$$P_{\text{ад}} + P_{\text{вд}} = M_{\text{ад.н}} \omega + M_{\text{ад.н}} (\omega_0 - \omega) = M_{\text{ад.н}} \omega_0 \cong P_{\text{ад.н}} = \text{const}.$$

Следовательно, в схемах электромеханических каскадов возможно регулирование скорости при постоянной мощности на валу привода.

При минимальной скорости  $\omega_{\text{min}}$  привода, зависящей от требуемого диапазона регулирования  $D = \omega_{\text{н}} / \omega_{\text{min}}$ , условие полного использования обеих машин можно записать в виде

$$P_{\text{ад.н}} = M_{\text{ад.н}} \omega_{\text{н}} = M_{\text{ад.н}} \omega_{\text{min}} + M_{\text{вд.н}} \omega_{\text{min}},$$

так как оба двигателя АД и ВД должны работать с нагрузками,

не превышающими номинальных. Из полученного выражения определяется номинальный момент двигателя  $ВД$

$$M_{вд.н} = M_{ад.н} \frac{\omega_n - \omega_{min}}{\omega_{min}} = M_{ад.н} (D - 1).$$

Следовательно, при  $D > 2$  номинальный момент двигателя  $ВД$  должен быть больше номинального момента асинхронного двигателя  $АД$ . Так как габариты электрической машины определяются ее номинальным вращающим моментом и номинальной скоростью, которая у вспомогательного двигателя должна быть равна  $\omega_n$ , то при  $D = 2$  габариты обоих двигателей примерно равны. Вследствие этого электромеханические каскады применяют при диапазоне регулирования  $D < 2$ .

Номинальные значения напряжений и тока преобразователя и двигателя в этом случае, как и при электрическом каскаде, выбирают по величине  $E_{2н} s_{max}$  и  $I_{2н}$ .

Для регулирования скорости двигателя вверх от синхронной скорости э. д. с.  $E_{доб}$  должна совпадать по фазе с э. д. с.  $E_2$ . В этом случае сдвиг по фазе тока ротора и э. д. с. меньше  $90^\circ$ . Поэтому от источника э. д. с.  $E_{доб}$  потребляется энергия и двигатель  $АД$  работает в двигательном режиме как машина двойного питания. Такое регулирование скорости может быть получено только при схеме электрического каскада и работе вентильного преобразователя в цепи ротора в качестве преобразователя частоты, что значительно усложняет систему электропривода.

Электромашинные каскады находят ограниченное применение, в частности для привода мощных вентиляторных установок [16]. Это объясняется необходимостью использования вспомогательных машин, мощность которых соизмерима с мощностью регулируемого асинхронного двигателя. Таким же недостатком обладают и вентильно-машинные каскады.

## § XII.2. Асинхронно-вентильный каскад

Наиболее перспективным является асинхронно-вентильный каскад (см. рис. XII.2), состоящий из асинхронного двигателя  $АД$ , управляемого вентильного преобразователя и выпрямителя  $В$ .

Добавочная э. д. с.  $E_{доб}$  создается вентильным преобразователем  $И$ , работающим в режиме инвертора, и вводится в цепь выпрямленного тока  $I_d$  ротора встречно по отношению к э. д. с.  $E_b$  выпрямителя  $В$ . Среднее значение выпрямленного напряжения зависит от величины линейной э. д. с.  $E_{2н}$  ротора и скольжения двигателя и определяется выражением

$$U_a = E_{в0} s - I_d (R'_s + R_d) - \Delta U_b, \quad (XII.3)$$

где  $E_{в0} = k_{cx} E_{2н}$  — среднее значение э. д. с. выпрямителя при  $s = 1$ ;

$k_{cx}$  — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления ( $k_{cx} = 1,35$  для трехфазной мостовой схемы).

Эквивалентное сопротивление  $R'_s$  учитывает падение напряжения, обусловленное коммутацией вентилей выпрямителя. Его величина зависит от числа фаз  $m$  выпрямителя и индуктивного сопротивления в контуре переменного тока, приведенного к цепи ротора,  $x_d = x_2 + x_1/k^2$ . Это сопротивление пропорционально скольжению двигателя. Поэтому эквивалентное сопротивление  $R'_s$  в общем случае определяется выражением

$$R'_s = \frac{m_b x_{ds}}{2\pi} = R_s s.$$

Сопротивление  $R_d$  определяет падение напряжения, создаваемое активными сопротивлениями двигателя, и зависит от приведенного к цепи ротора активного сопротивления фаз  $r_d = r_2 + r_1/k^2$  и схемы выпрямителя. Для трехфазной мостовой схемы  $R_d = 2r_d$ .

Падение напряжения  $\Delta U_v$  на вентилях выпрямителя при использовании кремниевых вентилей мало и в первом приближении может не учитываться. Тогда

$$U_b \approx E_{b0} s - I_d \frac{m_b x_{ds}}{2\pi} - I_d R_d. \quad (\text{XII.3a})$$

Мощность потерь скольжения можно определить как сумму потерь в активных сопротивлениях двигателя и мощности на выходе выпрямителя, т. е.

$$\Delta P = M \omega_0 s = I_d^2 R_d + U_b I_d.$$

Тогда с учетом (XII.3) для вращающего момента двигателя в схеме асинхронно-вентильного каскада можно получить выражение

$$M = \frac{E_{b0} s - I_d R'_s}{\omega_0 s} I_d = \frac{k_{cx} E_{a0} s - R_s I_d}{\omega_0} I_d. \quad (\text{XII.4})$$

Величина выпрямленного тока  $I_d$  зависит от добавочной э. д. с.  $E_{доб}$ , создаваемой инвертором  $I$ , напряжение на выходе которого определяется выражением

$$U_n = E_{n0} \cos \beta_n + R_{n.s} I_d + \Delta U_n, \quad (\text{XII.5})$$

где  $E_{n0} = k_{cx} E_{2тр}$  — максимальное значение средней э. д. с. инвертора при угле опережения  $\beta_n = 0$ , зависящее от линейной э. д. с.  $E_{2тр}$  вторичной обмотки трансформатора;

$R_{п.э} = \frac{m_n x_{тр}}{2\pi} + 2r_{тр}$  — эквивалентное сопротивление инвертора, определяющееся параметрами трансформатора и коммутацией вентилей инвертора;

$\Delta U_n$  — падение напряжения на вентилях инвертора.

В установившемся режиме средние значения напряжения выпрямителя и инвертора равны, т. е.  $U_b = U_n$ . Приравнявая (XII.3) и (XII.5) и пренебрегая  $\Delta U_v$  и  $\Delta U_n$ , определим выпрямленный ток ротора.

$$I_d = \frac{E_{b0} s - E_{n0} \cos \beta_n}{(R'_s + R_d + R_{n.и})}. \quad (\text{XII.6})$$

Из (XII.6) видно, что при работе инвертора с неизменным углом опережения  $\beta_{и} = \text{const}$  по мере уменьшения скольжения  $s$  ток  $I_d$  снижается и может стать равным нулю при

$$s = s_0 = \frac{E_{и0}}{E_{в0}} \cos \beta_{и}. \quad (\text{XII.7})$$

Подставляя (XII.7) в (XII.6), получим

$$I_d = \frac{E_{в0}}{R_{эс}} (s - s_0), \quad (\text{XII.6a})$$

где  $R_{эс} = R'_э + R_d + R_{э.и}$  — эквивалентное сопротивление в цепи выпрямителя для скольжения  $s$ .

Следовательно, механические характеристики асинхронно-вентильного каскада по схеме (рис. XII.2) при различных значениях  $\beta_{и}$  обеспечивают возможность регулирования скорости  $\omega$  при изменении статического момента теоретически от нуля до максимального момента двигателя. Для определения зависимости вращающего момента двигателя от скольжения подставим значение тока  $I_d$  из (XII.6a) в (XII.4):

$$M = \frac{E_{и0}^2 R_{эс0}}{\omega_s R_{эс}^2} (s - s_0), \quad (\text{XII.8})$$

где

$$R_{эс0} = R_d + R_{э.и} + R_s s_0.$$

Полученное приближенное уравнение позволяет построить механические характеристики двигателя в схеме асинхронно-вентильного каскада при различных значениях угла опережения  $\beta_{и}$  инвертора (рис. XII.3). Для этого, задаваясь значением  $\beta_{и}$ , из (XII.7) определяют фиктивное скольжение  $s_0$  идеального холостого хода. Затем при значениях  $s > s_0$  находят  $R_{эс}$  и  $R_{эс0}$  и вычисляют по (XII.8) вращающий момент для принятых скольжений. Жесткость механических характеристик при различных величинах  $\beta_{и}$  близка к жесткости естественной характеристики.

Как следует из (XII.7), в режиме холостого хода ( $s_0 = 0$ ) двигатель вращается с максимальной скоростью при  $\beta_{и} = 90^\circ$ . В этом случае характеристика двигателя отличается от естественной вследствие наличия в цепи ротора вентилей и дросселя  $D_r$ , который служит для ограничения зоны прерывистых токов и уравнивающего тока, вызванного неравенством мгновенных значений э. д. с. выпрямителя и инвертора.

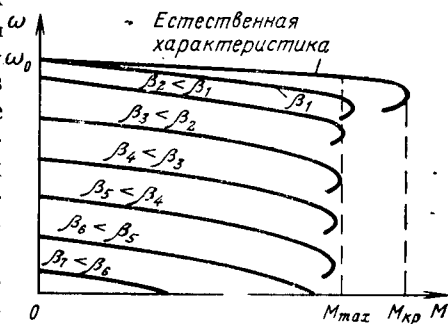


Рис. XII.3. Механические характеристики асинхронно-вентильного каскада

Минимальная скорость двигателя в режиме холостого хода согласно (XII.7) может быть получена при  $\beta_{и} = 0^\circ$ .

$$s_0 = s_{0 \min} = \frac{E_{и0}}{E_{в0}} = \frac{E_{2тр}}{E_{2н}}.$$

Следовательно, при необходимости регулирования скорости от нуля ( $s_0 = 1$ ) э. д. с.  $E_{2тр}$  вторичной обмотки трансформатора должна быть равна э. д. с.  $E_{2н}$  ротора. Однако во избежание опрокидывания инвертора минимальный угол опережения ограничивается значением  $\beta_{и \min} = \delta$  (см. § XI.1), при котором  $E_{2тр} > E_{2н}$ .

Максимальный момент двигателя можно найти из (XII.8), определив максимум функций

$$M_{кр.ф} = 0,955 \frac{E_{2н}^2}{2\omega_0 x_d} \approx 0,955 M_{кр}.$$

Однако при нагрузках, превышающих  $0,75 M_{кр.ф}$ , выпрямитель переходит во второй режим работы [11], при котором его внешняя характеристика нелинейно зависит от тока  $I_d$ . Поэтому полученные выше выражения не пригодны для этого режима. Механические характеристики двигателя в этом случае имеют меньшую жесткость и максимальный момент не превышает  $0,826 M_{кр}$ . Следовательно, перегрузочная способность асинхронного двигателя в схемах вентильного каскада уменьшается примерно на 17%.

Кроме того, для повышения устойчивости работы инвертора с уменьшением угла опережения  $\beta_{и}$  снижают предельный ток  $I_d$ . Поэтому перегрузочная способность двигателя уменьшается при снижении скорости. Вследствие этого наиболее целесообразной областью применения асинхронно-вентильного каскада следует считать электропривод машин с вентиляторной нагрузкой.

Асинхронно-вентильный каскад обеспечивает возможность рекуперативного торможения при скоростях двигателя, больших  $\omega_0$ .

В режиме динамического торможения, который осуществляется так же, как в обычных схемах, асинхронно-вентильный каскад обеспечивает возможность рекуперации энергии торможения в сеть, что является преимуществом этой системы электропривода.

# **ЭЛЕКТРОПРИВОД СИСТЕМЫ УПРАВЛЯЕМЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ — ДВИГАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА (УПЧ—Д)**

## **§ XIII.1. Общие сведения**

Регулирование скорости вращения изменением частоты питающего напряжения является по существу единственным способом регулирования для синхронных двигателей, а для асинхронных обеспечивает наилучшие показатели по сравнению со всеми другими способами и позволяет использовать наиболее простой тип двигателя — асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Возможность применения этого способа регулирования обусловлена зависимостью синхронной скорости двигателя от частоты (§ II.3). Поэтому скорость в общем случае пропорциональна частоте  $f_1$  напряжения, подводимого к статору:

$$\omega = \omega_0 (1-s) = \frac{2\pi f_1}{p} (1-s).$$

Однако изменение частоты влияет и на механические характеристики двигателя. Так как индуктивное сопротивление обмоток  $x_k = 2\pi f_1 L_k$  и синхронная скорость  $\omega_0 = 2\pi f_1 / p$  пропорциональны частоте, то максимальный момент асинхронного двигателя согласно (II.60) обратно пропорционален квадрату частоты:

$$M_{кр} = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 x_k} = \frac{3U_1^2 p}{8\pi^2 L_k} \frac{1}{f_1^2} = A \frac{U_1^2}{f_1^2}, \quad (\text{XIII.1})$$

т. е. при уменьшении частоты  $f_1$  он возрастает по сравнению с номинальным режимом, а при увеличении частоты снижается (рис. XIII.1).

Кроме того, уменьшение частоты приводит к снижению индуктивного сопротивления намагничивающего контура, т. е. к возрастанию тока намагничивания и магнитного потока  $\Phi$  двигателя. Это может привести к недопустимому нагреву двигателя и ухудшит его энергетические показатели. При  $f_1 > f_{1н}$  магнитный поток двигателя уменьшается и при номинальной нагрузке на валу согласно формуле  $M_n = k\Phi_n I_{2н} \cos\psi_2$  ток в роторе и статоре будет превышать номинальный, что вызовет перегрев обмоток.

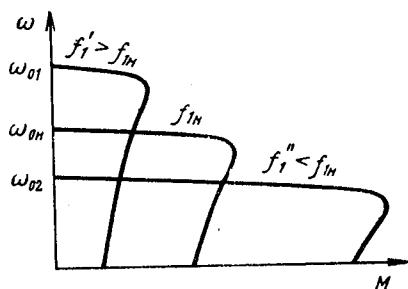


Рис. XIII.1. Механические характеристики асинхронного двигателя при регулировании частоты питающего напряжения



Следовательно, для получения нормальных режимов работы, обеспечивающих полное использование двигателя, необходимо одновременно с изменением частоты  $f_1$  менять и амплитуду напряжения  $U_1$ , подводимого к статору.

Для осуществления такого регулирования необходим преобразователь, позволяющий плавно изменять частоту переменного тока при одновременном изменении его напряжения по определенному закону, в общем случае представленному нелинейной функцией.

Применявшиеся с этой целью до настоящего времени электромашинные преобразователи не отвечают этим требованиям, обладают малым быстродействием, а по габаритам и экономичности уступают электроприводам постоянного тока. Поэтому они используются очень редко, преимущественно в тех случаях, когда применение электропривода постоянного тока становится затруднительным (при очень мощных и быстроходных установках, для одновременного регулирования нескольких двигателей и т. п.).

Появление вентильных преобразователей частоты на управляемых кремниевых вентилях делает перспективным применение электропривода с регулированием частоты. При этом обеспечивается возможность регулирования скорости двигателя вверх и вниз от основной скорости. Верхний предел регулирования ограничен механической прочностью двигателя и не превышает  $\omega_{\max} = (1,5 \div 2) \omega_n$ . Минимальная скорость ограничена сложностью получения малых частот питающего напряжения, возможностью возникновения шагового режима работы двигателя и пр. Поэтому нижний предел регулирования скорости ограничен величиной  $\omega_{\min} = (0,05 \div 0,1) \omega_n$ .

Свойства электропривода системы УПЧ—Д в значительной степени определяются законом изменения напряжения при регулировании частоты питающего тока. Например, в случае регулирования при  $\Phi = \text{const}$  возможна работа двигателя с номинальным моментом во всем диапазоне изменения скорости. Так как э. д. с. обмотки статора  $E_1 = c\Phi f_1$ , то, пренебрегая падением напряжения на сопротивлениях этой обмотки, можно считать  $U_1 \approx E_1$  и  $U_1 \approx c\Phi f_1$ . Тогда для поддержания постоянного магнитного потока необходимо обеспечить соотношения  $\frac{U_1}{f_1} = c\Phi = \text{const}$ .

Реализация этого закона изменения напряжения наиболее проста. Однако при малых частотах  $f_1$  вследствие существенного влияния падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора, которое не было учтено, резко уменьшается максимальный момент двигателя и снижается жесткость механических характеристик. Поэтому применяют законы управления напряжением с компенсацией падения напряжения на обмотках двигателя [18].

Чтобы сохранить неизменной перегрузочную способность двигателя при работе с любой скоростью, необходимо согласно (XIII.1) выполнять условие

$$\lambda = \frac{M_{кр}}{M_c} = A \frac{U_1}{f_1 M_c} = \text{const}. \quad (\text{XIII.2})$$

Перегрузочная способность при номинальном режиме

$$\lambda = A \frac{U_{1н}^2}{\beta_{1н} M_n}. \quad (\text{XIII.3})$$

Приравнивая (XIII.2) и (XIII.3), получим основной закон изменения напряжения при частотном управлении, предложенный проф. М. П. Костенко,

$$\frac{U_1}{U_{1н}} = \frac{f_1}{f_{1н}} \sqrt{\frac{M_c}{M_n}}. \quad (\text{XIII.4})$$

Таким образом, напряжение  $U_1$  следует менять не только в функции частоты  $f_1$ , но и в зависимости от нагрузки на валу двигателя. Это обеспечивает работу электропривода с наивыгоднейшими энергетическими показателями. Рассмотренный выше закон управления с  $\Phi = \text{const}$  является частным случаем основного закона

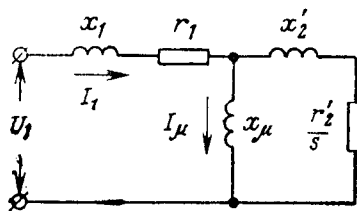


Рис. XIII.2. Т-образная схема замещения асинхронного двигателя

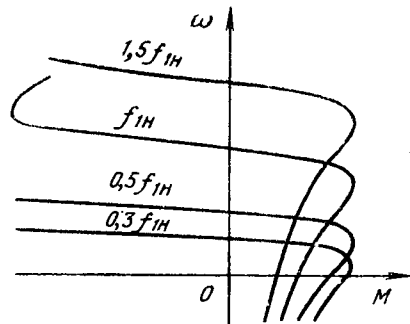


Рис. XIII.3. Механические характеристики электропривода системы ВПЧ—Д

изменения напряжения при регулировании скорости с  $M_c = M_n = \text{const}$ . Осуществить закон управления (XIII.4) можно при использовании замкнутой системы электропривода с применением обратных связей, изменяющих напряжение  $U_1$  при частоте  $f_1$  в функции нагрузки.

Зависимость (XIII.4) получена без учета падения напряжения на активном сопротивлении обмотки статора. Поэтому в зоне малых частот  $f_1$  возможны заметные отклонения механических характеристик от ожидаемых. Поэтому расчет механических характеристик при частотном управлении обычно производится с использованием Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя (рис. XIII.2), позволяющей более точно оценить влияние параметров обмотки статора при изменении индуктивного сопротивления  $x_m$  намагничивающего контура. В этом случае выражение для механической характеристики двигателя при  $f_1 \neq f_{1н}$  имеет вид

$$M = \frac{2M'_{кр} (1 + \alpha' s'_{кр})}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s'_{кр}}{s'_{\Sigma}} + \frac{1\alpha'}{s'_{кр}}}. \quad (\text{XIII.5})$$

Критический момент в этом выражении зависит от относительного значения частоты  $f_{1*} = f_1/f_{1н}$ , напряжения питания  $U_1$  и определяется по формуле

$$M'_{кр} = \frac{3U_1^2}{2\omega_{0,н}x_{к,н} \left[ f_{1*}\rho_{1к} \pm \sqrt{(f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2)(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)} \right]}, \quad (\text{XIII.6})$$

где  $\rho_{1\mu} = \frac{r_1}{x_{\mu н}}$ ;  $\rho_{1к} = \frac{r_1}{x_{к,н}}$  — относительные значения сопротивления обмотки статора;

$x_{м,н}$ ,  $x_{к,н}$  — индуктивные сопротивления намагничивающего контура и короткого замыкания при номинальной частоте  $f_{1н}$ .

Критическое скольжение двигателя также зависит от относительной частоты

$$s'_{кр} = \pm \frac{r'_2}{f_{1*}x_{к,н}} \sqrt{\frac{f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2}{f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2}}. \quad (\text{XIII.7})$$

Величина  $a'$  определяется выражением

$$a' = \frac{r_1 f_{1*}^2}{r'_2 (f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}. \quad (\text{XIII.8})$$

С учетом (XIII.7) для выполнения условия  $\lambda = \text{const}$  закон изменения напряжения при частотном управлении имеет вид

$$\frac{U_1}{U_{1н}} = \sqrt{\frac{f_{1*}\rho_{1к} + \sqrt{(f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2)(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}}{\rho_{1к} + \sqrt{(1 + \rho_{1к}^2)(1 + \rho_{1\mu}^2)}}} \frac{M_c}{M_n} f_{1*}. \quad (\text{XIII.9})$$

Механические характеристики для этого случая показаны на рис. XIII.3. Критический момент в режиме рекуперативного торможения  $M'_{кр,г}$  может значительно превышать критический момент в двигательном режиме, что следует из (XIII.6):

$$\frac{M'_{кр,г}}{M_{кр,д}} = \frac{f_{1*}\rho_{1к} + \sqrt{(f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2)(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}}{f_{1*}\rho_{1к} - \sqrt{(f_{1*}^2 + \rho_{1к}^2)(f_{1*}^2 + \rho_{1\mu}^2)}}.$$

Поэтому при необходимости ограничения величины тормозных моментов применяют законы управления напряжением, отличающиеся от (XIII.9).

## § XIII.2. Электропривод системы ВПЧ—Д

В настоящее время вентильные преобразователи частоты (ВПЧ), обеспечивающие высокое быстродействие и возможность раздельного изменения частоты и напряжения, получают широкое применение. Большое количество разработанных схем вентильных преобразователей частоты [19] может быть разделено на два основных типа, свойства которых определяют область их использования.

К первому типу относятся преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока, осуществляющие выпрямление переменного тока промышленной частоты и последующее преобразование в переменный ток необходимой частоты и напряжения.

Ко второму типу относятся преобразователи с непосредственной связью (или непосредственные преобразователи частоты), у которых функции выпрямления и инвертирования совмещены и выполняются вентилями одновременно.

Преобразователи частоты со звеном постоянного тока позволяют изменять выходную частоту в широких пределах (от долей герца до нескольких килогерц) при любой частоте питающей сети.

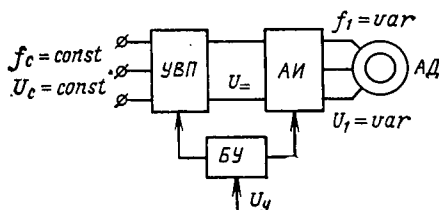


Рис. XIII.4. Блок-схема электропривода системы ВПЧ—Д

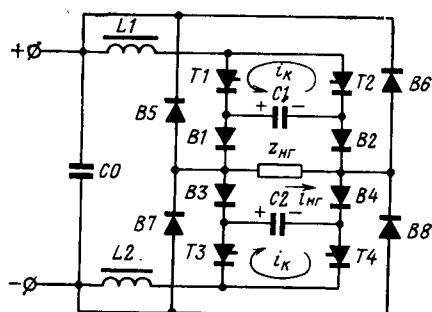


Рис. XIII.5. Схема однофазного вентильного преобразователя частоты

Поэтому они могут применяться для электроприводов механизмов, требующих большого диапазона изменения скорости вверх и вниз от основной синхронной, или для быстроходных приводов, питающихся от источников повышенной частоты и работающих со скоростью в несколько десятков тысяч оборотов в минуту.

Непосредственные преобразователи частоты позволяют получать выходную частоту, начиная примерно от половины частоты питающей сети и ниже, т. е. при промышленной частоте 50 Гц максимальная выходная частота не превышает 25 Гц. В связи с этим они могут быть использованы для электропривода установок, у которых помимо основной, высокой скорости необходимо иметь пониженную скорость вращения при высокой ее стабильности и необходимости длительной работы с этой скоростью. Преимуществом непосредственных преобразователей является большая надежность работы по сравнению с преобразователями со звеном постоянного тока.

ВПЧ со звеном постоянного тока представляет собой сочетание управляемого вентильного преобразователя УВП и автономного инвертора АИ (рис. XIII.4). В отличие от инвертора, ведомого сетью, используемого в электроприводе постоянного тока и осуществляющего преобразование постоянного тока в переменный ток с фиксированной частотой, у которого коммутация вентилей происходит под действием напряжения сети переменного тока, в автономном инверторе коммутация вентилей должна осуществляться

средствами самого инвертора. Автономный инвертор осуществляет изменение частоты напряжения, подводимого к статору двигателя, и изменение порядка чередования фаз при реверсивном электроприводе. Управляемый вентильный преобразователь позволяет регулировать напряжение постоянного тока, поступающего на вход автономного инвертора, в двигательном режиме работы электропривода и осуществляет инвертирование при работе привода в режиме рекуперативного торможения. Блок управления БУ преобразователя частоты обеспечивает изменение напряжения по каналу управления УВП и частоты — по каналу управления АИ.

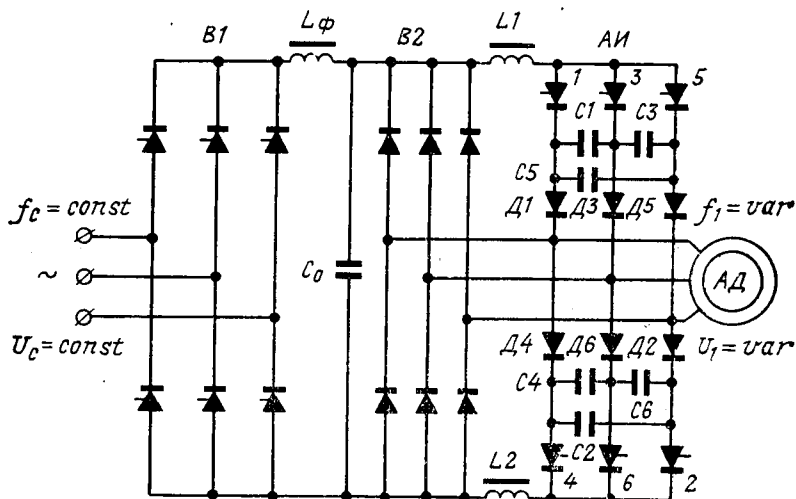


Рис. XIII.6. Схема трехфазного ВПЧ со звеном постоянного тока

В электроприводах с асинхронным двигателем обычно используют автономные инверторы напряжения, амплитуда выходного напряжения которых мало зависит от тока нагрузки. Простейшая схема такого однофазного инвертора (рис. XIII.5) работает следующим образом. Для получения переменного тока в нагрузке  $Z_{нг}$  системой управления попарно включаются тиристоры  $T1$ ,  $T4$  и  $T2$ ,  $T3$  с длительностью включения каждой пары, равной половине периода формируемой частоты. При этом на нагрузке возникает переменное напряжение прямоугольной формы с амплитудой  $E_0$ , определяющейся напряжением постоянного тока, подаваемого на вход инвертора и регулируемого в зависимости от изменения частоты.

После отпирания тиристоров  $T1$ ,  $T4$  коммутирующие конденсаторы  $C1$ ,  $C2$  заряжаются до напряжения, равного входному напряжению инвертора, с полярностью, указанной на рисунке. После подачи отпирания сигналов на тиристоры  $T2$ ,  $T3$  происходит разряд коммутирующих конденсаторов по контурам  $C1$ ,  $T1$ ,  $T2$ , и  $C2$ ,

*T3, T4.* При этом ток разряда, направленный встречно по отношению к току тиристоров *T1* и *T4*, вызывает их запираание при исчезновении прямого тока. После этого конденсаторы перезаряжаются с полярностью, противоположной показанной на рисунке, что обеспечивает запираание тиристоров *T2, T3* после подачи отпирающих сигналов на *T1, T4*.

Для ограничения необходимой емкости коммутирующих конденсаторов и устранения тока разряда на нагрузку применяют отделяющие диоды *B1—B4*, которые обеспечивают возможность разряда *C1, C2* только через тиристоры, и диоды *B5—B8*. Для ограничения тока разряда через эти диоды служат дроссели *L1* и *L2*. Так как нагрузка, которой являются статорные обмотки двигателя, обладает индуктивностью, то ток  $i_{\text{нг}}$  отстает от изменяющегося напряжения, что может привести к затягиванию процесса запираания выходящих из работы тиристоров. Для устранения этого служат диоды *B5—B8*, образующие «мост реактивного тока». Так, например, при открытых тиристорах *T1, T4* ток  $i_{\text{нг}}$  протекает в направлении, показанном стрелкой, и после отпираания тиристоров *T2, T3* и запираания *T1, T2* продолжает протекать под действием э. д. с. самоиндукции нагрузки в прежнем направлении по контуру  $z_{\text{нг}}, B6, C_0, B7$  до момента изменения направления тока. При этом уменьшающимся током нагрузки осуществляется подзаряд емкости  $C_0$  реактивной энергии.

Принцип работы трехфазного преобразователя частоты (рис. XIII.6) аналогичен рассмотренному выше. Различие заключается в порядке отпираания тиристоров. Одновременно открыты в каждый момент только два тиристора (1, 6, или 1, 2, или 2, 3 и т. д.), но включение их производится не парами, а с очередностью, соответствующей их номерам. Диоды *D1—D6* служат для отделения коммутирующих конденсаторов *C1—C6* от нагрузки. Трехфазный неуправляемый выпрямитель *B2* представляет собой «мост реактивного тока». Индуктивности *L1, L2* предназначены для ограничения тока разряда через диоды моста *B2*, а  $L_{\phi}$  выполняет функции дросселя фильтра. Представленная схема обеспечивает возможность работы привода только в двигательном режиме. Для осуществления рекуперативного генераторного торможения необходимо применение еще одного управляемого преобразователя, аналогичного *B1*, но включенного встречно-параллельно ему для работы в режиме ведомого сетью инвертора.

Необходимая мощность *B1* определяется номинальной мощностью  $P_{\text{н}}$  и к.п.д.  $\eta_{\text{н}}$  асинхронного двигателя:  $P_{\text{в1}} = P_{\text{н}}/\eta_{\text{н}}$ , а автономного инвертора  $P_{\text{ан}} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta_{\text{н}} \cos \phi_{\text{н}}}$ . Поэтому суммарная установленная мощность преобразователя частоты  $P_{\text{впч}} \approx 2,5 P_{\text{н}}$ , что является недостатком преобразователей со звеном постоянного тока.

Простейшая схема непосредственного преобразователя частоты (рис. XIII.7, а) для преобразования трехфазного переменного тока с частотой  $f_1$  в однофазный переменный ток с частотой  $f_2$  содержит два трехфазных управляемых выпрямителя 1 и 2, нагрузками ко-

торых являются две половины первичной обмотки трансформатора  $Tr$ . При одновременной подаче отпирающих сигналов на управляющие электроды всех тиристоров выпрямителя  $1$  в левой (по схеме) половине первичной обмотки трансформатора  $Tr$  возникает ток, который проходит через вентиль, имеющий в момент подачи управляющего сигнала наибольший потенциал анода, например  $B1_c$ . Если отпирающий сигнал будет сохраняться в течение времени, превышающего длительность работы вентиля  $B1_c$ , то, как в

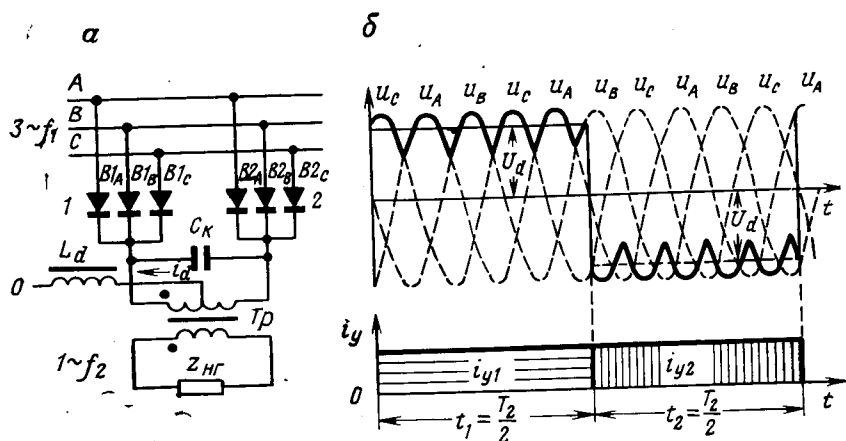


Рис. XIII.7. Схема непосредственного ВПЧ

обычном выпрямителе, в момент равенства анодных напряжений вентилях  $B1_A$  и  $B1_c$  произойдет их коммутация и ток начнет проходить через вентиль  $B1_A$  и т. д.

Одновременно происходит заряд коммутирующего конденсатора  $C_K$ , и его левая обкладка получит положительный потенциал. Если по истечении времени  $t_1$  (рис. XIII.7, б) снять управляющий сигнал с вентилей выпрямителя  $1$  и подать его на вентили выпрямителя  $2$  на время  $t_2 = t_1$ , то в результате перезаряда конденсатора произойдет запираение вентилей выпрямителя  $1$  и ток начнет протекать через правую половину первичной обмотки трансформатора  $Tr$ . Поэтому во вторичной обмотке трансформатора будет наводиться э. д. с. с периодом изменения  $T_2 = t_1 + t_2$ . Следовательно, изменяя длительность прохождения тока через вентили выпрямителей  $1$  и  $2$ , можно регулировать частоту тока в нагрузке.

С использованием этого принципа может быть выполнен непосредственный преобразователь частоты трехфазного тока с частотой  $f_1$  в трехфазный ток с частотой  $f_2$ .

Недостатком такого типа преобразователей является трудность изменения амплитуды выходного напряжения, что значительно усложняет систему управления вентилями.

## § XIV.1. Общие сведения

Замкнутые системы управления применяют обычно для электроприводов системы Г—Д, УВП—Д, УПЧ—Д и АВК, обладающих хорошими регулировочными свойствами. Анализ процессов в замкнутых системах и их синтез основаны на представлении таких электроприводов в виде динамических систем, состоящих из ряда типовых звеньев, обладающих определенными динамическими свойствами.

Независимо от назначения и конструктивного исполнения замкнутая система электропривода в общем случае содержит: задающее устройство, элемент сравнения, преобразующее устройство, усилитель, исполнительное устройство, объект регулирования, измерительное устройство, элемент обратной связи, корректирующее устройство. В конкретных установках состав системы может отличаться от указанного. Например, в ряде случаев не требуется преобразующих и корректирующих устройств, а для маломощных систем может отсутствовать усилитель. Возможно конструктивное объединение задающего устройства, элемента сравнения, преобразующего и усилительного устройств в одно, называемое регулятором.

Все указанные элементы замкнутой системы являются нелинейными, и процессы, протекающие в них, описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Сложность аналитических методов исследования нелинейных систем заставляет применять для их анализа вычислительные машины или в большинстве случаев заменять реальные элементы линейными, вводя ряд допущений и используя различные методы линеаризации [22].

Для линейных систем отдельные элементы системы заменяют типовыми звеньями с определенными передаточными функциями, представляющими собой отношения изображения выходной величины звена к изображению его входной величины при нулевых начальных условиях. Используя такое представление системы, на основании передаточных функций звеньев можно получить передаточную функцию всей системы и построить ее структурную схему, что значительно облегчает и упрощает исследование. Общие принципы этого метода излагаются в курсе «Теория автоматического управления».

Составим структурную схему электропривода системы Г—Д (см. рис. X.25) с учетом допущений, принятых в гл. X. Входным управляющим сигналом в этой системе является напряжение  $U_y$  управления, подаваемое на систему управления тиристорного возбудителя, выходное напряжение  $U_b$  которого поступает на обмотку



возбуждения генератора. Связь между входной и выходной величинами возбудителя приближенно описывается дифференциальным уравнением первого порядка (X.18), что позволяет представить его в виде инерционного звена с передаточной функцией

$$W_{\text{в}}(p) = \frac{U_{\text{в}}(p)}{U_{\text{г}}(p)} = \frac{k_{\text{г}}}{pT_{\text{г}} + 1}.$$

Связь между напряжением  $U_{\text{в}}$  и э.д.с.  $E_{\text{г}}$  генератора описывается уравнением (X.18) первого порядка, что позволяет представить генератор инерционным звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{г}}(p) = \frac{E_{\text{г}}(p)}{U_{\text{в}}(p)} = \frac{k_{\text{г}}}{pT_{\text{в}} + 1}.$$

Для якорной цепи системы Г—Д справедливо уравнение (X.19), на основании которого она имеет передаточную функцию

$$W_{\text{я}}(p) = \frac{k_{\text{я}}}{pT_{\text{я}} + 1},$$

инерционного звена с коэффициентом передачи  $k_{\text{я}} = 1/R_{\text{я}}$  и постоянной времени  $T_{\text{я}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$ . Входной величиной этого звена является разность э.д.с.  $E_{\text{г}}$  генератора и э.д.с.  $E_{\text{д}} = c_{\text{д}}\omega$  двигателя, а выходной величиной — ток  $I$  якорной цепи.

Уравнение движения электропривода, записанное в виде (X.20), устанавливает связь между током  $I$  якорной цепи, статической составляющей  $I_{\text{с}}$  тока якоря и скоростью  $\omega$  двигателя. Эта зависимость может быть представлена в виде интегрирующего звена с передаточной функцией

$$W_{\text{с}}(p) = \frac{k_{\text{с}}}{pT_{\text{м}}},$$

где  $k_{\text{с}} = R_{\text{я}}/c_{\text{д}}$  — передаточный коэффициент;

$T_{\text{м}} = JR_{\text{я}}/c_{\text{д}}^2$  — постоянная времени интегрирующего звена.

Входной величиной этого звена является динамическая составляющая тока  $I - I_{\text{с}}$ , а выходной — скорость  $\omega$  двигателя.

В соответствии с полученными передаточными функциями структурная схема разомкнутой системы электропривода Г—Д при постоянном магнитном потоке двигателя состоит из четырех последовательно соединенных звеньев, два из которых охвачены внутренней отрицательной обратной связью по скорости (рис. XIV.1, а).

Структурная схема разомкнутой системы электропривода УВП—Д (см. рис. XI.8) может быть получена на основании рассмотрения динамических свойств составляющих ее элементов.

Управляемый вентильный преобразователь является нелинейной системой, в которой устройство фазового управления вентилями преобразует входной управляющий сигнал, являющийся непрерывной функцией, в импульсы сигналов отпирания вентилях, представляющие дискретную функцию, и под действием сигналов управления на выходе преобразователя появляется напряжение  $u_{\text{д}}$ ,

представляющее собой сложную прерывную функцию, зависящую как от входного сигнала, так и от параметров цепи нагрузки. Точное аналитическое описание преобразователя приводит к значительному усложнению исследования его поведения. Поэтому обычно для анализа переходных процессов, длительность которых несоизмеримо больше интервалов работы отдельных вентилях, преоб-

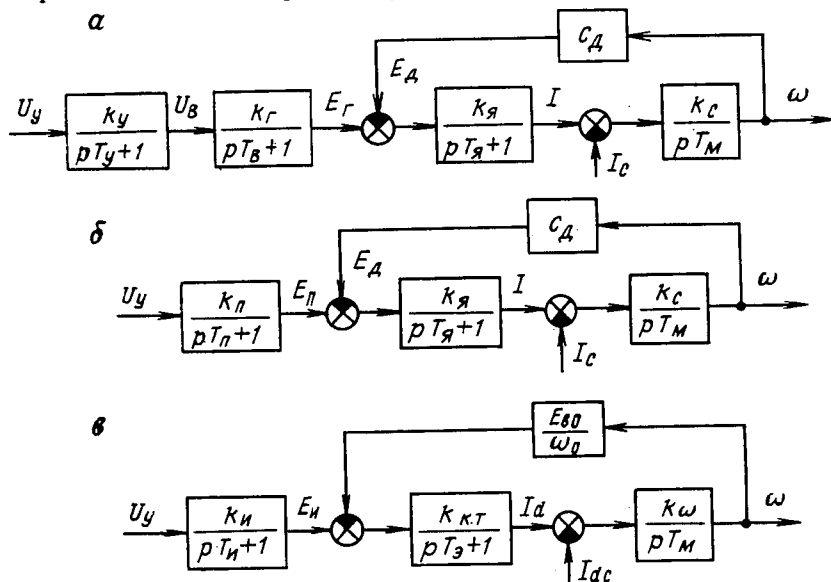


Рис. XIV.1. Структурные схемы разомкнутых систем электроприводов

разователь приближенно представляют инерционным звеном с постоянной времени  $T_n = 0,005 \div 0,01$  с, передаточная функция которого

$$W(p) = \frac{E_n(p)}{U_y(p)} = \frac{k_n}{pT_n + 1}.$$

Передаточный коэффициент преобразователя  $k_n = dE_n/dU_y$  зависит в общем случае (см. § XI.2) от угла регулирования  $\alpha$ . Для асинхронных систем управления вентилями и систем с синусоидальным опорным напряжением  $k_n = E_{d0}/U_{y\max} = \text{const}$ .

Уравнение э. д. с. якорной цепи этого электропривода

$$E_n = I_\text{я} R_\text{я} + L_\text{я} \frac{dI_\text{я}}{dt} + E_d = I_\text{я} R_\text{я} + L_\text{я} \frac{dI_\text{я}}{dt} + c_d \omega$$

или

$$T_\text{я} \frac{dI_\text{я}}{dt} + I_\text{я} = \frac{1}{R_\text{я}} (E_n - E_d).$$

В уравнении якорной цепи  $R_\text{я}$  представляет собой сопротивление якорной цепи, складывающееся из сопротивления двигателя, эквивалентного сопротивления коммутации вентилях и обмоток

трансформатора, сопротивления дросселей;  $L_{\text{я}}$  — это суммарная индуктивность якорной цепи, состоящая из индуктивности якоря, трансформатора и дросселей. В соответствии с этим уравнением якорная цепь может быть представлена инерционным звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{я}}(p) = \frac{k_{\text{я}}}{pT_{\text{я}} + 1},$$

где  $k_{\text{я}} = 1/R_{\text{я}}$  — передаточный коэффициент;  
 $T_{\text{я}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$  — постоянная времени якорной цепи.

Входным сигналом для этого звена является разность э.д.с.  $E_{\text{д}}$  преобразователя и э.д.с.  $E_{\text{д}}$  двигателя, а выходной величиной — ток  $I$  якорной цепи.

Уравнение движения электропривода такое же, как для системы  $\Gamma$ —Д, поэтому связь между скоростью двигателя  $\omega$  и динамическим током может быть представлена интегрирующим звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{с}}(p) = \frac{k_{\text{с}}}{pT_{\text{м}}},$$

где  $k_{\text{с}} = R_{\text{я}}/c_{\text{д}}$  и  $T_{\text{м}} = JR_{\text{я}}/c_{\text{д}}^2$ .

Структурная схема разомкнутой системы электропривода УВП — Д для рассмотренных условий показана на рис. XIV.1, б.

Электроприводом по схеме (см. рис. XII.2) асинхронного вентильного каскада (АВК) управляют изменением э.д.с.  $E_{\text{и}}$  инвертора. Входным управляющим сигналом является напряжение  $U_{\text{у}}$  управления вентилями инвертора. Динамические свойства инвертора, являющегося нелинейной системой, аналогичной управляемому преобразователю, заставляют при анализе электроприводов по схеме АВК пользоваться приближенным представлением его в виде инерционного звена первого порядка с передаточной функцией

$$W_{\text{и}}(p) = \frac{E_{\text{и}}(p)}{U_{\text{у}}(p)} = \frac{k_{\text{и}}}{pT_{\text{и}} + 1},$$

где  $k_{\text{и}} = dE_{\text{и}}/dU_{\text{у}}$  — передаточный коэффициент инвертора, в общем случае зависящий от угла опережения  $\beta$ ;

$T_{\text{и}} = 0,005 \div 0,01$  с — постоянная времени инвертора для систем управления на полупроводниковых приборах.

Для цепи выпрямленного тока АВК с учетом обозначений в (XII.3) и (XII.6) можно записать уравнение э.д.с.

$$E_{\text{в0}}s - E_{\text{и}} = I_{\text{д}}R_{\text{эс}} + L_{\text{э}} \frac{dI_{\text{д}}}{dt}$$

или

$$T_{\text{э}} \frac{dI_{\text{д}}}{dt} + I_{\text{д}} = \frac{1}{R_{\text{эс}}} (E_{\text{в0}}s - E_{\text{и}}) = \frac{1}{R_{\text{эс}}} \left( E_{\text{в0}} - \frac{E_{\text{в0}}}{\omega_0} \omega - E_{\text{и}} \right),$$

где  $L_a$  — индуктивность цепи выпрямленного тока для мостовой схемы инвертора;

$T_a = \frac{L_a}{R_{as}}$  — электромагнитная постоянная времени цепи выпрямленного тока.

Во время пуска двигателя, когда  $\omega=0$ , при  $U_y=0$  ток  $I_d$  и, следовательно, момент двигателя  $M$  должны быть равны нулю, т. е. необходимо, чтобы при  $U_y=0$  э.д.с. инвертора  $E_{и0}=E_{в0}$ . Для этого в систему управления вентилями инвертора должен быть введен сигнал смещения или осуществлен сдвиг по фазе на угол  $\pi/2$ , обеспечивающий смещение статической характеристики инвертора на постоянную величину  $E_{в0}$ . Тогда уравнение э.д.с. цепи выпрямленного тока примет вид

$$T_a \frac{dI_d}{dt} + I_d = \frac{1}{R_{as}} \left( E_{и} - \frac{E_{в0}}{\omega_0} \omega \right),$$

в соответствии с которым она может быть представлена инерционным звеном с передаточной функцией

$$W_{к.т}(p) = \frac{k_{к.т}}{pT_a + 1},$$

где  $k_{к.т} = 1/R_{as}$  — передаточный коэффициент контура выпрямленного тока.

Вращающий момент двигателя в соответствии с (XII.4) может быть принят линейно зависящим от тока  $I_d$ , если не учитывать коммутации вентилях ( $R_a=0$ ):

$$M \approx \frac{k_{сх} E_{2н}}{\omega_0} I_d.$$

Тогда уравнение движения электропривода примет вид

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{k_{сх} E_{2н}}{\omega_0} (I_d - I_{dc}),$$

в соответствии с которым зависимость скорости двигателя  $\omega$  от динамической составляющей тока  $I_d - I_{dc}$  в цепи выпрямителя может быть представлена инерционным звеном с передаточной функцией

$$W_c(p) = \frac{k_\omega}{pT_m},$$

где  $k_\omega = \frac{k_{сх} \omega_n}{\sqrt{3} I_{2н}}$  — передаточный коэффициент звена;

$T_m = J \omega_0 / M_n$  — механическая постоянная времени.

Структурная схема электропривода по схеме АВК показана на рис. XIV.1, в. В этой схеме передаточный коэффициент  $k_{к.т}$  и постоянная времени  $T_a$  звена, представляющего связь между э.д.с. инвертора и током  $I_d$ , зависят от скольжения. Поэтому использование полученной структурной схемы возможно только при анализе поведения электропривода в зоне малых изменений скорости  $\omega$  (или скольжения  $s$ ).

Для электропривода с частотным управлением асинхронным двигателем исследование электромеханических переходных процессов затруднено сложной зависимостью между основными параметрами асинхронных двигателей. Дифференциальные уравнения, описывающие поведение асинхронной машины, не позволяют получить решение, удобное для аналитического рассмотрения. Поэтому анализ и синтез этих систем электропривода выполняют с помощью вычислительных машин [26, 27].

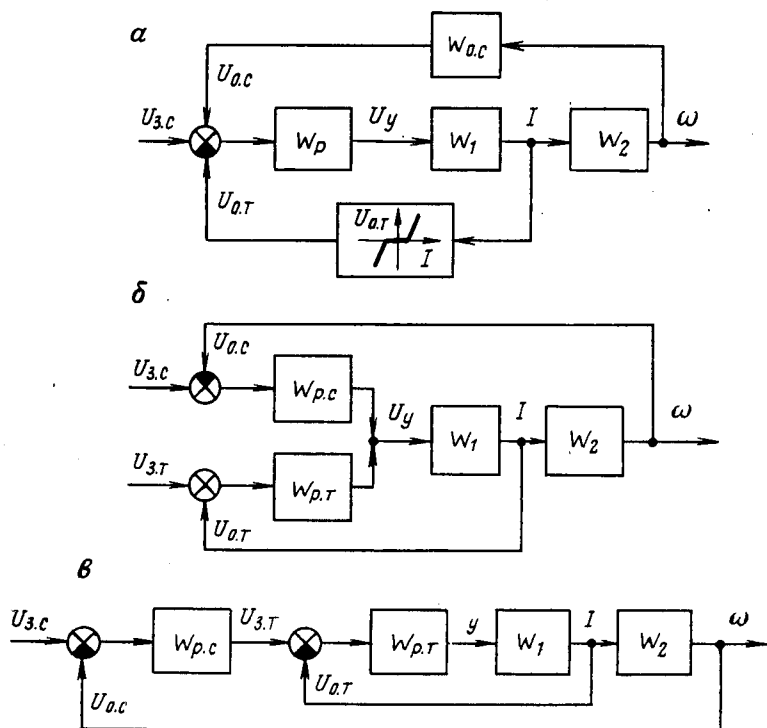


Рис. XIV.2. Структурные схемы замкнутых систем электропривода Г—Д

Для рассмотренных вариантов электропривода структурные схемы разомкнутых систем мало отличаются. Это позволяет применять для них аналогичные замкнутые системы управления, которые в настоящее время обычно выполняются с использованием трех существенно различных структур.

В первой из них (рис. XIV.2,  $\alpha$ ) при необходимости регулирования нескольких переменных системы электропривода применяют обратные связи по этим переменным с суммированием их сигналов и сигнала задания на одном общем усилителе. Вместо усилителя может быть использован регулятор, выполняющий кроме суммирования сигналов их преобразование по необходимому зако-

ну. Такие схемы называют *структурами с суммированием обратных связей* или *с общим регулятором*.

Вторая из указанных структур (рис. XIV.2, б) также основана на регулировании соответствующей переменной по рассогласованию между заданным и действительным ее значением, но имеет отдельные независимые контуры с самостоятельными регуляторами, работающие поочередно. Такая система называется *структурой параллельного действия*. По сравнению с первой она обеспечивает возможность раздельной настройки контуров с учетом разницы в передаточных функциях объекта регулирования по различным переменным, что невозможно при структуре с общим регулятором.

При третьей структуре (рис. XIV.2, в) обратные связи по каждой регулируемой переменной подаются на входы собственных регуляторов, суммирующих и преобразующих сигналы задания и обратной связи по этой переменной. При этом задающий сигнал каждой предыдущей переменной является выходным сигналом регулятора последующей регулируемой переменной. Такие схемы называют системами управления с *подчиненным регулированием переменных*.

## § XIV.2. Системы управления с суммированием обратных связей

Системы управления такого типа обеспечивают возможность регулирования только одной, выходной переменной системы изменением задающего сигнала  $U_{з.с.}$ . Например, в рассматриваемой применительно к электроприводу системы Г—Д с ТВ схеме (рис. XIV.3, а) величина  $U_{з.с.}$  определяет заданную скорость  $\omega_0$  двигателя. Для регулирования остальных, внутренних переменных, например тока  $I$  якоря, который в процессе достижения скоростью  $\omega$  заданного значения не должен превышать допустимой максимальной величины (в данной схеме  $I_{отс}$ ), применяют задержанные обратные связи, которые остаются разомкнутыми пока ток  $I < I_{отс}$ .

В процессе регулирования тока  $I$  сигнал управления  $U_y$  зависит от напряжения обратных связей по другим переменным, например от напряжения  $U_{о.с.}$  обратной связи по скорости, так как напряжение, подаваемое на вход регулятора, определяется разностью  $U_{з.с.} - U_{о.с.} - U_{от.}$ . Влияние обратных связей по остальным переменным обычно неблагоприятно отражается на качестве процесса регулирования, так как усложняется передаточная функция системы для данной регулируемой величины. Чтобы обеспечить требуемое качество процесса, приходится применять дополнительные корректирующие связи, которые могут отрицательно повлиять на динамические свойства системы при регулировании других переменных. Кроме того, взаимное влияние обратных связей усложняет наладку систем данного типа, так как изменение параметров контура регулирования одной из переменных отражается на остальных.

Корректирующие связи в системах с суммированием обратных связей обычно осуществляют с использованием RC-элементов, включаемых в цепи управляющего сигнала или обратных связей. Метод синтеза систем для получения заданного качества процесса регулирования детально изучается в курсе «Теория автоматического управления».

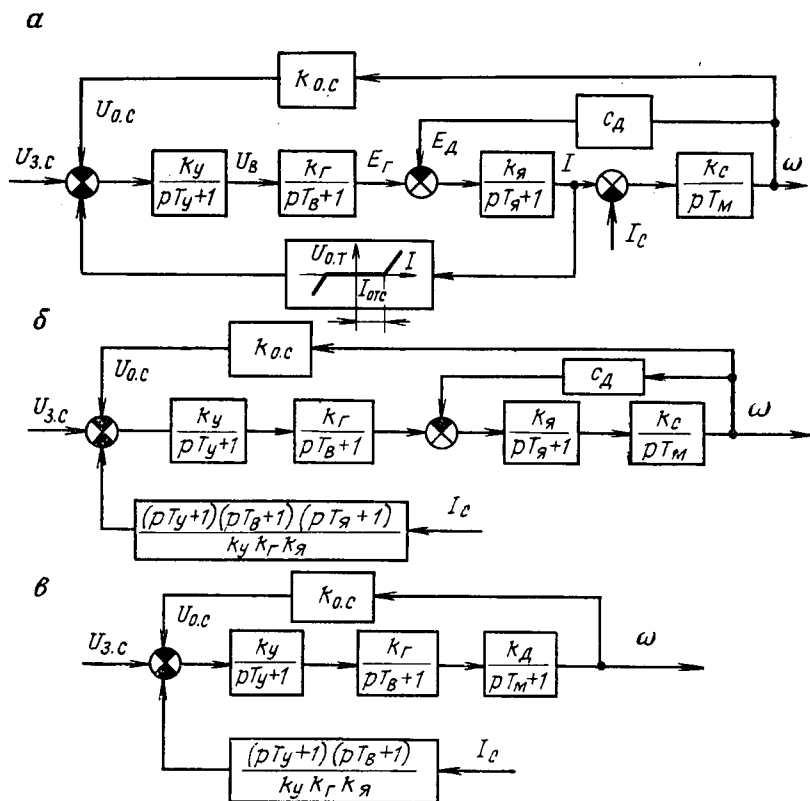


Рис. XIV.3. Структурные схемы электропривода системы Г—Д с ТВ

Для оценки влияния различных способов коррекции в качестве примера можно рассмотреть электропривод системы Г—Д с ТВ (см. рис. X.25), структурная схема которого при отсутствии обратных связей изображена на рис. XIV.1, а.

Структурную схему замкнутой системы с отрицательной обратной связью по скорости и нелинейной обратной связью по току (рис. XIV.3, а) для анализа процесса регулирования скорости  $\omega$  при  $I < I_{отс}$ , т. е. при отсутствии сигнала  $U_{о.т}$  обратной связи по току, удобно представить с вынесенным на ее вход возмущающим воздействием (рис. XIV.3, б).

При этом изображение скорости двигателя  $\omega(p)$  представляется в виде двух составляющих

$$\omega(p) = \omega_0(p) - \Delta\omega(p).$$

Первая составляющая представляет собой изображение скорости  $\omega_0(p)$ , зависящее от структуры системы, определяющей ее передаточной функцией  $W_3(p)$  по управляющему воздействию  $U_{3.c}(p)$ , и характера его изменения:

$$\omega_0(p) = W_3(p) U_{3.c}(p).$$

Вторая составляющая определяет изображение изменения скорости  $\Delta\omega(p)$  в соответствии с передаточной функцией системы  $W_B(p)$  по возмущающему воздействию  $I_c(p)$  и характером его изменения:

$$\Delta\omega(p) = W_B(p) I_c(p).$$

Двигатель, представляемый при  $I_c = 0$  последовательно соединенными инерционным и интегрирующим звеньями, охваченными внутренней обратной связью по скорости, имеет передаточную функцию

$$W_A(p) = \frac{\omega(p)}{E_r(p)} = \frac{k_d}{pT_M(pT_J + 1) + 1},$$

где  $k_d = k_c k_A = 1/c_d$ .

Обычно электромагнитной постоянной времени  $T_J$  якорной цепи вследствие ее малости по сравнению с  $T_M$  пренебрегают и представляют двигатель инерционным звеном с постоянной времени  $T_M$ . Это позволяет упростить структурную схему (рис. XIV.3, в) электропривода. В этом случае передаточная функция замкнутой системы электропривода по управляющему воздействию

$$W_3(p) = \frac{\omega_0(p)}{U_{3.c}(p)} = \frac{k_y k_r k_d}{(pT_y + 1)(pT_B + 1)(pT_M + 1) + k_y k_r k_d k_{o.c}}.$$

В соответствии с полученной передаточной функцией поведение скорости  $\omega_0$  двигателя при изменении напряжения  $U_{3.c}$ , определяющего ее заданное значение, описывается уравнением

$$T_y T_B T_M \ddot{\omega}_0 + (T_y T_M + T_y T_B + T_M T_B) \dot{\omega}_0 + (T_y + T_B + T_M) \dot{\omega}_0 + (1 + k_y k_r k_d k_{o.c}) \omega_0 = k_y k_r k_d U_{3.c}. \quad (\text{XIV.1})$$

Это уравнение справедливо, если в процессе отработки заданной скорости ток якорной цепи  $I$  не превышает значения  $I_{отс}$ , т.е. отрицательная обратная связь по току не действует.

Передаточная функция системы по возмущающему воздействию

$$W_B(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{I_c(p)} = \frac{k_c (pT_y + 1)(pT_B + 1)}{(pT_y + 1)(pT_B + 1)(pT_M + 1) + k_y k_r k_d k_{o.c}}.$$

Перепад скорости двигателя в установившемся режиме

$$\Delta\omega_{уст} = \frac{k_c}{1 + k_y k_r k_d k_{o.c}} I_c$$



уменьшается с возрастанием коэффициента обратной связи  $k_{o.c}$  (см. § X.3). Поэтому для повышения точности регулирования его следует увеличивать. Однако величина  $K_{o.c}$  существенно влияет на динамические свойства системы. Это влияние удобно оценить с помощью диаграммы И. А. Вышнеградского. Так как для уравнения (XIV.1) коэффициенты характеристического уравнения

$$a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 = 0 \quad (\text{XIV.2})$$

определяются выражениями:  $a_0 = T_y T_B T_M$ ;  $a_1 = (T_y T_B + T_y T_M + T_B T_M)$ ;  $a_2 = T_y + T_B + T_M$ ;  $a_3 = 1 + k_y k_r k_d k_{o.c}$ , то обобщенные параметры Вышнеградского:

$$A = \frac{a_1}{\sqrt[3]{a_0 a_3}} = \frac{T_y T_B + T_y T_M + T_B T_M}{\sqrt[3]{(T_y T_B T_M)^2 (1 + k_y k_r k_d k_{o.c})}}; \quad (\text{XIV.3})$$

$$B = \frac{a_2}{\sqrt[3]{a_0 a_3^2}} = \frac{T_y + T_B + T_M}{\sqrt[3]{T_y T_B T_M (1 + k_y k_r k_d k_{o.c})^2}}.$$

Если принять, что для разомкнутой системы, когда  $k_{o.c} = 0$ , значения  $A = B = 3$ , то переходный процесс согласно диаграмме (см. рис. III.21) носит аperiodический характер. Введение обратной

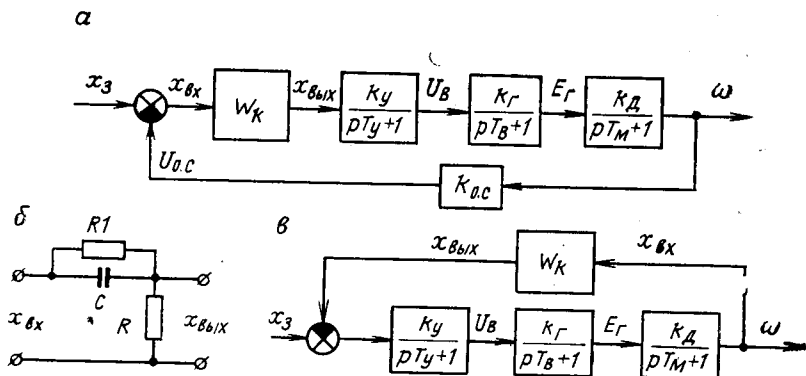


Рис. XIV.4. Схема корректирующего устройства (б) и структурные схемы (а, в) системы Г—Д с коррекцией

связи по скорости ( $k_{o.c} > 0$ ) приводит к уменьшению значений  $A$  и  $B$ . С увеличением  $k_{o.c}$  переходный процесс сначала становится колебательным, а затем система оказывается неустойчивой. Следовательно, предельное значение  $k_{o.c}$  ограничивается условиями устойчивости системы и требуемым качеством переходного процесса. При этом необходимая точность регулирования может оказаться недостижимой.

Введем в цепь управления (рис. XIV.4, а) корректирующее устройство (рис. XIV.4, б) с передаточной функцией

$$W_K(p) = \frac{x_{вх}(p)}{x_{вх}(p)} = \frac{k_K(pT_1 + 1)}{pT_2 + 1},$$

где  $k_K = \frac{R_1}{R + R_1}$ ;  $T_1 = RC$ ;  $T_2 = \frac{RR_1}{R + R_1} C$ ;

$R_1$  и  $R_2$  — сопротивления резисторов  $R1$  и  $R2$ .

Если параметры корректирующего устройства выбрать так, чтобы  $T_1 \gg T_2$ , то приближенно его можно считать идеальным форсирующим звеном с передаточной функцией

$$W_k(p) = k_k (pT_1 + 1) = \frac{T_2}{T_1} (pT_1 + 1). \quad (\text{XIV.4})$$

Тогда передаточная функция замкнутой системы

$$W_s(p) = \frac{k k_k (pT_1 + 1)}{(pT_y + 1)(pT_b + 1)(pT_m + 1) + k k_k k_{o.c.} (pT_1 + 1)}, \quad (\text{XIV.5})$$

в соответствии с которой обобщенные параметры

$$A = \frac{T_y T_b + T_y T_m + T_b T_m}{\sqrt{(T_y T_b T_m)^2 (1 + k k_k k_{o.c.})}}; \quad (\text{XIV.6})$$

$$B = \frac{T_y + T_b + T_m + k k_k k_{o.c.} T_1}{\sqrt{T_y T_b T_m (1 + k k_k k_{o.c.})^2}}.$$

Сравнивая (XIV.3) с (XIV.6), можно сделать вывод, что введение корректирующего устройства в цепи сигнала управления, называемое последовательной коррекцией, вызывает увеличение коэффициента при первой производной регулируемого параметра. Это приводит к возрастанию обобщенного параметра  $B$ , что в соответствии с диаграммой Вышнеградского (см. рис. III.21) повышает запас устойчивости системы. Вследствие этого передаточный коэффициент  $k_{o.c.}$  обратной связи может быть увеличен по сравнению со схемой без корректирующего устройства, а статическая погрешность регулирования уменьшена.

Однако применение корректирующего устройства на пассивных элементах, как следует из (XIV.5), снижает передаточный коэффициент  $k k_k$  системы, так как согласно (XIV.4)  $k_k = \frac{T_2}{T_1} < 1$ . Поэтому необходимо повышать коэффициент  $k_y$  усилителя для сохранения неизменной величины передаточного коэффициента системы или применять корректирующие устройства, выполненные на базе усилителей постоянного тока.

Передаточная функция замкнутой системы при введении того же корректирующего устройства в цепь обратной связи (рис. XIV.4, в).

$$W_s(p) = \frac{k}{(pT_y + 1)(pT_b + 1)(pT_m + 1) + k k_{o.c.} k_k (pT_1 + 1)}. \quad (\text{XIV.7})$$

Знаменатель в (XIV.7) остается таким же, как и в (XIV.5).

Следовательно, введение корректирующего устройства в цепь обратной связи, называемое параллельной коррекцией, оказывает на динамические свойства системы такое же влияние, как и последовательная коррекция. Однако при этом не изменяется передаточный коэффициент системы.

Применение корректирующего устройства, которое позволяет ввести сигнал не только по первой производной регулируемого параметра, но и по его второй производной, позволило бы в еще большей степени повысить коэффициент обратной связи, а следовательно, и точность регулирования, так как это привело бы к увеличению обобщенных параметров  $A$  и  $B$ . Однако реализация такого корректирующего устройства затруднительна.

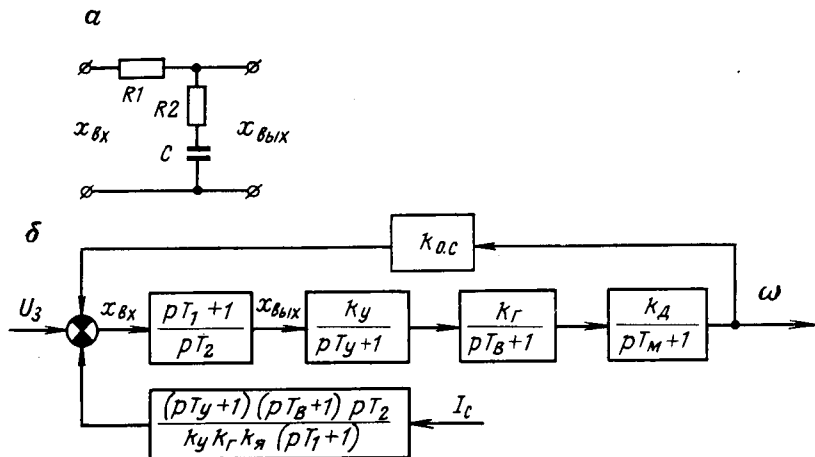


Рис. XIV.5. Схема корректирующего устройства (а) и структурная схема (б) астатической системы электропривода

С целью уменьшения статической ошибки применяют, кроме систем с сигналом управления, пропорциональным ошибке регулирования и ее производным, также системы управления, в которых управляющий сигнал пропорционален ошибке регулирования и ее интегралу. Это может быть осуществлено включением в прямую цепь корректирующего устройства (рис. XIV.5, а) с передаточной функцией

$$W_k(p) = \frac{pT_1 + 1}{pT_2 + 1}$$

(где  $T_1 = R_2C$ ;  $T_2 = (R_1 + R_2)C$ ), которую при  $T_2 \gg T_1$  можно приближенно представить в виде

$$W_k(p) = \frac{pT_1 + 1}{pT_2}.$$

Тогда в соответствии со структурной схемой замкнутой системы регулирования скорости (рис. XIV.5, б) передаточная функция ее по управляющему воздействию при  $T_1 = T_b$

$$W_3(p) = \frac{\omega_0(p)}{U_{3.c}(p)} = \frac{k_y k_r k_d}{pT_2(pT_y + 1)(pT_m + 1) + k_y k_r k_d k_{o.c}},$$

а передаточная функция по возмущающему воздействию

$$W_a(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{I_c(p)} = \frac{k_c p T_2 (p T_y + 1)}{p T_2 (p T_y + 1) (p T_m + 1) + k_y k_r k_d k_{o.c.}}$$

Из полученных выражений следует, что при постоянном значении напряжения  $U_{з.с}$  задающего сигнала и возмущающем воздействии  $I_c = \text{const}$  в установившемся режиме скорость двигателя  $\omega = U_{з.с}/k_{o.c}$  пропорциональна задающему воздействию, а статическая ошибка  $\Delta\omega$  равна нулю, так как ее величина пропорциональна сумме первой и второй производных от  $I_c$ . Следовательно, полученная система обладает астатизмом первого порядка и при постоянной нагрузке ее скорость в установившемся режиме равна заданному значению.

При выборе параметров обратной связи по току для ограничения его предельной величины должна учитываться структура системы, полученная из условия обеспечения необходимого качества процесса регулирования скорости. Это, как указывалось выше, осложняет синтез системы. Поэтому лучшие результаты могут быть получены для структур с параллельно включенными регуляторами (см. рис. XIV.2, б). Однако для таких систем необходимо иметь устройства переключения контуров регулирования в зависимости от рассогласования между действительными и заданными значениями отдельных переменных. При большом числе регулируемых переменных реализовать такие устройства сложно. Поэтому наиболее перспективными следует считать структуры с подчиненным регулированием переменных.

### § XIV.3. Системы управления с подчиненным регулированием переменных

В большинстве случаев разомкнутая система электропривода может быть представлена в виде цепи, состоящей из последовательно соединенных инерционных и интегрирующих звеньев, являющихся причиной инерционности электропривода. Например, из-за наличия обмотки возбуждения передаточная функция генератора

$$W_r(p) = \frac{E_r(p)}{U_b(p)} = \frac{k_r}{p T_b + 1}$$

и э.д.с. его  $E_r$  при мгновенном приложении напряжения изменяется по экспоненциальному закону. Поэтому установившееся значение э.д.с.  $E_r$ , соответствующее заданной величине, устанавливается за время, равное  $t_{п.п} \approx (3 \div 4) T_b$ .

Для сокращения длительности переходного процесса, т. е. повышения быстродействия электропривода, в замкнутых системах управления применяют отрицательные обратные связи по регулируемой переменной. Однако для электроприводов, описываемых уравнениями высоких порядков, чтобы обеспечить необходимое качество переходных процессов необходимо вводить параллельные корректирующие обратные связи, что усложняет синтез системы управления.

Теоретически инерционность генератора может быть полностью устранена последовательной коррекцией (рис. XIV.6, а), т. е. введением в цепь его обмотки возбуждения регулятора с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{x_{\text{вых}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = k_p(pT_B + 1). \quad (\text{XIV.8})$$

При этом передаточная функция разомкнутой системы

$$W_{\text{раз}}(p) = \frac{E_r(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = W_p W_r = k_p k_r,$$

т. е. генератор превращается в безынерционное звено. Таким образом, в результате введения пропорционально-дифференциального

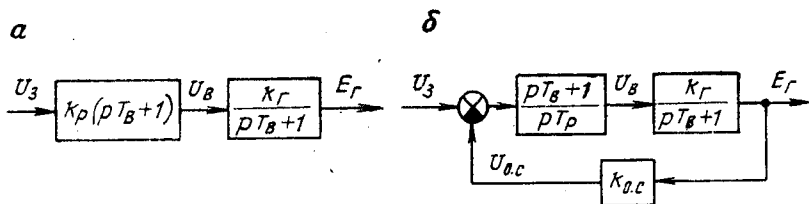


Рис. XIV.6. Структурная схема системы подчиненного регулирования

(ПД) регулятора обеспечивается полная компенсация постоянного времени  $T_B$  и э. д. с.  $E_r$  генератора изменяется мгновенно в соответствии с сигналом управления  $x_{\text{вх}}$ .

Однако практическая реализация такой системы невозможна, так как для обеспечения ее безынерционности необходимо иметь бесконечно большую мощность на выходе регулятора и вообще выполнить регулятор с передаточной функцией (XIV.8) нельзя даже при использовании современных средств регулирования, потому что они имеют ограниченное быстродействие. К тому же стремиться к полной компенсации постоянных времени нецелесообразно, так как при этом устраняется помехозащищенность привода. В реальных системах коллекторные пульсации напряжения электрических машин, пульсации тока и напряжения при наличии выпрямителя в системе электропривода, наведенные э. д. с. в цепях управления отфильтровываются инерционными элементами системы. При идеальной компенсации э. д. с. генератора будет мгновенно реагировать на весь спектр сигналов в цепи управления. Помимо этого точность управления в рассматриваемом случае будет зависеть только от стабильности передаточного коэффициента  $k_p$  регулятора.

Поэтому применяют приближенную компенсацию постоянных времени инерционных звеньев системы, принцип которой основан на включении последовательно с компенсируемым инерционным звеном регулятора (рис. XIV.6, б) с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{pT_B + 1}{pT_p} = k_p + \frac{1}{pT_p}. \quad (\text{XIV.9})$$

Такой регулятор является пропорционально-интегральным (ПИ), поскольку содержит пропорциональную составляющую управляющего сигнала с передаточным коэффициентом  $k_p = T_v/T_p$  и интегральную с постоянной времени  $T_p$ . При этом происходит преобразование инерционного звена в интегрирующее, так как передаточная функция разомкнутой системы после включения регулятора примет вид

$$W_{\text{раз}} = W_p W_r = \frac{k_r (pT_v + 1)}{pT_p (pT_v + 1)} = \frac{k_r}{pT_p}.$$

Определим передаточную функцию системы при введении отрицательной обратной связи

$$W_s = \frac{k_r}{pT_p \left(1 + \frac{k_r k_{o.e}}{pT_p}\right)} = \frac{k}{pT + 1},$$

где  $k = \frac{1}{k_{o.e}}$ ;  $T = \frac{T_p}{k_r k_{o.e}}$  — передаточный коэффициент и постоянная времени контура.

Выбором коэффициента  $k_{o.e}$  обратной связи можно обеспечить сколь угодно малую постоянную времени  $T$  полученного инерционного звена, минимальное значение которой ограничивается условиями помехозащищенности и целесообразной форсировкой напряжения, возрастающей при уменьшении  $T$ .

Введение в разомкнутую цепь интегрирующего звена, которым является ПИ-регулятор, устраняет статическую ошибку замкнутой системы регулирования, т. е. делает ее астатической.

Однако практически разомкнутая система электропривода может содержать несколько инерционных звеньев. Например, в электроприводе системы Г—Д (см. рис. XIV.1, а), если пренебречь влиянием внутренней обратной связи по э.д.с. двигателя, при регулировании тока якорной цепи имеются два последовательно включенных инерционных звена с постоянными времени  $T_v$  и  $T_\alpha$ , для которых передаточная функция

$$W(p) = \frac{I_\alpha(p)}{U_v(p)} = \frac{k_r k_\alpha}{(pT_v + 1)(pT_\alpha + 1)}.$$

Если величина  $T_\alpha$  мала и для получения необходимого быстрого действия системы электропривода не требуется ее компенсировать, можно применить ПИ-регулятор с передаточной функцией (XIV.9), охватив систему отрицательной обратной связью по току с коэффициентом обратной связи  $k_{o.t}$  (рис. XIV.7). Передаточная функция замкнутой системы будет

$$W_{s.t}(p) = \frac{I_\alpha(p)}{x_{sz}(p)} = \frac{k_r}{pT_v(pT_\alpha + 1) + 1}. \quad (\text{XIV.10})$$

где  $k_r = \frac{1}{k_{o.t}}$ ;  $T_v = \frac{T_p}{k_r k_{o.t}}$  — передаточный коэффициент и постоянная времени замкнутого контура.

Выбор постоянной времени  $T_0$  осуществляют таким образом, чтобы было обеспечено оптимальное быстродействие полученного замкнутого контура, который в этом случае называют оптимизированным.

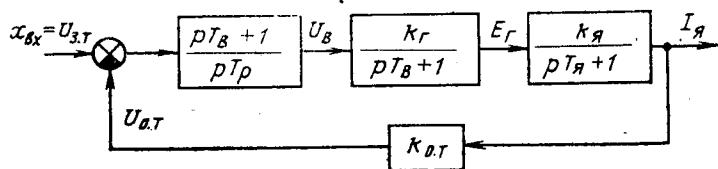


Рис. XIV.7. Структурная схема электропривода системы Г—Д с подчиненным регулированием переменных

При передаточной функции (XIV.10) поведение регулируемого параметра (тока якорной цепи  $i_Y$ ) описывается уравнением

$$T_0 T_Y \frac{d^2 i_Y}{dt^2} + T_0 \frac{di_Y}{dt} + i_Y = k_T x_{вх},$$

корни характеристического уравнения которого равны

$$P_{1,2} = \frac{-T_0 \pm \sqrt{T_0^2 - 4T_0 T_Y}}{2T_0 T_Y} = -\frac{1}{2T_Y} \left( 1 \pm \sqrt{1 + \frac{4}{m}} \right).$$

Как известно (см. § III.5), переходный процесс при мгновенном изменении входного сигнала  $x_{вх}$  в этом случае зависит от соотношения  $m = T_0/T_Y$ . При  $m \geq 4$  процесс будет аperiodическим, а при  $m < 4$  — колебательным (см. рис. VI.4). С уменьшением  $m$  сокращается время  $t_n$  достижения установившегося значения  $i_{Y,уст.}$ , но увеличивается амплитуда колебаний (перерегулирование) и ухудшается затухание колебаний. При  $m = 2$  ( $T_0 = 2T_Y$ ) величина перерегулирования составляет приблизительно 4,3%, а  $t_n = 4,7T_Y$ . В большинстве случаев такой процесс считается целесообразным и называется настройкой по техническому оптимуму. Поэтому постоянную времени  $T_0$  оптимизированного контура принимают равной  $2T_Y$  — удвоенному значению некомпенсируемой малой постоянной времени. Так как переходный процесс в этом случае незначительно отличается от аperiodического с постоянной времени  $T_0$ , то приближенно принимают передаточную функцию оптимизированного контура

$$W_{з.т}(p) = \frac{k_T}{pT_0(pT_Y + 1) + 1} \approx \frac{k_T}{pT_0 + 1} = \frac{k_T}{p2T_Y + 1}. \quad (\text{XIV.11})$$

Если объект регулирования помимо звена с большой постоянной времени содержит несколько инерционных звеньев с малыми постоянными времени, то их заменяют эквивалентным аperiodическим звеном с постоянной времени, равной сумме малых постоянных времени [10]. После этого производится компенсация большой постоянной времени с помощью ПИ-регулятора, как описано выше.

При наличии двух инерционных звеньев с большими постоянными

ми времени, например при  $T_{\text{я}} \approx T_{\text{в}}$  или при необходимости получения переходного процесса с большим быстродействием, чем при выполненной выше (XIV.11) настройке, осуществляют компенсацию обеих постоянных времени  $T_{\text{я}}$  и  $T_{\text{в}}$ . Для этого применяют пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор с передаточной функцией

$$W_p = \frac{(\rho T_1 + 1)(\rho T_2 + 1)}{\rho T_p} = \rho \frac{T_1 T_2}{T_p} + \frac{T_1 + T_2}{T_p} + \frac{1}{\rho T_p}, \quad (\text{XIV.12})$$

содержащий дифференцирующую, пропорциональную и интегральную составляющие входного сигнала. При использовании такого регулятора с  $T_1 = T_{\text{в}}$  и  $T_2 = T_{\text{я}}$  в рассмотренном выше контуре (рис. XIV.7) регулирования тока якорной цепи передаточная функция системы

$$W_T(p) = \frac{T_{\text{я}}(p)}{x_{\text{вх}}(p)} = \frac{k_T}{\rho T_T + 1},$$

где  $k_T = \frac{1}{k_{0,T}}$ ;  $T_T = \frac{T_p}{k_T k_{\text{я}} k_{0,T}}$  — передаточный коэффициент и постоянная времени контура тока.

Величина  $T_T$  не зависит от  $T_{\text{я}}$  и может выбираться из условия необходимого быстродействия при регулировании тока якорной цепи, но реализация надежно работающего ПИД-регулятора оказывается сложной.

Как видно из рассмотренных примеров, применение последовательной коррекции обеспечивает возможность регулирования отдельных параметров системы электропривода теоретически с любым необходимым быстродействием. Однако, как правило, при работе электропривода необходимо регулирование по нескольким переменным. Например, при пуске и торможении требуется регулирование тока якорной цепи, а после разгона привода — регулирование его скорости. В этих случаях используются многоконтурные системы регулирования с числом контуров, равным количеству регулируемых переменных, при сохранении рассмотренного выше принципа оптимизации каждого контура.

Синтез таких многоконтурных систем [10], называемых системами подчиненного регулирования, может быть рассмотрен для общего случая регулирования  $n$  параметров. В обобщенной структурной схеме (рис. XIV.8) передаточные функции объектов регулирования переменных  $x_1, x_2, \dots, x_n$  обозначены через  $W_1, W_2, \dots, W_n$ , а передаточные функции регуляторов — соответственно  $W_{p1}, W_{p2}, \dots, W_{pn}$ . Пусть первый объект регулирования содержит два инерционных звена, одно из которых имеет малую некомпенсируемую постоянную времени  $T_{\text{м1}}$ , а остальные являются инерционными звеньями. Тогда в соответствии с изложенным выше методом



оптимизации передаточная функция замкнутого контура аналогична (XIV.11)

$$\begin{aligned} W_{01} &= \frac{x_1(p)}{x_{31}(p)} = \frac{k_{01}}{p2T_{\mu 1}(pT_{\mu 1} + 1) + 1} \approx \\ &\approx \frac{k_{01}}{p2T_{\mu 1} + 1} = \frac{k_{01}}{pT_{01} + 1}. \end{aligned} \quad (\text{XIV.13})$$

При этом поведение регулируемого параметра  $x_1$  определяется задающим сигналом  $x_{31}$ .

После оптимизации первого контура передаточная функция объекта регулирования второй переменной  $x_2$

$$\begin{aligned} W'_2 &= \frac{x_2(p)}{x_{32}(p)} = W_{01}W_2 = \frac{k_{01}k_2}{[p2T_{\mu 1}(pT_{\mu 1} + 1) + 1](pT_2 + 1)} \approx \\ &\approx \frac{k_{01}k_2}{(p2T_{\mu 1} + 1)(pT_2 + 1)}. \end{aligned}$$

Тогда при  $T_2 \gg 2T_{\mu 1}$  можно компенсировать большую постоянную времени  $T_2$  включением ПИ-регулятора с передаточной функцией  $W_{p2}$  и введением отрицательной обратной связи по  $x_2$ . При этом передаточная функция замкнутого контура

$$\begin{aligned} W_{02} &= \frac{x_2(p)}{x_{32}(p)} = \frac{k_{02}}{pT_{02}[p2T_{\mu 1}(pT_{\mu 1} + 1) + 1] + 1} \approx \\ &\approx \frac{k_{02}}{pT_{02}(p2T_{\mu 1} + 1) + 1}. \end{aligned}$$

Чтобы настроить контур по условиям технического оптимума, необходимо принять постоянную времени  $T_{02}$  равной удвоенному значению некомпенсированной постоянной, которой является постоянная времени  $T_{01}$  первого оптимизированного контура, т. е. должно быть выполнено условие  $T_{02} = 2T_{01} = 4T_{\mu 1}$ . Тогда приближенная передаточная функция второго оптимизированного контура

$$W_{02} = \frac{k_{02}}{p4T_{\mu 1} + 1} = \frac{k_{02}}{pT_{02} + 1}.$$

Отсюда следует, что быстродействие второго (внешнего) контура регулирования переменной  $x_2$  будет примерно в два раза меньше, чем у первого (внутреннего) контура.

Дальнейший синтез многоконтурной системы выполняется аналогично. Каждый последующий контур со своим регулятором, охваченный отрицательной обратной связью, содержит в качестве некомпенсированной части предыдущий оптимизированный контур, принимаемый приближенно за инерционное звено. Погрешность, обусловленная таким допущением, оказывается незначительной [10]. При этом приближенная передаточная функция  $\nu$ -го оптимизированного контура

$$W_{0\nu} = \frac{x_\nu(p)}{x_{3\nu}(p)} = \frac{k_{0\nu}}{pT_{\mu 1}2^\nu(pT_{\mu 1}2^{\nu-1} + 1) + 1} \approx \frac{k_{0\nu}}{pT_{\mu 1}2^\nu + 1}.$$

т. е. с увеличением порядкового номера контура регулирования постоянная времени оптимизированного контура  $T_{0v} = T_{ш}2^v$  быстро увеличивается. Это приводит в ряде случаев к ограничению числа контуров регулирования из-за невозможности получения необходимого быстрого действия.

Регулируемая переменная  $x_v$  определяется задающим сигналом  $x_{zv}$  на входе ее регулятора. При этом задающим сигналом предыдущего контура  $x_{z(v-1)}$  является выходной сигнал регулятора переменной  $x_v$ , т. е. поведение переменных внутренних контуров оказывается зависимым, подчиненным процессу регулирования переменных внешних контуров. Для получения необходимого процесса управления следует обеспечить правильное соподчинение регулируемых переменных.

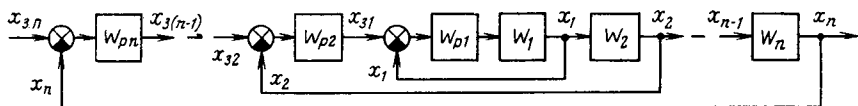


Рис. XIV.8. Обобщенная структурная схема многоконтурной замкнутой системы

Применительно к электроприводу системы Г—Д с усилителем в цепи возбуждения генератора (см. рис. XIV.1, а) необходимо обеспечить регулирование тока якорной цепи и скорости двигателя, т. е. требуется двухконтурная система регулирования. В случае рассогласования действительной и заданной скоростей двигателя ток якорной цепи должен изменяться пропорционально ошибке регулирования скорости (не превышая, однако, предельной по условиям коммутации величины). Это обеспечит устранение рассогласования с наибольшим возможным быстрым действием. Следовательно, контур регулирования тока в рассматриваемой системе должен быть внутренним, так как заданное значение  $U_{з.т}$  тока при этом будет определяться погрешностью регулирования скорости.

В отличие от рассмотренной выше (см. рис. XIV.8) структурной схемы в электропривode системы Г—Д двигатель представлен в виде последовательно соединенных инерционного и интегрирующего звеньев, охваченных внутренней обратной связью по э. д. с. двигателя. Это усложняет необходимую структуру регулятора. Но при  $T_m > 2T_\pi$  влияние этой обратной связи на динамические процессы в замкнутой системе регулирования незначительно, что позволяет ее не учитывать. Поэтому структурную схему электропривода системы Г—Д представляют в виде, показанном на рис. XIV.9.

Передачная функция разомкнутого контура системы регулирования тока якорной цепи имеет вид

$$W_T = \frac{I_\pi(p)}{U_y(p)} = \frac{k_y k_r k_\pi}{(pT_y + 1)(pT_b + 1)(pT_\pi + 1)}.$$

Постоянные времени  $T_y$  усилителя и  $T_\pi$  якорной цепи обычно малы по сравнению с постоянной времени  $T_b$  обмотки возбуждения

генератора. В этом случае без большой погрешности можно принять  $(pT_y + 1)(pT_{\pi} + 1) \approx p(T_y + T_{\pi}) + 1 = pT_{\mu} + 1$  и считать  $T_{\mu}$  некомпенсируемой малой постоянной времени. Компенсация постоянной времени  $T_{\nu}$  осуществляется ПИ-регулятором.

В системах подчиненного регулирования применяют, как правило, регуляторы, выполненные на базе решающих операционных усилителей постоянного тока. В этом случае ПИ-регулятор

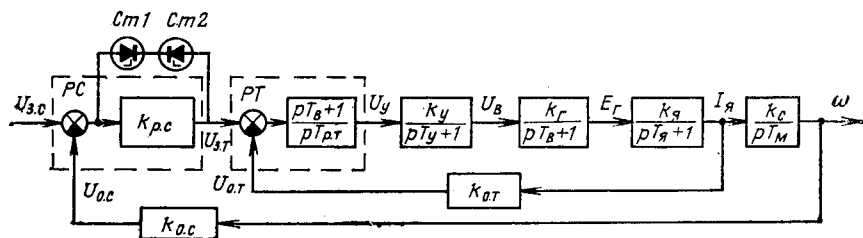


Рис. XIV.9. Структурная схема электропривода системы Г—Д с подчиненным регулированием переменных

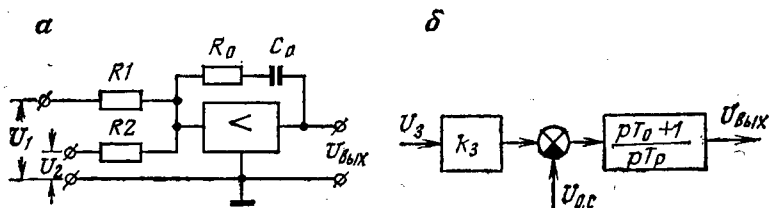


Рис. XIV.10. Электрическая (а) и структурная (б) схемы ПИ-регулятора

имеет схему, показанную на рис. XIV.10, а. Напряжение на выходе такого усилителя

$$U_{\text{вых}} = -\left(U_1 \frac{z_0}{z_1} + U_2 \frac{z_0}{z_2}\right) = -\left(U_1 \frac{R_2}{R_1} + U_2\right) \frac{pR_0C_0 + 1}{pR_2C_0}.$$

Если на первый вход усилителя подать задающее напряжение  $U_3$  с отрицательным знаком, а на второй вход — напряжение  $U_{o.c}$  обратной связи, то выходное напряжение усилителя будет

$$U_{\text{вых}} = \left(\frac{R_2}{R_1} U_3 - U_{o.c}\right) \frac{pR_0C_0 + 1}{pR_2C_0} = (k_3 U_3 - U_{o.c}) \frac{pT_0 + 1}{pT_p}. \quad (\text{XIV.14})$$

Соответствующая этому выражению структурная схема регулятора показана на рис. XIV.10, б. При равенстве входных сопротивлений  $R_1 = R_2$  передаточный коэффициент  $k_3 = R_2/R_1$  по задающему входу будет равен единице и передаточная функция регулятора аналогична (XIV.9). В общем случае выбором соотношения  $R_2/R_1$  можно обеспечивать необходимый коэффициент передачи системы по управляющему воздействию. Постоянная времени регулятора  $T_0 = R_0C_0$  должна быть равна компенсируемой постоянной времени объекта регулирования, а постоянная времени  $T_p$  опреде-

ляется условиями настройки замкнутого контура регулирования.

Применительно к регулятору тока (РТ) постоянные времени  $T_0 = T_v$  и  $T_p = T_{p.t}$ , а передаточный коэффициент регулятора тока  $k_{p.t} = k_{3.t}$ . Эти величины определяются параметрами пассивных элементов в цепях регулятора

$$T_v = R_0 C_0; \quad T_{p.t} = R_2 C_0; \quad k_{3.t} = R_2 / R_1. \quad (\text{XIV.15})$$

При включении РТ (см. рис. XIV.9) и введении отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи  $k_{o.c} = U_{o.c} / I_a$  передаточная функция замкнутого контура регулирования тока будет иметь вид

$$W_{k.t} = \frac{I_a(p)}{U_{3.t}(p)} = \frac{k_{3.t} / k_{o.t}}{p \frac{T_{p.t}}{k_y k_a k_r k_{o.t}} (p T_\mu + 1) + 1} \approx \frac{k_{k.t}}{p T_{k.t} + 1}. \quad (\text{XIV.16})$$

где  $k_{k.t} = \frac{k_{3.t}}{k_{o.t}}$  — передаточный коэффициент контура тока;

$T_{k.t} = \frac{T_{p.t}}{k_y k_a k_r k_{o.t}}$  — постоянная времени контура тока (при настройке по условиям технического оптимума принимается равной  $2T_\mu$ ).

Обеспечение требуемой передаточной функции (XIV.16) осуществляется подбором пассивных элементов в цепях РТ. Обычно, задаваясь величиной емкости  $C_0$  в цепи обратной связи регулятора, определяют в соответствии с (XIV.15) сопротивления  $R_0$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ :

$$R_0 = T_a / C_0. \quad (\text{XIV.17})$$

Из (XIV.15) и (XIV.16) можно установить зависимость между параметрами системы и регулятора:

$$T_{p.t} = R_2 C_0 = T_{k.t} k_y k_a k_r k_{o.t} = 2T_\mu k_y k_a k_r k_{o.t},$$

позволяющую определить входное сопротивление  $R_2$  регулятора по цепи обратной связи системы

$$R_2 = \frac{2T_\mu k_y k_a k_r k_{o.t}}{C_0} = \frac{T_{k.t} k_y k_a k_r k_{o.t}}{C_0}. \quad (\text{XIV.18})$$

Сопротивление  $R_1$  по задающему входу РТ выбирается по условиям получения необходимого коэффициента передачи  $k_{3.t}$  оптимизированного контура. Обычно он определяется величиной допустимого максимального напряжения  $U_{3.t \max}$  задающего сигнала при принятом в системе максимальном токе якорной цепи  $I_{a \max}$ . Тогда  $k_{k.t} = I_{a \max} / U_{3.t \max}$  и, согласно (XIV.15) и (XIV.16),  $k_{3.t} = R_2 / R_1 = k_{k.t} k_{o.t}$ . Отсюда

$$R_1 = \frac{R_2}{k_{k.t} k_{o.t}} = \frac{R_2 U_{3.t \max}}{k_{o.t} I_{a \max}}. \quad (\text{XIV.19})$$

В цепи обратной связи по току обычно устанавливают датчик тока из комплекта УБСР, поэтому коэффициент  $k_{o.t}$  зависит от ко-

эффицентов передачи шунта  $k_{ш} = \Delta U_{ш}/I_{я}$  и усиления датчика тока  $k_{д.т.}$ :

$$k_{о.т.} = \frac{U_{о.т.}}{I_{я}} = k_{д.т.} k_{ш}. \quad (\text{XIV.20})$$

После оптимизации контура тока передаточная функция разомкнутой системы регулирования скорости двигателя имеет вид

$$W_c = \frac{\omega(p)}{U_{з.т}(p)} = \frac{k_{к.т} k_c}{[p T_{к.т} (p T_{\mu} + 1) + 1] p T_m} \approx \frac{k_{к.т} k_c}{p T_m (p 2 T_{\mu} + 1)}, \quad (\text{XIV.21})$$

т. е. система не нуждается в применении ПИ-регулятора для преобразования объекта регулирования к структуре, содержащей интегрирующее звено. Такое звено с постоянной времени  $T_m$  уже имеется в составе объекта регулирования. Поэтому обычно контур регулирования скорости (см. рис. XIV.9) образуется путем

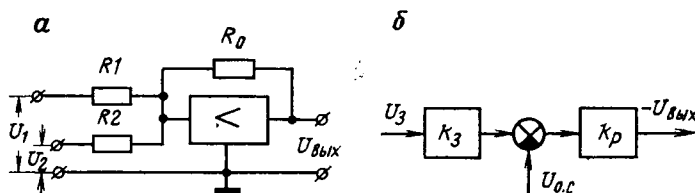


Рис. XIV.11. Электрическая (а) и структурная (б) схемы П-регулятора

применения пропорционального (П) регулятора скорости (XIV.11, а) и введения отрицательной обратной связи по скорости с коэффициентом передачи  $k_{о.с} = U_{о.с}/\omega$ . Для П-регулятора связь между входными и выходными напряжениями определяется выражением

$$U_{вых} = - \left( U_1 \frac{R_0}{R_1} + U_2 \frac{R_0}{R_2} \right) = - \left( U_1 \frac{R_2}{R_1} + U_2 \right) \frac{R_0}{R_2}. \quad (\text{XIV.22})$$

Если на первый вход усилителя подать напряжение  $U_{з.с}$  с положительным знаком, а на второй вход — напряжение  $U_{о.с}$  обратной связи с отрицательным знаком, то выходное напряжение регулятора скорости будет равно

$$U_{вых} = \frac{R_0}{R_2} \left( U_{з.с} \frac{R_2}{R_1} - U_{о.с} \right) = k_{р.с} (U_{з.с} k_{з.с} - U_{о.с}). \quad (\text{XIV.22a})$$

Соответствующая этому выражению структурная схема регулятора скорости показана на рис. XIV.11, б. При равенстве входных сопротивлений  $R_1 = R_2$  коэффициент передачи по задающему входу  $k_{з.с} = R_2/R_1 = 1$ . Передаточный коэффициент регулятора скорости  $k_{р.с} = R_0/R_2$ . Выходное напряжение его является задающим напряжением регулятора тока (см. рис. XIV.9).

Используя выражение (XIV.22a), можно найти передаточную функцию замкнутого контура регулирования скорости

$$W_{к.с} = \frac{\omega(p)}{U_{з.с}(p)} = \frac{k_{з.с}/k_{о.с}}{p \frac{T_m}{k_{р.с}k_{к.т}k_{с}k_{о.с}} (pT_{к.т} + 1) + 1} \approx \frac{k_{к.с}}{pT_{к.с} + 1}, \quad (\text{XIV.23})$$

где  $k_{к.с} = k_{з.с}/k_{о.с}$  — передаточный коэффициент контура скорости;

$$T_{к.с} = \frac{T_m}{k_{р.с}k_{к.т}k_{с}k_{о.с}} \text{ — постоянная времени контура скорости (при настройке по условиям технического оптимума } T_{к.с} = 2T_{к.т} = 4T_{\mu} \text{).}$$

Для выполнения условий настройки необходимо, чтобы согласно (XIV.22a)

$$k_{р.с} = \frac{R_0}{R_2} = \frac{T_m}{T_{к.с}k_{к.т}k_{с}k_{о.с}} = \frac{T_m}{4T_{\mu}k_{к.т}k_{с}k_{о.с}}. \quad (\text{XIV.24})$$

Задаваясь сопротивлением  $R_0$  в цепи обратной связи РС, из (XIII.24) можно определить входное сопротивление  $R_2$ . Для принятого максимального напряжения задания скорости необходимый передаточный коэффициент контура скорости  $k_{к.с} = \frac{\omega_{\max}}{U_{з.с \max}}$ .

Тогда согласно (XIV.22a) и (XIV.23)

$$k_{з.с} = R_2/R_1 = k_{к.с}k_{о.с} = \frac{\omega_{\max} k_{о.с}}{U_{з.с \max}}. \quad (\text{XIV.25})$$

Полученное выражение позволяет найти входное сопротивление  $R_1$  регулятора скорости при известном значении  $R_2$ . Коэффициент обратной связи  $k_{о.с}$  при использовании тахогенератора определяется его коэффициентом передачи, т. е.  $k_{о.с} = k_{тг} = E_{тг}/\omega$ .

Статические свойства полученной системы электропривода могут быть определены при рассмотрении установившихся режимов ее работы, когда скорость двигателя  $\omega$  остается постоянной. При этом на выходах регуляторов тока (РТ) и скорости (РС) сигналы управления должны быть также постоянными. Выходное напряжение РС в соответствии с (XIV.22) и (XIV.22a) определяется выражением

$$U_{вых} = -U_{з.т} = -(U_{з.с}k_{к.с}k_{о.с} - k_{о.с}\omega)k_{р.с} = -(\omega_0 - \omega)k_{о.с}k_{р.с}, \quad (\text{XIV.26})$$

где  $\omega_0 = U_{з.с}k_{о.с}$  — скорость идеального холостого хода, соответствующая задающему напряжению  $U_{з.с}$ .

Так как РТ содержит интегрирующий элемент, то при его неизменном выходном напряжении  $U_{\tau} = \text{const}$  сумма его входных сигналов должна быть равна нулю, т. е.  $-U_{з.т}k_{з.т} + U_{о.т} = 0$ . Подставляя вместо  $U_{з.т}$  его значение, найденное выше, и выражая  $U_{о.т}$  через  $k_{о.т}/I_{я}$ , получим  $-(\omega_0 - \omega)k_{о.с}k_{р.т}k_{з.т} + k_{о.т}I_{я} = 0$ . С помощью этого выражения можно получить статическую электромеханическую характеристику двигателя

$$\omega = \omega_0 - \frac{k_{о.т}}{k_{о.с}k_{р.с}k_{з.с}} I_{я} = \omega_0 - I_{я} \frac{R_{я}}{c_{д}} \frac{4T_{\mu}}{T_m}. \quad (\text{XIV.27})$$

Из найденного выражения следует, что жесткость характеристики зависит от соотношения постоянных времени  $T_\mu$  и  $T_m$ . При механической постоянной времени  $T_m < 4T_\mu$  жесткость характеристик в системе подчиненного регулирования меньше, чем в разомкнутой системе  $\Gamma - Д$ , при  $T_m > 4T_\mu$  перепад скорости уменьшается в  $T_m/4T_\mu$  раз по сравнению с разомкнутой системой. В случае необходимости большей стабилизации скорости вместо пропорционального регулятора скорости применяют более сложные регуляторы [10].

Как следует из (XIV.26), с ростом рассогласования заданной  $\omega_0$  и действительной  $\omega$  скоростей двигателя увеличивается напряжение  $U_{з.т}$  задания тока якорной цепи. Поэтому для ограничения тока якоря предельно допустимым значением  $I_\pi = I_{\text{доп}}$  напряжение на выходе РС не должно превышать величины  $U_{з.т\max} = I_{\text{доп}}/k_{\text{к.т.}}$ . Это достигается ограничением выходного напряжения РС различными способами. В схеме на рис. XIV.9 с этой целью цепь обратной связи РС *защунтирована стабилитронами Ст1 и Ст2*. Вследствие этого при скорости двигателя, меньшей

$$\omega_{\text{отс}} = \omega_0 - I_{\text{доп}} \frac{R_\pi}{c_d} \frac{4T_\mu}{T_m},$$

напряжение  $U_{з.т} = U_{з.т\max} = \text{const}$  и система регулирования стабилизирует ток якорной цепи с нулевой статической погрешностью, обеспечивая получение экскаваторной статической характеристики.

При переходных процессах возникает расхождение между статической и динамической характеристиками, которое зависит от параметров регуляторов и скорости изменения возмущающих воздействий.

Если постоянная времени  $T_\pi$  якорной цепи значительна, то в контуре тока производят компенсацию двух постоянных времени:  $T_v$  и  $T_\pi$ . Для этого применяют пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор тока, один из возможных вариантов выполнения которого показан на рис. XIV.12, а. Выходное напряжение этого регулятора

$$U_{\text{вых}} = -(U_1 k_3 + U_2) \frac{(\rho T_1 + 1)(\rho T_2 + 1)}{\rho T_p},$$

$$\text{где } T_1 = (R_{o1} + R_{o2}) C_{o1}; \quad T_2 = C_{o2} \frac{R_{o1} R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}};$$

$$T_p = R_2 C_{o1}; \quad k_3 = R_2 / R_1.$$

Подавая на первый вход усилителя напряжение  $U_{з.т}$ , а на второй вход напряжение  $U_{o.т}$  обратной связи, можно получить на выходе регулятора при  $T_1 = T_v$  и  $T_2 = T_\pi$  напряжение

$$U_{\text{вых}} = (k_{з.т} U_{з.т} - U_{o.т}) \frac{(\rho T_v + 1)(\rho T_\pi + 1)}{\rho T_{p.т}}.$$

Соответствующая этому выражению структурная схема РТ по-

казана на рис. XIV.12, б. Передаточная функция замкнутого контура регулирования тока имеет вид

$$W_{к.т} = \frac{I_{я}(p)}{U_{з.т}(p)} = \frac{k_{з.т}/k_{о.т}}{p \frac{T_{р.т}}{k_{г.т}k_{я}k_{о.т}}(pT_{я} + 1) + 1} \approx \frac{k_{к.т}}{pT_{к.т} + 1}, \quad (XIV.28)$$

где  $k_{к.т} = k_{з.т}/k_{о.т}$  — передаточный коэффициент контура тока;

$T_{к.т} = \frac{T_{р.т}}{k_{г.т}k_{я}k_{о.т}}$  — постоянная времени контура тока, принимаемая равной удвоенному значению  $T_{г.т}$ , которая является в этом случае некомпенсируемой постоянной времени.

Передаточная функция контура (XIV.28) аналогична полученной при использовании ПИ-регулятора (XIV.16). Контур тока в

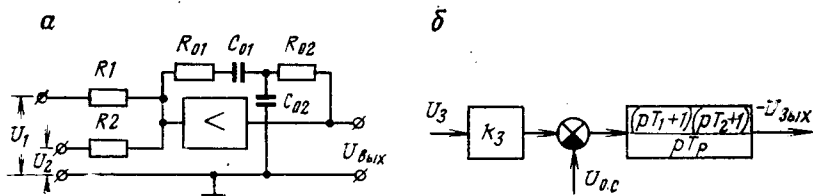


Рис. XIV.12. Схемы ПИД-регулятора

последнем случае обладает несколько большим быстродействием, но усложняется настройка регулятора, параметры которого выбираются из условия обеспечения следующих соотношений:

$$T_{в} = C_{01}(R_{01} + R_{02});$$

$$T_{я} = C_{02} \frac{R_{01}R_{02}}{R_{01} + R_{02}};$$

$$T_{р.т} = 2T_{г.т}k_{г.т}k_{я}k_{о.т} = C_{01}R_{2};$$

$$k_{з.т} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{I_{я \max}}{U_{з.т \max}}.$$



## § XV.1. Общие сведения

Следящий электропривод предназначен для изменения регулируемого параметра системы в строгом соответствии с изменением входного задающего сигнала, величина которого может изменяться по любому, заранее неизвестному закону. Следовательно, электропривод такого типа может применяться для установок, у которых требуется согласовать движение нескольких элементов или обеспечить закон движения объекта или исполнительного органа, в точности повторяющий закон, задаваемый источником входного сигнала. В последнем случае следящая система является как бы усилителем мощности, преобразующим изменяющийся по произвольному закону входной сигнал в перемещение силового элемента системы.

В горной промышленности системы следящего электропривода используют для управления положением исполнительных органов добычных машин в соответствии с гипсометрией пласта полезного ископаемого, на подъемных установках, работающих в режиме задания скорости подъема в функции положения подъемного сосуда, и в различных приборных системах. В связи с этим следящий электропривод может иметь мощность от нескольких ватт до сотен киловатт.

Следящие приводы принято разделять на два класса:

1) самосинхронизирующийся следящий привод, к которому относят системы, обеспечивающие синхронную передачу угла и синхронное или согласованное вращение нескольких двигателей;

2) собственно следящий привод, обеспечивающий управление выходным параметром в соответствии с входным сигналом, как в системах автоматической стабилизации, но при непрерывном изменении заданного сигнала, что является основным различием этих систем управления.

Понятия о самосинхронизирующихся следящих приводах были даны в § IX.3.

Упрощенная функциональная схема следящего привода (рис. XV.1) состоит из измерительного элемента ИЭ (или датчика), который измеряет регулируемый параметр  $x$  и преобразует его в величину  $x_1$ , удобную для дистанционной передачи и имеющую одинаковую физическую природу с задающим сигналом  $x_2$ , создаваемым задающим устройством. В элементе сравнения ЭС производится сравнение сигналов  $x_2$  и  $x_1$  и образуется сигнал  $\Delta x$ , определяемый величиной и знаком рассогласования входных сигналов. Сигнал рассогласования, обычно маломощный, усиливается усилителем У и преобразуется, если это необходимо, с помощью

корректирующих устройств КУ по некоторому закону в управляющий сигнал  $x_y$ , воздействующий на исполнительный двигатель ИД.

По типу передачи сигналов следящие системы делятся на *непрерывные* и *дискретные*.

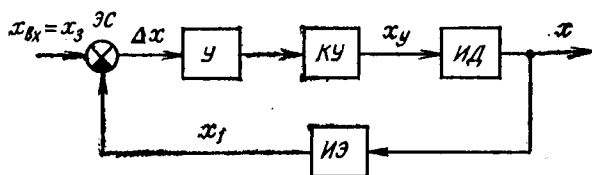


Рис. XV.1. Функциональная схема следящего привода

В системах с непрерывным управлением входной сигнал без перерывов во времени преобразуется в регулируемый параметр системы. Статические характеристики таких систем показаны на рис. XV.2, а, б. В следящих электроприводах дискретного действия преобразование входного сигнала происходит с перерывами. При

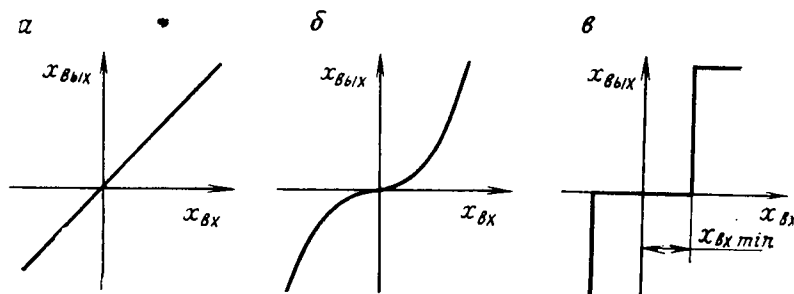


Рис. XV.2. Статические характеристики следящего привода

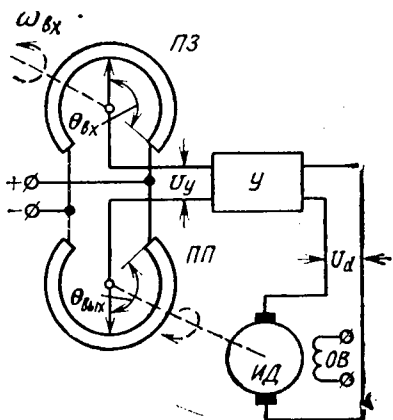
подаче задающего сигнала с перерывами во времени следящий электропривод относят к импульсным. Если эти перерывы зависят от величины (уровня) входного сигнала  $x_{вх}$  и при его значении, меньшем некоторого уровня  $x_{вх min}$ , не воздействуют на систему, а при дальнейшем возрастании  $x_{вх}$  выходной параметр не зависит от величины задающего сигнала (рис. XV.2, в), то такие системы называют *релейными*.

## § XV.2. Принцип работы следящего электропривода

Простейшая следящая система с пропорциональным управлением (рис. XV.3) состоит из исполнительного двигателя ИД, получающего питание от усилителя У, и двух потенциометров — задающего ПЗ и приемного ПП, соединенных по схеме моста, с диагонали которого подается напряжение  $U_y$  на вход усилителя.

Движок потенциометра ПЗ связан с командной осью, поворотом которой на какой-то угол  $\Theta_{вх}$  задается пропорциональная этому углу величина задающего напряжения  $U_{вх} = k_1 \Theta_{вх}$ .

Движок потенциометра ПП соединен с валом исполнительного двигателя, и если он повернут на угол  $\Theta_{вых} = \Theta_{вх}$ , то положение осей считается согласованным. В этом случае напряжение  $U_y$  на входе усилителя У равно нулю и исполнительный двигатель неподвижен. При повороте движка потенциометра ПЗ на угол  $\Theta$  между движками потенциометров появится напряжение, пропорциональное углу рассогласования  $\Theta = \Theta_{вх} - \Theta_{вых}$  и равное



$$U_y = k_1 \Theta. \quad (XV.1)$$

где  $k_1$  — коэффициент пропорциональности между углом поворота движка и напряжением.

Рис. XV.3. Схема следящего привода с пропорциональным управлением

Знак этого напряжения зависит от знака рассогласования  $\Theta$ , поэтому напряжение  $U_y$  создаст на выходе усилителя У напряжение соответствующей полярности, равное

$$U_d = k_y U_y = k_1 k_y \Theta, \quad (XV.2)$$

где  $k_y$  — коэффициент усиления усилителя У.

По обмотке двигателя ИД потечет ток  $i_n = U_d / R_d$  и создаст вращающий момент, равный согласно (II.11)

$$M_n = c_d i_n = c_d \frac{U_d}{R_d} = k_{дв} U_d, \quad (XV.3)$$

где  $k_{дв} = c_d / R_d$  — передаточный коэффициент двигателя.

Поэтому двигатель ИД начинает вращаться в направлении, обеспечивающем поворот движка ПП в сторону уменьшения возникшего рассогласования. Как только рассогласование станет равным нулю, напряжение на входе усилителя исчезнет и двигатель остановится. Система при этом займет новое согласованное положение.

На основании выражений (XV.2) и (XV.3) вращающий момент двигателя при пуске, т. е. при  $\omega = 0$ .

$$M_n = k_{дв} U_d = k_1 k_y k_{дв} \Theta = k \Theta, \quad (XV.4)$$

где  $k = k_1 k_y k_{дв}$  — передаточный коэффициент системы.

Как следует из выражения (XV.4), пусковой момент двигателя пропорционален углу рассогласования.

### § XV.3. Уравнение движения следящей системы

Для оценки соответствия поведения следящей системы предъявляемым к ней требованиям необходимо определить закон движения вала исполнительного двигателя, т. е.  $\Theta_{\text{ВЫХ}} = f(t)$ , и характер изменения рассогласования  $\Theta = f(t)$  при заданном законе движения  $\Theta_{\text{ВХ}} = f(t)$  задающей оси. Для этого необходимо составить дифференциальное уравнение движения следящего привода и на основе решения уравнения проанализировать влияние различных параметров на характер протекания переходных процессов. Найденные в результате такого исследования зависимости позволят выбрать параметры, обеспечивающие выполнение технических требований к следящему приводу.

Для рассмотренного примера (см. рис. XV.3) уравнение движения вала ИД является общим уравнением движения электропривода (I.9). Если принять механическую характеристику двигателя ИД прямолинейной, то согласно (III.11) можно записать

$$M = M_{\pi} - \beta\omega. \quad (\text{XV.5})$$

Подставив полученное выражение в (I.9) и заменив  $M_{\pi}$  его значением из (XV.4), получим

$$J \frac{d\omega}{dt} = k\theta - \beta\omega - M_c.$$

Так как угловая скорость двигателя  $\omega = d\Theta_{\text{ВЫХ}}/dt$ , то полученное выражение можно представить в виде

$$J \frac{d^2\Theta_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + \beta \frac{d\Theta_{\text{ВЫХ}}}{dt} + M_c = k\theta. \quad (\text{XV.6})$$

Подставим в (XV.6) вместо  $\Theta_{\text{ВЫХ}}$  его значение  $\Theta_{\text{ВЫХ}} = \Theta_{\text{ВХ}} - \Theta_1$ :

$$J \frac{d^2\Theta}{dt^2} + \beta \frac{d\Theta}{dt} + k\theta = J \frac{d^2\Theta_{\text{ВХ}}}{dt^2} + \beta \frac{d\Theta_{\text{ВХ}}}{dt} + M_c. \quad (\text{XV.7})$$

Обычно в следящих системах для уменьшения колебаний применяют специальные демпфирующие устройства, создающие момент сопротивления, пропорциональный скорости вращения исполнительного двигателя. В этом случае статический момент

$$M_c = M_{c0} + f\omega = M_{c0} + J \frac{d(\Theta_{\text{ВХ}} - \Theta)}{dt}, \quad (\text{XV.8})$$

где  $M_{c0}$  — момент, создаваемый потерями на сухое трение;  
 $f$  — коэффициент вязкого трения.

С учетом (XV.8) уравнение (XV.7) примет вид

$$J \frac{d^2\Theta}{dt^2} + F \frac{d\Theta}{dt} + k\theta = J \frac{d^2\Theta_{\text{ВХ}}}{dt^2} + F \frac{d\Theta_{\text{ВХ}}}{dt} + M_{c0}, \quad (\text{XV.9})$$

где  $F = \beta + f$  — коэффициент успокоения или демпфирования следящей системы.

Для установившегося режима системы, когда все производные равны нулю, из (XV.9) получим

$$\theta_c = \frac{M_{co}}{k}, \quad (XV.10)$$

т. е. статическое рассогласование системы пропорционально моменту сопротивления и обратно пропорционально передаточному коэффициенту системы.

Для анализа поведения системы в динамике в уравнение (XV.9) необходимо ввести закон движения задающей оси  $\Theta_{bx} = f(t)$ . Но, как следует из формулировки следящего электропривода, он должен отрабатывать любой заранее неизвестный закон изменения входного сигнала, что не позволяет проанализировать поведение системы в общем виде. Поэтому следящие системы непрерывного действия исследуют при вращении задающей оси с постоянной скоростью. В этом случае

$$\frac{d\theta_{bx}}{dt} = \omega_s = \text{const}; \quad \frac{d^2\theta_{bx}}{dt^2} = 0$$

и уравнение (XV.9) принимает вид

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} + k\theta = F \frac{d\theta_{bx}}{dt} + M_{co} = F\omega_s + M_{co}. \quad (XV.11)$$

Кроме того, проводится анализ поведения системы при мгновенном изменении нагрузки на валу двигателя, а также исследование работы следящей системы при синусоидальном законе изменения входного сигнала.

При работе с постоянной заданной скоростью движения входной оси  $\omega_s = d\Theta_{bx}/dt$  в установившемся режиме движения производные от рассогласования равны нулю и согласно (XV.11)

$$k\theta = F\omega_s + M_{co}.$$

Отсюда рассогласование, называемое *динамическим*  $\Theta_d$ , в режиме, когда скорости вращения задающего и исполнительного валов одинаковы, будет равно

$$\Theta_d = \frac{F}{k} \omega_s + \frac{M_{co}}{k}. \quad (XV.12)$$

Из полученного выражения видно, что динамическое рассогласование (погрешность) имеет две составляющие.

Первая составляющая — это статическая погрешность, вызванная нагрузкой на валу исполнительного двигателя.

$$\theta_c = \frac{M_{co}}{k}. \quad (XV.13)$$

Вторая составляющая — скоростная погрешность (ошибка) системы — представляет собой рассогласование, зависящее от параметров системы и скорости вращения задающей оси,

$$\theta_{ск} = \frac{F}{k} \omega_s. \quad (XV.14)$$

Очевидно, что установившееся значение динамической погрешности уменьшается с возрастанием передаточного коэффициента системы. Кроме того, уменьшение коэффициента демпфирования также снижает величину погрешности.

Динамическая погрешность в неустановившемся режиме может быть определена в результате решения уравнения (XV.11). Его характеристическое уравнение имеет вид

$$Jp^2 + Fp + k = 0. \quad (\text{XV.15})$$

Корни этого уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{F}{2J} \pm \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{k}{J}}.$$

В зависимости от соотношения параметров следящей системы, входящих в уравнение (XV.15), корни могут быть действительными отрицательными величинами или сопряженными комплексными с отрицательной вещественной частью. Следовательно, рассматриваемая система всегда будет устойчивой.

При  $\left(\frac{F}{2J}\right) < \frac{k}{J}$  корни характеристического уравнения будут комплексными:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{T} \pm jq, \quad (\text{XV.16})$$

где  $T = \frac{2J}{F}$ ;  $q = \sqrt{\frac{k}{J} - \left(\frac{F}{2J}\right)^2}.$

Величина  $q$  представляет собой круговую частоту собственных колебаний системы.

В этом случае решение уравнения (XV.11) имеет вид

$$\Theta = e^{-\frac{t}{T}} (A \cos qt + B \sin qt) + \frac{F}{k} \omega_s + \frac{M_{c0}}{k}. \quad (\text{XV.17})$$

Постоянные интегрирования  $A$  и  $B$  могут быть найдены по начальным условиям. Если пренебречь величиной статического момента, который обычно невелик, т. е. принять  $M_{c0} = 0$ , и считать, что при  $t = 0$  рассогласование отсутствует, т. е.  $\Theta = 0$ , то уравнение (XV.17) будет иметь вид  $0 = \frac{F}{k} \omega_s + A$ , откуда

$$A = -\frac{F}{k} \omega_s. \quad (\text{XV.18})$$

Для определения второй постоянной интегрирования, продифференцировав уравнение (XV.17) по времени, найдем

$$\frac{d\Theta}{dt} = e^{-\frac{t}{T}} \left( -\frac{A}{T} \cos qt - \frac{B}{T} \sin qt - qA \sin qt + qB \cos qt \right). \quad (\text{XV.19})$$

Так как при  $t = 0$  считается, что скорость входного вала мгновенно принимает значение  $d\Theta_{\text{вх}}/dt = \omega_s$ , а выходной вал остается

неподвижным, т. е.  $d\theta_{\text{вых}}/dt=0$ , то начальное значение для скорости изменения рассогласования равно

$$\left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t=0} = \left. \frac{d\theta_{\text{вх}}}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{d\theta_{\text{вых}}}{dt} \right|_{t=0} = \omega_3.$$

Подставляя в (XV.19) при  $t=0$  значения  $\left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t=0}$  и  $A$  из (XV.18), получим

$$B = \frac{\omega_3 + \frac{A}{T}}{q} = \omega_3 \frac{kT - F}{kqT}.$$

Полное решение уравнения (XV.11) можно представить в следующем виде при  $M_{c0}=0$ :

$$\theta = Ce^{-\frac{t}{T}} \sin(qt + \psi) + \frac{F}{k} \omega_3, \quad (\text{XV.20})$$

где  $C = \sqrt{A^2 + B^2}$ ;  $\tg \psi = \frac{A}{B} = \frac{qTF}{F - kT}$ .

Подставляя значения  $A$  и  $B$  в (XV.17), получим

$$\theta = \frac{F}{k} \omega_3 + \frac{\omega_3}{kq} e^{-\frac{t}{T}} \times \\ \times \sqrt{\left(\frac{F}{T}\right)^2 (1 + q^2 T^2) - 2 \frac{kF}{T} + k^2} \sin(qt + \psi). \quad (\text{XV.21})$$

Как видно из (XV.21), при мгновенном возникновении движения задающей оси со скоростью  $\omega_3$  исполнительная ось начнет перемещаться за ней, совершая затухающие колебания (рис. XV.4). Через промежуток времени  $t_{\text{п.п}} \approx (3-4)T$  колебания станут незначительными и система будет вращаться с постоянной скоростью при рассогласовании  $\theta = \theta_{\text{ск}} = \frac{F}{k} \omega_3$ .

Максимальная амплитуда рассогласования согласно (XV.21) зависит от соотношения параметров следящей системы  $FJ$  и  $k$  и ее поведение принято оценивать с помощью коэффициента  $\lambda$ , характеризующего так называемую *степень успокоения следящей системы*:

$$\lambda = \frac{F}{2\sqrt{kJ}}. \quad (\text{XV.22})$$

Графики зависимости рассогласования  $\frac{\theta}{\theta_{\text{ск}}} = f(q_0 t)$ , где  $q_0 = \sqrt{\frac{k}{J}}$  — частота собственных колебаний при отсутствии демпфирования ( $F=0$ ), построенные для различных значений  $\lambda$  (рис. XV.5), позволяют оценивать влияние различных параметров системы на характер ее работы.

При  $\lambda=1$ , когда  $F=2\sqrt{kJ}$ , частота круговых колебаний систе-

мы становится равной нулю, что следует из выражения (XV.16). В этом случае корни характеристического уравнения (XV.15)  $p_{1,2} = -\frac{1}{T}$  и закон изменения динамической погрешности  $\theta$  имеет аperiodический характер. Для обеспечения этого режима коэффициент демпфирования  $F$  должен иметь значительную величину, что согласно (XV.14) увеличивает скоростную ошибку динамического

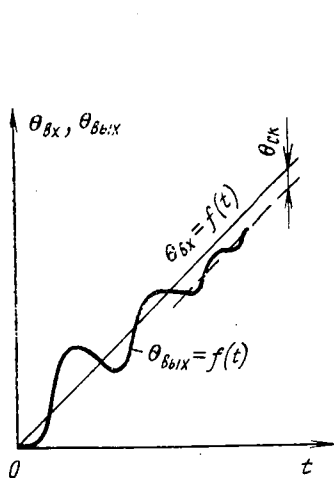


Рис. XV.4. График переходного процесса следящего привода

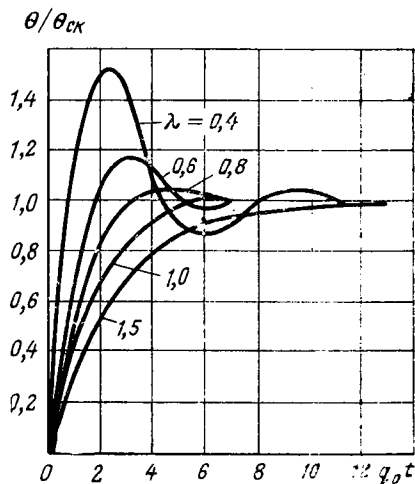


Рис. XV.5. Зависимость относительной погрешности от времени

режима. Поэтому в реальных следящих системах этот режим не используется.

При  $\lambda=0$ , когда  $F=0$ , согласно (XV.16)  $T=\infty$ . Тогда на основании (XV.21)

$$\theta = \frac{\omega_a}{q} \sin(qt + \psi),$$

т. е. переходный процесс носит характер незатухающих колебаний и система работает на границе устойчивости.

Обычно величина  $\lambda$  выбирается в диапазоне между нулем и единицей исходя из требуемого допустимого значения величины динамической погрешности. Как видно из рис. XV.5, величина динамической погрешности возрастает при уменьшении степени успокоения.

Необходимая величина  $\lambda$  обеспечивается соответствующим подбором параметров следящего привода  $F, J$  и  $k$ . При этом необходимо учитывать, что большое значение имеет величина передаточного отношения между валом исполнительного двигателя и валом, к которому приложена нагрузка, являющимся выходной или исполнительной осью.



Оценку точности работы и быстродействия следящей системы принято производить с помощью *добротности*

$$D = \omega_s / \theta_{\text{ск}}, \text{ 1/с,}$$

которая представляет собой отношение постоянной скорости вращения задающей оси к установившейся динамической погрешности в этом режиме. В следящих системах высокой точности добротность достигает 500 1/с. С учетом значения  $\theta_{\text{ск}}$  из (XV.14) добротность может быть определена по выражению  $Dk/F$

Так как согласно (XV.22)  $F = 2\lambda \sqrt{kF}$ ,

$$\text{то } D = \frac{k}{2\sqrt{kF}} \cdot \frac{1}{\lambda}.$$

Из этого выражения следует, что добротность увеличивается с уменьшением величины  $\lambda$ . При малых значениях  $\lambda$  возрастает колебательность системы, и, следовательно, повышение добротности этим способом возможно до определенных пределов, ограниченных требуемой точностью системы. Поэтому для увеличения добротности применяют более сложные системы управления. Например, при управлении по рассогласованию с введением обратной связи по производной от рассогласования увеличивается добротность системы и ее устойчивость, но установившаяся погрешность  $\theta$  остается такой же, как и при рассмотренном способе управления только по рассогласованию.

В следящих системах с интегральным управлением, у которых управляющий сигнал на исполнительном двигателе пропорционален рассогласованию системы и его интегралу, устойчивость ухудшается. Однако установившаяся погрешность  $\theta$  в этом случае равна нулю.

Поэтому для всестороннего улучшения свойств следящей системы применяют комбинированное управление.

#### § XV.4. Основные элементы следящего электропривода

В качестве измерителей и преобразователей угловых перемещений в следящих системах обычно используют сельсины, которые являются более надежными и удобными элементами по сравнению с потенциометрами. В этом случае сельсины работают в трансформаторном режиме. Один из них — сельсин-датчик *СД* — служит для задания входного сигнала  $\theta_{\text{вх}}$ , а второй — сельсин-приемник *СП* — для получения напряжения, пропорционального углу рассогласования  $\theta$  (рис. XV.6).

Статор *СД* неподвижен, а ротор его связан с осью задающего устройства. При повороте ротора *СД* на угол  $\theta_s$  в его обмотках индуцируются э.д.с.:  $E_1 = E_m \cos \theta_d$ ;  $E_2 = E_m \cos (\theta_d - 120^\circ)$ ;  $E_3 = E_m \cos (\theta_d + 120^\circ)$ .

Под действием этих э. д. с. в обмотках ротора сельсина-приемника *СП* протекают токи и созданный ими магнитный поток наводит в обмотке его статора, смещенной на угол  $\Theta_{\text{п}}$ , э. д. с.

$$e = U_{\text{м}} \cos(\theta_{\text{д}} - \theta_{\text{п}}) = U_{\text{м}} \cos \theta = \frac{3c}{4z} = E_{\text{м}} \cos \theta,$$

где  $c$  — коэффициент пропорциональности между током фазы и э. д. с., наведенной в обмотке статора сельсина *СП*;  
 $z$  — полное сопротивление обмотки фазы сельсина.

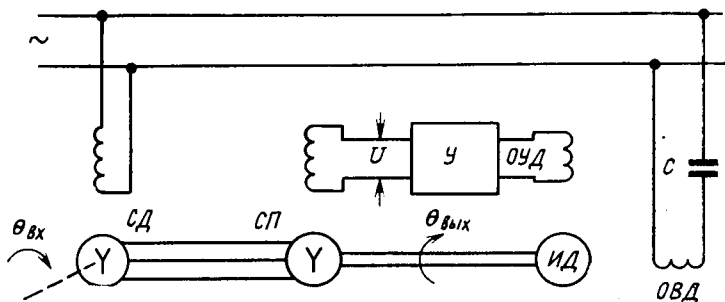


Рис. XV.6. Схема следящего привода с сельсинами

Так как при  $\Theta = 0$  напряжение  $u \approx e$  на выходе сельсина *СП* будет максимальным, то для большего удобства работы роторы сельсинов сдвигают на постоянный угол, равный  $90^\circ$ . В этом случае

$$u = U_{\text{м}} \sin \theta.$$

Напряжение рассогласования  $u$  подается на вход фазочувствительного усилителя  $У$  и после усиления — на исполнительный двигатель *ИД*. Двигатель начинает вращаться и поворачивает ротор сельсина *СП* в направлении уменьшения рассогласования  $\Theta = \Theta_{\text{д}} - \Theta_{\text{п}}$ . При  $\Theta = 0$  напряжение на выходе становится равным нулю и двигатель останавливается.

Для повышения точности работы следящих электроприводов применяется двойная схема измерения рассогласования (грубого и точного отсчетов). В этом случае одна пара сельсинов, состоящая из сельсина-датчика *СДГ* и сельсина-трансформатора *СТГ* (рис. XV.7), служит для грубого отсчета и соединена с входным и выходным валами непосредственно, а вторая пара — *СДТ* и *СТТ*, предназначенная для точного отсчета, — через повышающие редукторы с передаточным отношением  $k_{\text{з.п}}$ .

Вследствие этого при повороте вала на угол  $\Theta_{\text{вх}}$  ротор сельсина *СДГ* также повернется на угол  $\Theta_{\text{вх}}$ , а ротор сельсина *СДТ* — на угол  $k_{\text{з.п}} \Theta_{\text{вх}}$ . Очевидно, что при этом погрешность, возникающая при работе сельсинов и равная  $\Delta\Theta = \text{const}$ , у сельсина *СДТ* уменьшится в  $k_{\text{з.п}}$  раз.

Напряжения  $U_{\text{Г}}$  и  $U_{\text{Т}}$ , возникающие в выходных обмотках сельсинов-трансформаторов *СТГ* и *СТТ*, используются для управления

следящей системой соответственно при больших и малых углах рассогласования. При этом переход с одной системы отсчета на другую осуществляется автоматически с помощью переключающих устройств, называемых селекторами.

В качестве примера можно привести схемы селекторов, выполненных на полупроводниковых диодах с использованием нелинейной зависимости их сопротивления от величины приложенного к ним напряжения.

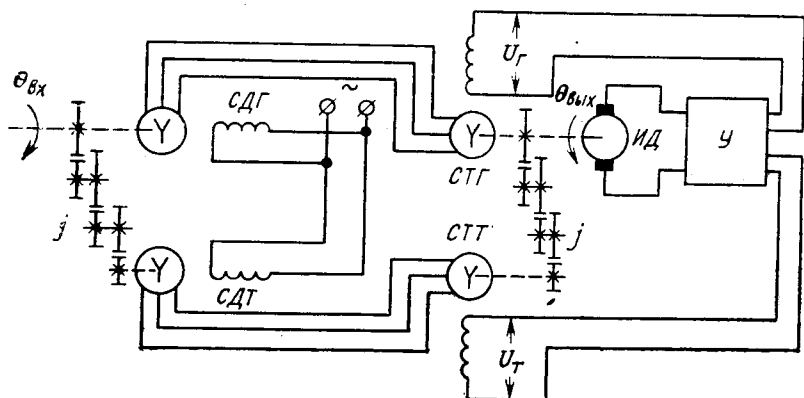


Рис. XV.7. Схема системы грубого и точного отсчета

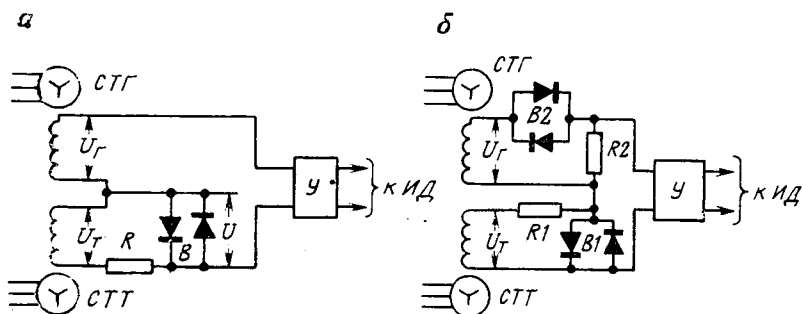


Рис. XV.8. Схемы селекторов на диодах

В схеме (рис. XV.8,  $a$ ) обмотки роторов сельсин  $СТГ$  и  $СТТ$  соединяются последовательно и на вход усилителя  $У$  подается их суммарное напряжение. Однако вследствие того, что обмотка сельсина  $СТТ$  шунтируется вентильми, сопротивление которых мало при больших напряжениях, соответствующих значительным углам рассогласования, напряжение  $U$  на входе усилителя в этом случае определяется в основном напряжением  $U_T$  сельсина  $СТГ$ . Наоборот, при малых углах рассогласования, когда напряжение  $U_T$  сельсина  $СТТ$  мало, а сопротивление вентилей значительно, напряжение на входе усилителя определяется величиной  $U_T$ , так как на-

пряжение  $U_r$  при этом ничтожно. Угол рассогласования, при котором происходит изменение системы отсчета, зависит от сопротивления  $R$  и характеристик вентилей  $B$ .

В схеме (рис. XV.8, б) ограничение напряжения осуществляется и для сельсина  $СТГ$ , так как при малых углах рассогласования и небольшом напряжении  $U_r$  вентили  $B2$  обладают большим сопротивлением. При возрастании угла рассогласования и увеличении напряжения  $U_r$  сопротивление вентилей резко уменьшается и напряжение на входе усилителя  $У$  практически равно  $U_r$ . Ограничение напряжения сельсина  $СТГ$  происходит так же, как и в предыдущей схеме.

## ОСНОВНЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Разнообразие рабочих машин, применяющихся в горной промышленности, особенности их конструкции и выполняемых ими технологических процессов обуславливают необходимость индивидуального подхода к выбору системы электропривода. Однако общая методика выбора и проектирования электропривода во всех случаях остается единой и варьируется в некоторой степени в зависимости от его сложности.

При проектировании электропривода в первую очередь должно быть разработано техническое задание, отражающее предъявляемые к электроприводу требования. Оно составляется на основании рассмотрения особенностей конструкции машины (или механизма) и выполняемого ею технологического процесса.

При этом должны быть установлены следующие показатели: 1) характер статического момента и законы его изменения; 2) основная скорость вращения; 3) мощность, необходимая для работы машины; 4) необходимость реверсирования и его условия; 5) требуемые показатели регулирования скорости: направление, диапазон, плавность, стабильность; нагрузки при различных скоростях; 6) особые условия пусковых и тормозных режимов: допустимые ускорения и замедления, длительность режимов, необходимость регулирования тормозных и пусковых моментов, число пусков в час; 7) режим работы: кратковременный, повторно-кратковременный, длительный; 8) требуемая степень надежности и условия работы привода: влажность, температура, наличие опасных в отношении пожара или взрыва газов и пыли и т. д.; 9) условия электроснабжения.

Большинство этих требований может быть выяснено с помощью нагрузочной диаграммы рабочей машины, если имеется возможность ее построения хотя бы в идеализированном виде.

На основании данных технического задания, руководствуясь известными свойствами электроприводов с различными типами двигателей, выбираются тип приводного электродвигателя и способ управления им. Этот этап проектирования является наиболее сложным, так как обычно применительно к заданным техническим условиям может быть рекомендовано несколько возможных решений, в той или иной мере соответствующих техническому заданию. В таком случае окончательный выбор может быть сделан только после технико-экономического сравнения этих вариантов.

Наиболее общие решения, которые могут быть приняты на этом этапе, определяются необходимостью применения регулируемого или нерегулируемого электропривода.

Для установок, не требующих регулирования скорости вращения, с длительным режимом работы (преобразовательные агрегаты, вентиляторы, насосы, компрессоры), целесообразно применять синхронные двигатели, обеспечивающие наиболее экономичную систему привода при любой быстроходности привода. Возможность их работы с опережающим током позволяет существенно улучшить энергетические показатели предприятия, особенно при значительной мощности приводов.

Для установок, которые требуют сравнительно большого количества включений, такой тип привода становится непригодным. В этом случае обычно применяется наиболее простой и дешевый электропривод переменного тока с асинхронным двигателем, с короткозамкнутым ротором, который в различных модификациях устанавливается на комбайнах, конвейерах, насосах и вспомогательных механизмах.

Однако в последнее время с целью повышения производительности машин и обеспечения большей гибкости их управления получает широкое распространение регулируемый электропривод. В этом случае задача выбора наиболее целесообразного типа привода становится более неопределенной.

Широко распространенным и отработанным является электропривод системы Г—Д, который широко применяется на подъемных установках и экскаваторах. Но значительные капитальные затраты и сравнительно невысокий к.п.д. этого типа электропривода позволяют во многих случаях заменить его системой электропривода постоянного тока с управляемыми вентильными преобразователями УВП—Д. Достоинства преобразователей последнего типа обеспечивают возможность использования регулируемого электропривода постоянного тока для комбайнов, стругов и забойных конвейеров. Работы, проведенные в этом направлении [20], свидетельствуют о целесообразности такого решения. Поэтому при проектировании регулируемых электроприводов в ближайшее время система Г—Д будет интенсивно вытесняться системой УВП—Д.

В отдельных случаях вполне конкурентоспособными с электроприводом постоянного тока являются регулируемые электроприводы переменного тока с асинхронными двигателями с фазными и короткозамкнутыми роторами. Как правило, это имеет место при небольшой относительной продолжительности работы в режимах регулирования скорости. Асинхронные двигатели с фазным ротором в системе асинхронно-вентильного каскада или с короткозамкнутым ротором с применением непосредственного преобразователя частоты могут быть использованы для привода подъемных установок.

При относительно небольшой продолжительности периодов пуска и торможения по сравнению с периодом установившегося движения можно применять двухдвигательный асинхронный привод с работой одного из двигателей в режиме динамического торможения в период дотягивания. Асинхронные двигатели с корот-

козамкнутым ротором для регулируемых электроприводов могут использоваться в сочетании с регулируемой гидравлической передачей или электромагнитными муфтами. Однако отсутствие серийно изготавливаемых и надежно работающих передач такого типа ограничивает применение этой системы электропривода.

Развитие полупроводниковой техники позволяет рассчитывать на возможность применения в ближайшее время электроприводов переменного тока системы преобразователь частоты — двигатель, которые пока находятся в стадии разработки и экспериментальных испытаний. Однако уже сейчас в отдельных случаях, особенно для установок, требующих ограниченного диапазона регулирования в зоне малых скоростей, можно рассматривать вариант электропривода такого типа.

После выбора возможных типов электропривода или одного определенного явно наиболее перспективного электропривода определяется общая структура их систем управления. При этом устанавливаются необходимые виды обратных связей, величина необходимого передаточного коэффициента системы, проверяется устойчивость.

По полученным данным предварительных расчетов выбирается требуемая аппаратура управления и производится сопоставление технических показателей различных вариантов. Для экономического сравнения определяется стоимость аппаратуры и всего электропривода при выбранной конструкции и форме исполнения двигателя, определяющая капитальные затраты.

Сравнение вариантов систем электропривода производится по капитальным затратам  $K$  и эксплуатационным расходам.

Эксплуатационные расходы складываются из амортизационных отчислений  $C_a$ , затрат на планово-предупредительные ремонты  $C_p$  и стоимости электроэнергии  $C_{эл}$ :

$$C_s = C_a + C_p + C_{эл}.$$

Амортизационные отчисления принимаются в размере 10% от капитальных затрат, т. е.  $C_a = 0,1 K$ .

Затраты на планово-предупредительные ремонты включают в себя основную и дополнительную заработную плату за ремонт и отчисления на соцстрах от основной заработной платы.

Основная заработная плата определяется как произведение часовой ставки рабочего на число часов ремонта. Число часов ремонта оборудования рассчитывается с учетом категории сложности, периодичности и трудоемкости ремонтов.

Количество потребляемой электроэнергии  $A$  находится для одиановых технологических процессов за один год и определяется ее стоимостью

$$C_{эл} = cA,$$

где  $c$  — стоимость 1 кВт·ч электроэнергии.

Сопоставление производится по сумме затрат на каждый вариант электропривода, определяемой как

$$Z = \varepsilon K + C_s,$$

где  $\varepsilon$  — коэффициент использования капиталовложений.

Конструкция машины и возможности компоновки оборудования определяют выбор формы исполнения двигателя: с горизонтальным или вертикальным расположением вала, со щитовыми или стоячковыми подшипниками, фланцевого исполнения, с одним или двумя концами вала и т. п.

В некоторых случаях может возникнуть необходимость применения индивидуального встроенного двигателя (форма исполнения Б4).

Конструкция корпуса электродвигателя зависит от окружающих условий работы электропривода. В случае установки двигателя в закрытом помещении, где исключается возможность повреждения его посторонними предметами и попадания влаги и пыли, а также случайного прикосновения обслуживающего персонала к токоведущим частям, применяются электродвигатели открытого типа, обладающие хорошими условиями охлаждения и минимальным весом.

При возможности попадания в двигатели брызг, мелких посторонних предметов и т. п. используют двигатели защищенного типа, незначительно отличающиеся по тепловым и весовым показателям от двигателей открытого типа и имеющие наибольшее распространение.

Для установок, работающих в условиях значительного количества влаги, пыли, вредных паров и т. п., используют двигатели закрытого типа, вес которых при одинаковой мощности значительно выше, чем у двигателей двух предыдущих типов. Для улучшения его охлаждения обычно применяется наружный обдув корпуса.

При необходимости работы двигателя непосредственно в воде (погружные насосы) используют двигатели специальной конструкции, которые могут работать с корпусом, залитым водой.

Для работы во взрывоопасных условиях (в угольных шахтах, опасных по газу или пыли) также применяют двигатели специального типа во взрывобезопасном исполнении. В околовольных выработках этих шахт, омываемых свежей струей воздуха, в случае отсутствия непрерывного выделения газа вблизи них, а также если не производится разработка пластов, опасных по газу или пыли, разрешается использовать двигатели рудничного исполнения повышенной надежности.

В подземных выработках рудных шахт и в угольных шахтах, не опасных по газу или пыли, применяют двигатели в рудничном нормальном исполнении. Допускается, кроме того, временно применять в этих условиях двигатели в обычном нормальном исполнении.



Помимо этого могут иметь место особые условия работы двигателей, например по условиям выполнения технологического процесса, возможно возникновение значительных мгновенных нагрузок на валу машины и их резкий сброс, значительные вибрации и удары и т. д. Обычно в таких случаях применяют двигатели крапового типа, имеющие повышенную механическую прочность и увеличенный воздушный зазор. При еще более жестких требованиях усиление конструкции двигателя осуществляется только по специальному заказу.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы автоматизированного электропривода. М., «Энергия», 1974. 568 с. Авт.: Чиликин М. Г., Соколов М. М., Терехов В. М., Шинянский А. В.
2. Башарин А. В., Голубев Ф. Н., Кепперман В. Г. Примеры расчетов автоматизированного электропривода. Л., «Энергия», 1972, 440 с.
3. Применение электронных моделей для исследования горных машин. М., «Недра», 1966. 360 с. Авт.: Залесов О. А., Кузнецов В. Ф., Ломакин М. С. и др.
4. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей. М., Госэнергоиздат, 1963. 528 с.
5. Глебов И. А., Логинов С. И. Системы возбуждения и регулирования синхронных двигателей. Л., «Энергия», 1972. 113 с.
6. Шубенко В. А., Браславский И. Я., Шрейнер Р. Т. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением. М., «Энергия», 1967. 96 с.
7. Костюк В. С. Методика расчета схемы динамического торможения асинхронного двигателя с самовозбуждением. М., 1964, с. 14—19 (МИРГЭМ. Труды № 48).
8. Вуль Ю. Я., Ключев В. И., Седаков Л. В. Наладка электроприводов экскаваторов. М., «Недра», 1975. 312 с.
9. Соколов М. М., Терехов В. М. Приближенные расчеты переходных процессов в автоматизированном электроприводе. М., «Энергия», 1967. 136 с.
10. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970. 197 с. Авт.: Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В.
11. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. М., Высшая школа, 1974. 430 с.
12. Тиристорный электропривод постоянного тока. М., «Энергия», 1971. 104 с. Авт.: Солодухо Я. Ю., Белявский Р. Э., Плеханов С. Н. и др.
13. Барский В. А. Раздельное управление реверсивными тиристорными преобразователями. М., «Энергия», 1973. 112 с.
14. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями (системы импульсно-фазового управления). М., «Энергия», 1975. 264 с.
15. Сандлер А. С. Регулирование скорости вращения мощных асинхронных двигателей. М.—Л., «Энергия», 1966. 320 с.
16. Онищенко Г. Б. Асинхронный вентильный каскад. М., «Энергия», 1967. 153 с.
17. Соколов М. М., Данилов Н. Е. Асинхронный электропривод с импульсным управлением в цепи выпрямленного тока ротора. М., «Энергия», 1972. 73 с.
18. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. М., «Наука», 1966. 298 с.
19. Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. М., «Энергия», 1968. 128 с.
20. Энергетическое перевооружение подземных горных работ на основе регулируемого электропривода. — В кн.: Автоматизированный электропривод в промышленности. М., «Энергия», 1974. 376 с. Авт.: Тулин В. С., Краус Э. Г., Траубе Е. С., Бакал Р. А.
21. Ключев В. И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. М., «Энергия», 1971. 320 с.

22. *Сиротин А. А.* Автоматическое управление электроприводами. М., «Энергия», 1969. 560 с.
23. *Вешеневский С. Н.* Характеристики двигателей в электроприводе. М.—Л., «Энергия», 1966. 400 с.
24. *Шипилло В. П.* Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969. 400 с.
25. *Чиликин М. Г.* Общий курс электропривода. М., «Энергия», 1971. 432 с.
26. *Сандлер А. С., Сарбатов Р. С.* Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М., «Энергия», 1974. 328 с.
27. *Рудаков В. В., Мартикайнен Р. П.* Синтез электроприводов с последовательной коррекцией. Л., «Энергия», 1972. 121 с.
28. *Мартынов М. В., Переслегин Н. Г.* Автоматизированный электропривод в горной промышленности. М., «Недра», 1969. 412 с.

<b>Введение</b>	<b>3</b>
<b>ГЛАВА I</b>	
<b>Основы механики электропривода</b>	<b>8</b>
§ I.1. Уравнения движения электропривода	8
§ I.2. Эквивалентные расчетные схемы электропривода	15
Методы учета потерь в электромеханических системах	22
§ I.3. Моменты нагрузки горных машин и механизмов	25
§ I.4. Механические характеристики и режимы работы электроприводов	26
§ I.5. Примеры использования основного уравнения движения электропривода	32
<b>ГЛАВА II</b>	
<b>Электромеханические свойства электроприводов в установившихся режимах</b>	<b>36</b>
§ II.1. Основные понятия и определения	36
§ II.2. Статические характеристики двигателей постоянного тока независимого возбуждения	38
§ II.3. Статические характеристики двигателей последовательного возбуждения	43
§ II.4. Статические характеристики двигателей смешанного возбуждения	49
§ II.5. Тормозные режимы двигателей постоянного тока	50
§ II.6. Пусковые и перегрузочные свойства двигателей постоянного тока	57
§ II.7. Механические и электромеханические характеристики асинхронных двигателей	58
§ II.8. Тормозные режимы асинхронных двигателей	66
§ II.9. Характеристики асинхронного двигателя при изменении параметров сети и двигателя	76
§ II.10. Пусковые и перегрузочные свойства асинхронных двигателей	82
§ II.11. Электромеханические свойства электроприводов с синхронными двигателями	84
<b>ГЛАВА III</b>	
<b>Переходные процессы в электроприводах</b>	<b>88</b>
§ III.1. Общие сведения	88
§ III.2. Механические переходные процессы	90
§ III.3. Электромагнитные переходные процессы	95
§ III.4. Тепловые переходные процессы	101
§ III.5. Электромеханические переходные процессы	106
§ III.6. Переходные процессы в электромеханических системах с упругими элементами	116
§ III.7. Переходные процессы в нелинейных системах электропривода	127
<b>ГЛАВА IV</b>	
<b>Выбор мощности электродвигателей</b>	<b>132</b>
§ IV.1. Общие принципы выбора мощности электродвигателей	132
§ IV.2. Нагрузочные диаграммы и тепловые режимы работы электроприводов	136
§ IV.3. Выбор мощности двигателя при длительном режиме работы	140
§ IV.4. Выбор мощности двигателя при кратковременном режиме работы	145
§ IV.5. Выбор мощности двигателя при повторно-кратковременном режиме работы	149
<b>ГЛАВА V</b>	
<b>Общие вопросы управления электроприводами</b>	<b>153</b>
§ V.1. Функции систем управления электроприводами и их классификация	153
§ V.2. Основные виды защиты электроприводов	157
	<b>373</b>

§ V.3. Основные требования, предъявляемые к системам управления электроприводами . . . . .	159
§ V.4. Способы изображения схем электроприводов . . . . .	160

#### ГЛАВА VI

<b>Управление пуском электроприводов . . . . .</b>	<b>165</b>
§ VI.1. Общие вопросы пуска электроприводов . . . . .	165
§ VI.2. Прямой пуск электродвигателей . . . . .	172
§ VI.3. Схемы управления двигателями при прямом пуске . . . . .	179
§ VI.4. Пуск синхронных двигателей . . . . .	181
§ VI.5. Пуск двигателей переменного тока при пониженном напряжении . . . . .	189
§ VI.6. Реостатный пуск двигателей . . . . .	196

#### ГЛАВА VII

<b>Управление торможением и реверсирование электроприводов . . . . .</b>	<b>207</b>
§ VII.1. Общие сведения . . . . .	207
§ VII.2. Торможение и реверсирование двигателей постоянного тока . . . . .	210
§ VII.3. Торможение и реверсирование двигателей переменного тока . . . . .	217

#### ГЛАВА VIII

<b>Регулирование скорости электроприводов . . . . .</b>	<b>222</b>
§ VIII.1. Общие сведения . . . . .	222
§ VIII.2. Регулирование скорости электроприводов с двигателями постоянного тока . . . . .	225
§ VIII.3. Регулирование скорости асинхронных двигателей . . . . .	229
§ VIII.4. Импульсный метод регулирования угловой скорости электродвигателя . . . . .	236
§ VIII.5. Электропривод с применением электромагнитных муфт . . . . .	245

#### ГЛАВА IX

<b>Многодвигательные системы электропривода . . . . .</b>	<b>249</b>
§ IX.1. Общие сведения . . . . .	249
§ IX.2. Многодвигательный электропривод с механической связью . . . . .	250
§ IX.3. Многодвигательный электропривод по системе электрического вала . . . . .	252

#### ГЛАВА X

<b>Электропривод постоянного тока системы генератор—двигатель . . . . .</b>	<b>255</b>
§ X.1. Общие сведения . . . . .	255
§ X.2. Переходные процессы в системе Г—Д . . . . .	263
§ X.3. Электропривод системы Г—Д с обратными связями . . . . .	269
§ X.4. Электропривод системы Г—Д с нелинейными обратными связями . . . . .	281
§ X.5. Электропривод системы Г—Д с усилителями в цепи возбуждения генератора . . . . .	289

#### ГЛАВА XI

<b>Электропривод постоянного тока системы управляемый вентильный преобразователь — двигатель . . . . .</b>	<b>298</b>
§ XI.1. Нереверсивный электропривод системы УВП—Д . . . . .	298
§ XI.2. Реверсивный электропривод системы УВП—Д . . . . .	308

#### ГЛАВА XII

<b>Электроприводы с каскадными схемами включения асинхронных двигателей . . . . .</b>	<b>314</b>
§ XII.1. Принцип работы каскадных схем включения асинхронных двигателей . . . . .	314
§ XII.2. Асинхронно-вентильный каскад . . . . .	317

#### ГЛАВА XIII

<b>Электропривод системы управляемый преобразователь частоты — двигатель переменного тока (УПЧ—Д) . . . . .</b>	<b>321</b>
---	------------

§ XIII.1. Общие сведения . . . . .	321
§ XIII.2. Электропривод системы ВПЧ—Д . . . . .	324

#### ГЛАВА XIV

Структуры замкнутых систем электропривода . . . . .	329
§ XIV.1. Общие сведения . . . . .	329
§ XIV.2. Системы управления с суммированием обратных связей . . . . .	335
§ XIV.3. Системы управления с подчиненным регулированием переменных . . . . .	341

#### ГЛАВА XV

Следящий электропривод . . . . .	354
§ XV.1. Общие сведения . . . . .	354
§ XV.2. Принцип работы следящего электропривода . . . . .	355
§ XV.3. Уравнение движения следящей системы . . . . .	357
§ XV.4. Основные элементы следящего электропривода . . . . .	362

#### ГЛАВА XVI

Основные вопросы проектирования электроприводов . . . . .	366
Список литературы . . . . .	371

ИБ 1874

МИХАИЛ ВАСИЛЬЕВИЧ МАРТЫНОВ,  
НИКОЛАЙ ГРИГОРЬЕВИЧ ПЕРЕСЛЕГИН

## **АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД В ГОРНОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ**

Редактор издательства *В. В. Мирская.*  
Переплет художника *Б. К. Силаева*  
Технический редактор *А. Г. Иванова.*  
Корректор *А. А. Передерникова*

---

Сдано в набор 15/IV 1977 г.  
Подписано в печать 11/VII 1977 г.  
Т-12 214 Формат 60×90<sup>1/16</sup>. Бумага № 2.  
Печ. л. 23,5. Уч.-изд. л. 24,62. Тираж 11400 экз.  
Заказ № 1734/5628-12. Цена 1 р. 20 к.

---

Издательство «Недра», 103633, Москва, К-12,  
Третьяковский проезд, 1/19.

Московская типография № 11 Союзполиграфпрома  
при Государственном комитете Совета  
Министров СССР по делам издательств,  
полиграфии и книжной торговли.  
Москва, 113105, Нагатинская ул., д. 1.