

*Ильинский Николай Федотович*

# **ОБЩИЙ КУРС ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

**ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ**

---

**ОСНОВЫ МЕХАНИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

---

**ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

---

**ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

---

**ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ**

---

**ЭНЕРГЕТИКА**

---

**ЭЛЕМЕНТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

---

# ОБЩИЙ КУРС ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Ильинский Николай Федотович

Учебник "Общий курс электропривода", написанный совместно с В.Ф.Козаченко пользуется заслуженной популярностью при обучении студентов по направлению "Электротехника, электромеханика и электротехнологии".

Глава первая	ВВЕДЕНИЕ, ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ
Глава вторая	ОСНОВЫ МЕХАНИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА
Глава третья	ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА
Глава четвертая	ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА
Глава пятая	ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ
Глава шестая	ЭНЕРГЕТИКА
Глава седьмая	ЭЛЕМЕНТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

## Глава первая

### ВВЕДЕНИЕ, ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

#### 1.1. Определение понятия "электропривод"

*Электропривод* – это управляемая электромеханическая система. Её назначение – преобразовывать электрическую энергию в механическую и обратно и управлять этим процессом.

Электропривод имеет два канала – *силовой* и *информационный* (рис.1.1). По первому транспортируется преобразуемая энергия (широкие стрелки на рис. 1.1), по второму осуществляется управление потоком энергии, а также сбор и обработка сведений о состоянии и функционировании системы, диагностика ее неисправностей (тонкие стрелки на рис. 1.1).

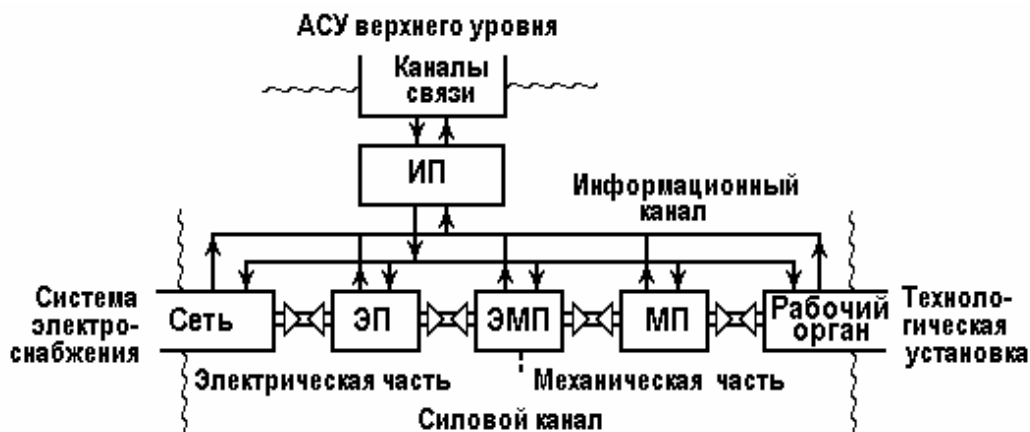


Рис. 1.1. Общая структура электропривода

Силовой канал в свою очередь состоит из двух частей – электрической и механической и обязательно содержит связующее звено- электромеханический преобразователь.

В *электрическую часть* силового канала входят устройства *ЭП*, передающие электрическую энергию от источника питания (шин промышленной электрической сети, автономного электрического генератора, аккумуляторной батареи и т.п.) к электромеханическому преобразователю *ЭМП* и обратно и осуществляющие, если это нужно, преобразование электрической энергии.

*Механическая часть* состоит из подвижного органа электромеханического преобразователя, механических передач и исполнительного органа установки, в котором полезно реализуется механическая энергия.

Электропривод взаимодействует с *системой электроснабжения* или источником электрической энергии, с одной стороны, с *технологической установкой* или машиной, с другой стороны, и наконец, через информационный преобразователь *ИП* с *информационной системой более высокого уровня*, часто с человеком – оператором, с третьей стороны (рис. 1.1).

Можно считать, что электропривод как подсистема входит в указанные системы, являясь их частью. Действительно, специалиста по электроснабжению электропривод обычно интересует как потребитель электроэнергии, технолога или конструктора машин – как источник механической энергии, инженера, разрабатывающего или эксплуатирующего АСУ, – как развитый интерфейс, связывающий его систему с технологическим процессом или системой электроснабжения.

Практически все процессы, связанные с механической энергией, движением, осуществляются электроприводом. Исключение составляют лишь автономные транспортные средства (автомобили, самолеты, некоторые виды подвижного состава, судов), использующие неэлектрические двигатели. В относительно небольшом числе промышленных установок используется гидропривод, еще реже – пневмопривод.

Столь широкое, практически повсеместное распространение электропривода обусловлено особенностями электрической энергии – возможностью передвигать ее на любые расстояния, постоянной готовностью к использованию, легкостью превращения в любые другие виды энергии.

Сегодня в приборных системах используются электроприводы, мощность которых составляет единицы микроватт; мощность электропривода компрессора на перекачивающей газ станции – десятки мегаватт, т.е. диапазон современных электроприводов по мощности превышает  $10^{12}$ . Такого же порядка и диапазон по частоте вращения: в установке, где вытягиваются кристаллы полупроводников, вал двигателя должен делать 1 оборот в несколько десятков часов при очень жестких требованиях к равномерности движения; частота вращения шлифовального круга в современном хорошем станке может достигать 150000 об/мин.

Но особенно широк – безгранично широк – диапазон применений современного электропривода: от искусственного сердца до шагающего экскаватора, от вентилятора до антенны радиотелескопа, от стиральной машины до гибкой производственной системы. Именно эта особенность – теснейшее взаимодействие с технологической сферой – оказывала и оказывает на электропривод мощное стимулирующее влияние. Непрерывно растущие требования со стороны технологических установок определяют развитие электропривода, совершенствование его элементарной базы, его методологии. В свою очередь, развивающийся электропривод положительно влияет на технологическую сферу, обеспечивает новые, недоступные ранее возможности.

С энергетической точки зрения электропривод – *главный потребитель электрической энергии*: сегодня в развитых странах он потребляет более 60% всей производимой электроэнергии. В условиях дефицита энергетических ресурсов это делает особенно острой проблему энергосбережения в электроприводе и средствами электропривода.

Специалисты считают, что сегодня сэкономить единицу энергетических ресурсов, например 1т условного топлива, вдвое дешевле, чем ее добыть. Нетрудно видеть, что в перспективе это соотношение будет изменяться: добывать топливо становится всё труднее, а запасы его всё убывают.

## 1.2. Функции электропривода и задачи курса

Рассмотрим подробнее силовой (энергетический) канал электропривода (рис. 1.2). Будем полагать, что мощность  $P$  передается от сети ( $P_1$ ) к рабочему органу ( $P_2$ ), что этот процесс управляем и что передача и преобразование мощности сопровождается некоторыми ее потерями  $\Delta P$  в каждом элементе силового канала.

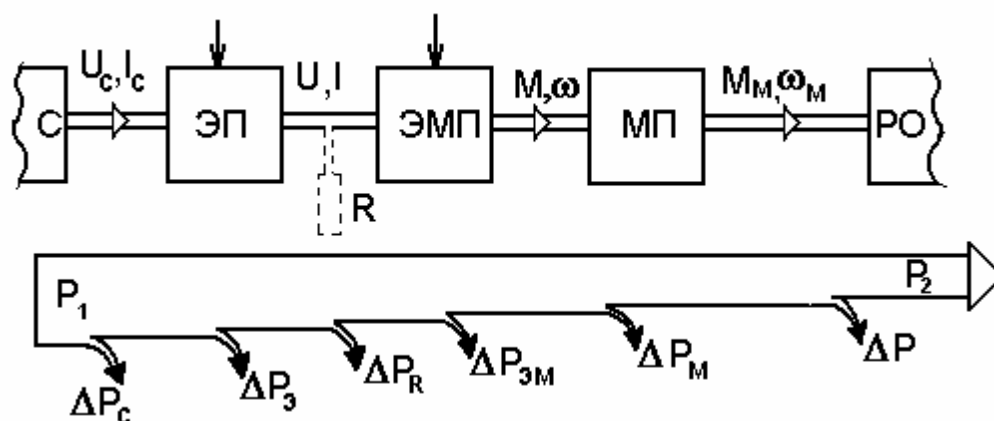


Рис. 1.2. Энергетический канал

Функция *электрического преобразователя ЭП* (если он используется) состоит в преобразовании электрической энергии, поставляемой источником (сетью) и характеризуемой напряжением  $U_c$  и током  $I_c$  сети, в электрическую же энергию, требуемую двигателем и харак-

теризуемую величинами  $U$ ,  $I$ . Преобразователи бывают неуправляемыми (трансформатор, выпрямитель, параметрический источник тока) и чаще – управляемыми (мотор-генератор, управляемый выпрямитель, преобразователь частоты), они могут иметь одностороннюю (выпрямитель) или двухстороннюю (мотор-генератор, управляемый выпрямитель с двумя комплектами вентиля) проводимость. В случае односторонней проводимости преобразователя и обратном (от нагрузки) потоке энергии используется дополнительный резистор  $R$  для “слива” тормозной энергии.

*Электромеханический преобразователь ЭМП* (двигатель), всегда присутствующий в электроприводе, преобразует электрическую энергию ( $U$ ,  $I$ ) в механическую ( $M$ ,  $\omega$ ) и обратно.

*Механический преобразователь* (передаточная пара) – редуктор, пара винт-гайка, система блоков, кривошипно-шатунный механизм и т.п. осуществляет согласование момента  $M$  и скорости  $\omega$  двигателя с моментом  $M_m$  (усилием  $F_m$ ) и скоростью  $\omega_m$  рабочего органа технологической машины.

Величины, характеризующие преобразуемую энергию, – напряжения, токи, моменты (силы), скорости называют *координатами электропривода*.

Основная функция электропривода состоит в *управлении* координатами, т.е. в их принудительном направленном изменении в соответствии с требованиями обслуживаемого технологического процесса.

Управление координатами должно осуществляться в пределах, разрешенных конструкцией элементов электропривода, чем обеспечивается надежность работы системы. Эти допустимые пределы обычно связаны с *номинальными значениями координат*, назначенными производителями оборудования и обеспечивающими его оптимальное использование.

В правильно организованной системе при управлении координатами (потоком энергии) должны минимизироваться *потери*  $\Delta P$  во всех элементах и к рабочему органу должна подводиться требуемая в данный момент мощность.

Эти вопросы – свойства и характеристики различных электроприводов, как правильно управлять их координатами в установившихся – статических – и переходных – динамических – режимах, как оценивать энергетические свойства и, наконец, как правильно проектировать силовую часть электропривода – будут основным предметом курса.

В курсе практически не будут затрагиваться интересные и непростые задачи, относящиеся к информационным каналам электропривода: мы будем полагать, что современные технические средства смогут обеспечить любые нужные воздействия, и будем акцентировать внимание на том, что должна делать система управления электропривода, а не на том как это может быть практически осуществлено.

Даже беглого взгляда на структуру силовой части электропривода (рис. 1.2) достаточно, чтобы понять, что объект изучения весьма сложен: разнородные элементы – электрические и электронные, электромеханические, механические, совсем непростые процессы, которыми нужно управлять, и т.п. Очевидно, что эффект при изучении предмета – глубокое понимание основных явлений и умение решать простые, но важные для практики задачи – может быть достигнут лишь при выполнении ряда условий.

Во-первых, надо научиться работать с моделями реальных, как правило, очень сложных объектов, т.е. с искусственными простыми объектами, отражающими тем не менее именно те свойства реального объекта, которые изучаются.

Во-вторых, надо стараться использовать лишь хорошие модели, отражающие то, что нужно, и так, как нужно, не избыточные, но и не примитивные. Это совсем не просто, и этому будет уделено значительное внимание.

В-третьих, нужно строго оговаривать условия, при которых получена та или иная модель. Если этого не сделать, результаты могут просто не иметь смысла.

И, наконец, надо уметь выделять главное и отбрасывать второстепенное, частное. Именно глубокое понимание основных принципов, соразмерностей, главных соотношений, закономерностей и умение применять их на практике – основная цель курса.

## Глава вторая

### ОСНОВЫ МЕХАНИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

#### 2.1 Уравнение движения

Рассмотрим самую простейшую механическую систему, состоящую из ротора двигателя и непосредственно связанной с ним нагрузки – рабочего органа машины (рис. 2.1.). Несмотря на простоту, система вполне реальна: именно так реализована механическая часть ряда насосов, вентиляторов, многих других машин. Далее в п. 2.2 показано, что к такой модели может быть приведена механическая часть большинства электроприводов, рассматриваемых в курсе.

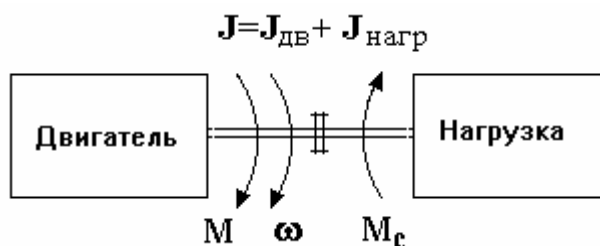


Рис. 2.1. Модель механической части

Будем считать, что к системе на рис. 2.1 приложены два момента – электромагнитный момент  $M$ , развиваемый двигателем, и момент  $M_c$ , создаваемый нагрузкой, а также потерями механической части (трение); каждый момент имеет свою величину и направление. Движение системы определяется вторым законом Ньютона:

$$\pm M \pm M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.1)$$

где  $\omega$  - угловая скорость,

$J$ - суммарный момент инерции.

Правая часть уравнения (2.1) – *динамический момент*  $J \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{дин}}$ . Он возникает, если алгебраическая сумма моментов  $M$  и  $M_c$  отлична от нуля; величина и знак динамического момента определяют *ускорение*.

Режимы, при которых  $\sum M = 0$ , т.е. моменты  $M$  и  $M_c$  равны по величине и противоположно направлены, называют *установившимися* или *статическими*, им соответствует  $\omega = const$ , в том числе  $\omega = 0$ .

Режимы, когда  $\sum M \neq 0$ , называют *переходными* или *динамическими* (ускорение, замедление).

В уравнении (2.1) момент  $M_c$  практически полностью определяется свойствами нагрузки, а момент  $M$ , который можно принять за независимую переменную, формируется двигате-

лем. Скорость  $\omega$  – зависимая переменная;  $\omega(t)$  определяется в динамических режимах решением (2.1) для любых конкретных условий, а в статических режимах находится из условия

$$\pm M(\omega) \pm M_c(\omega) = 0.$$

## 2.2 Приведение моментов и моментов инерции

Обычно между двигателем и нагрузкой находится какая-либо механическая передача (рис. 1.1, 1.2), т.е. имеется несколько различных валов со своими моментами и скоростями. Для сведения любой реальной системы к простейшей модели на рис. 2.1 нужно выполнить ряд операций, называемых *приведением* моментов и моментов инерции к некоторому выбранному в качестве основного валу, обычно – к валу двигателя. Иными словами, некоторую реальную механическую систему, например, показанную на рис. 2.2 а, нужно заменить эквивалентной системой (рис. 2.2,б), такой, чтобы эта замена не отразилась на поведении части системы, оставленной неизменной (двигателя).

Примем следующие допущения: система жесткая, без зазоров; моменты инерции, относящиеся к основным валам, неизменны, относящиеся к промежуточным валам, если такие есть, равны нулю; отношение  $i = \frac{\omega}{\omega_M}$  и КПД передачи  $\eta$  – постоянны.

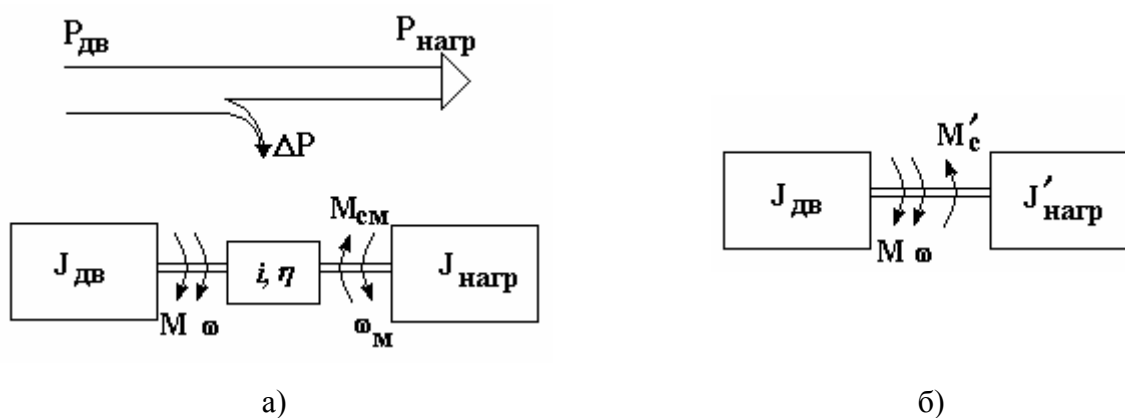


Рис. 2.2. К приведению  $M_{см}$  и  $J_{нагр}$  к валу двигателя

В реальной и приведенной системах должны остаться неизменной мощность, развиваемая двигателем  $M\omega$ , т.е. в нашем случае, когда потери покрываются двигателем ( $M$  и  $\omega$  направлены согласно):

$$\frac{M_{см}\omega_M}{\eta} = M'_c\omega,$$

откуда

$$M'_c = \frac{M_{см}}{i\eta}. \quad (2.2)$$



Потери всегда покрываются той частью системы, которая создает движение, поэтому при обратном потоке мощности – от нагрузки к двигателю

$$M'_c = \frac{M_{cm} \eta}{i}. \quad (2.2, a)$$

В реальной и приведенной системах должны быть одинаковы запасы кинетической энергии, т.е.

$$\frac{J_{\partial \omega} \omega^2}{2} + \frac{J_{нагр} \omega_M^2}{2} = \frac{J_{\partial \omega} \omega^2}{2} + \frac{J'_{нагр} \omega^2}{2},$$

или

$$J'_{нагр} = \frac{J_{нагр}}{i^2}. \quad (2.3)$$

Здесь в целях упрощения мы не учли потери в передачах; это обычно не приводит к большим погрешностям, если динамические режимы не играют определяющую роль в работе привода.

### 2.3. Механические характеристики

Моменты  $M$  и  $M_c$  могут зависеть от времени, от положения, от скорости. Наиболее интересна и важна связь моментов  $M$  и  $M_c$  со скоростью  $\omega$ . Зависимости  $\omega(M)$  и  $\omega(M_c)$  называют *механическими характеристиками* соответственно *двигателя* и *нагрузки (механизма)*. Механические характеристики будут служить очень удобным и полезным инструментом при анализе статических и динамических режимов электропривода.

Поскольку как моменты, так и скорость могут иметь различные знаки, механические характеристики могут располагаться в четырех квадрантах плоскости  $\omega - M$ . На рис. 2.3 в качестве примера показаны характеристики асинхронного двигателя ( $M$ ) и центробежной машины ( $M_c$ ). Знаки величин определяют, приняв одно из направлений движения за положительное, например: по часовой стрелке- + или вверх- + и т.п. *Моменты, направленные по движению (движущие), имеют знак, совпадающий со знаком скорости* (участок  $\omega_0 - M_{к.з}$  характеристики двигателя); *моменты, направленные против движения (тормозящие), имеют знак, противоположный знаку скорости* (остальные участки характеристик).

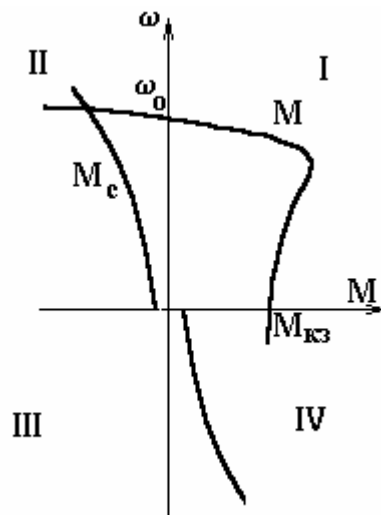


Рис. 2.3. Пример механических характеристик

Моменты принято делить на активные и реактивные.

*Активные моменты* могут быть как движущими, так и тормозящими, их направление не зависит от направления движения: момент, созданный электрической машиной ( $M$  на рис. 2.3), момент, созданный грузом, пружиной и т.п. Соответствующие механические характеристики могут располагаться в любом из четырех квадрантов.

*Реактивные моменты* – реакция на движение, они всегда направлены против движения, т.е. всегда тормозящие: момент от сил трения, момент, создаваемый центробежной машиной ( $M_c$  на рис. 2.3) и т.п. Механические характеристики всегда располагаются во втором и четвертом квадрантах.

Механические характеристики принято оценивать их *жесткостью*  $\beta = \frac{dM}{d\omega}$ . Они бывают (рис. 2.4) абсолютно жесткими  $\beta = \infty$  (1), абсолютно мягкими  $\beta = 0$  (2) могут иметь отрицательную  $\beta < 0$  (3) или положительную (4) жесткость.

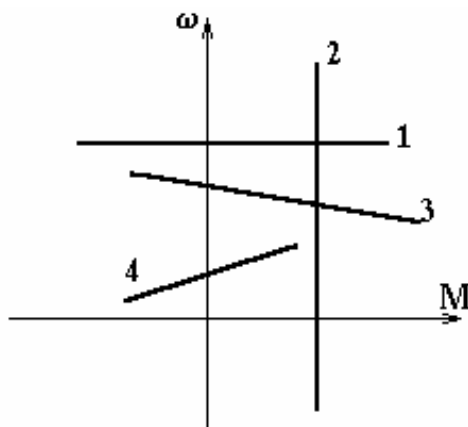


Рис. 2.4. Механические характеристики с различной жесткостью

Механические характеристики двигателя и нагрузки, рассматриваемые совместно, позволяют очень просто определить координаты – скорость и моменты – в установившемся (статическом) режиме  $\omega_{уст}$  и  $M_{уст}$ . Действительно, если отразить зеркально относительно оси

скорости характеристику  $M_c$  (рис. 2.5,а), то точка  $A$  пересечения отраженной кривой  $-M_c$  с характеристикой двигателя  $M$  определит установившийся режим, поскольку выполнится условие  $M+(-M_c)=0$  или  $\sum M = 0$ , отрезки  $AB$  и  $BC$  будут равными.

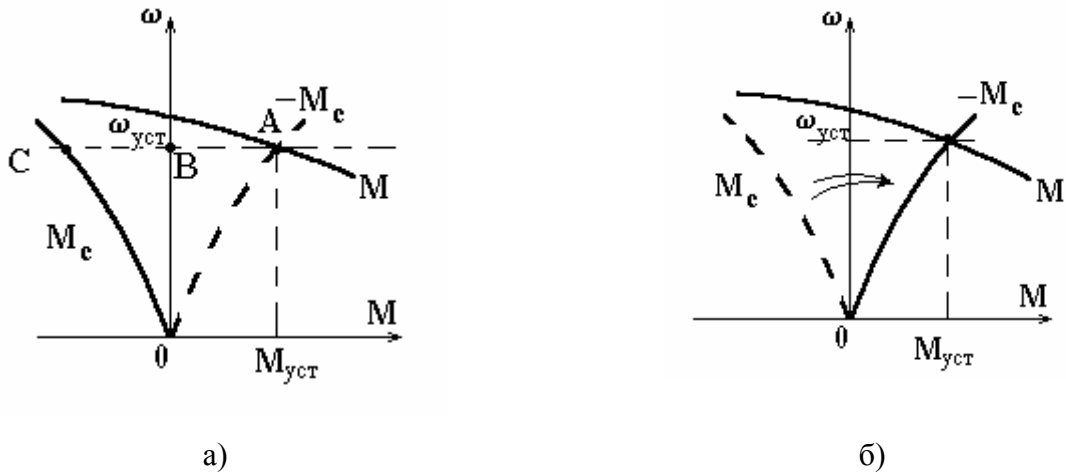


Рис. 2.5. К определению установившегося режима

Легко видеть, что здесь мы выполнили одну операцию – перенесли  $M_c$  из второго квадранта в первый. Эту операцию можно исключить, если записывать уравнение движения (2.1) в виде:

$$\pm M - (\pm M_c) = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.4)$$

где знак “-” перед  $\pm M_c$  и означает зеркальный перенос характеристики нагрузки (рис. 2.5,б). Этот прием традиционно используется в электроприводе, т.е. вместо общей и, конечно, правильной общей записи (2.1) используют измененную форму (2.4), помня, что это лишь удобный прием, при котором установившийся режим получается при простом пересечении характеристики  $M$  и  $-M_c$

Механические характеристики двигателя и нагрузки позволяют определить, будет ли статически устойчив установившийся режим, т.е. вернется ли система после действия любого случайного возмущения к исходному статическому состоянию – рис. 2.6,а, или не вернется – рис. 2.6,б.

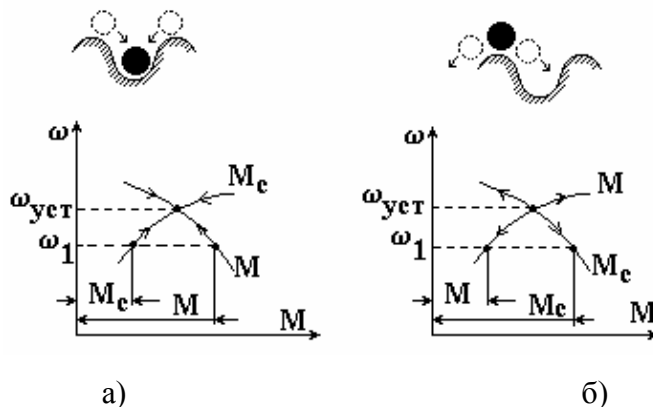


Рис. 2.6. К определению статической устойчивости

В первом случае (рис. 2.6,а) показано, что любое случайное, например снижение скорости ( $\omega_l < \omega_{уст}$ ) сопровождается преобладанием движущего момента  $M$  над тормозящим  $M_c$ , и равновесие восстанавливается, система возвращается в исходное состояние. Во втором случае (рис. 2.6,б) такое же случайное изменение скорости приводит к преобладанию тормозящего момента, и равновесие не восстанавливается – система статически неустойчива.

## 2.4. Регулирование координат электропривода

Как отмечалось выше, основная функция электропривода состоит в управлении его координатами – скоростью и моментом, т.е. в их принудительном направленном изменении в соответствии с требованиями технологического обслуживаемого процесса.

Очень важный частный случай управления координатами – *регулирование скорости или момента*, т.е. принудительное изменение этих величин в установившемся режиме в соответствии с требованиями технологического процесса посредством воздействия на механическую характеристику двигателя. Частным случаем регулирования является поддержание одной из координат на требуемом уровне при независимом изменении другой координаты.

Чаще всего регулируемой координатой служит скорость: необходимо изменять скорость транспортного средства в зависимости от условий движения, состояния дороги и т.п., нужно регулировать скорость насоса, чтобы обеспечивать нужный напор в системе водоснабжения, требуется поддерживать на заданном уровне скорость движения жилы кабеля в процессе наложения на нее изоляции и т.п.

Понятие “*регулирование скорости*”, когда используются разные характеристики (рис. 2.7,а), не следует смешивать с *изменением скорости*, даже значительным, которое вызывается ростом или снижением нагрузки и происходит в соответствии с формой данной механической характеристики (рис. 2.7,б).

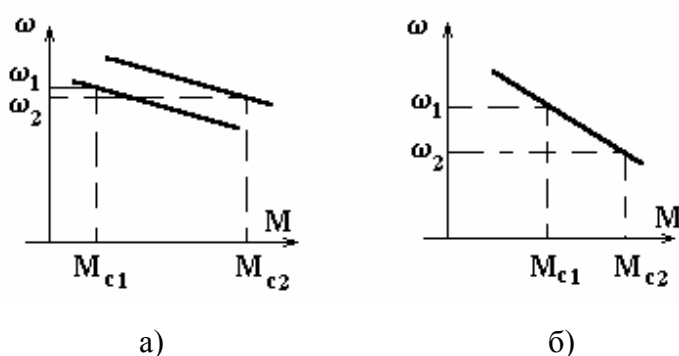


Рис. 2.7. Регулирование (а) и изменение (б) скорости

В ряде случаев оказывается необходимым регулирование момента. Оно потребуется, например, если нужно качественно укладывать на катушку проволоку, получаемую с волоочильного стана, если при буксировке судна на больших волнах надо не допустить обрыва троса и т.п. Далее мы будем, в основном, рассматривать регулирование скорости.

Поскольку регулирование скорости связано с направленным формированием механических характеристик, выделим одну из возможных характеристик в качестве *основной*. Обычно в качестве основной характеристики принимают *естественную характеристику* двигателя, соответствующую номинальным значениям определяющих ее величин (напряжение, частота, магнитный поток и т.п.). Далее мы будем конкретизировать условия получения естественной характеристики для каждого типа двигателя.

Все другие характеристики, создаваемые в целях регулирования скорости, будем называть *искусственными*. Они могут формироваться разными способами, отличающимися как по техническим, так и по экономическим показателям, рассматриваемым ниже.

1. **Направление регулирования.** Искусственные характеристики, могут располагаться только ниже естественной – *однозонное* регулирование *вниз* от основной скорости, только выше естественной – *однозонное* регулирование *вверх* от основной скорости, как выше, так и ниже естественной – *двухзонное* регулирование.

2. **Диапазон регулирования** – отношение максимальной возможной скорости к минимальной  $D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}$  при заданных изменениях момента нагрузки – рис. 2.8. Легко видеть, что одинаковым естественным характеристикам и изменениям момента  $\Delta M_c$  могут соответствовать сильно различающиеся диапазоны регулирования, что связано с жесткостью искусственных характеристик.

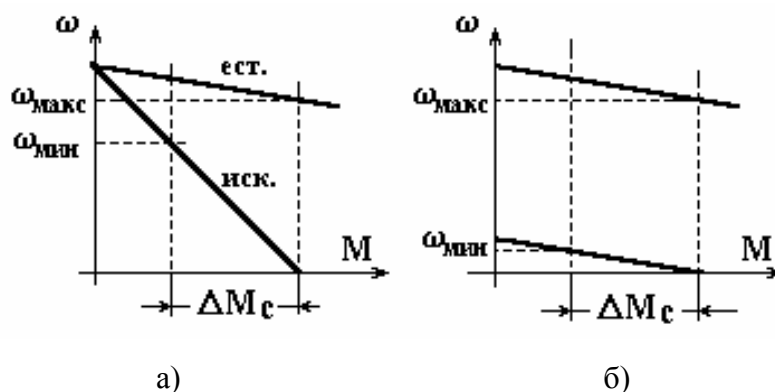


Рис. 2.8. К определению диапазона регулирования скорости

С жесткостью характеристик связан также еще один показатель – *стабильность скорости* на искусственных характеристиках. Она может быть низкая – рис. 2.8,а и высокая рис. 2.8,б; иногда требуется абсолютно жесткие характеристики ( $\beta = \infty$ ), иногда, напротив, нужны очень мягкие характеристики (регулирование момента).

3. **Плавность регулирования** – возможность получать искусственные характеристики, расположенные как угодно близко друг к другу, – *плавное регулирование* или, наоборот, возможность иметь лишь несколько фиксированных характеристик – *ступенчатое регулирование*.

4. **Допустимая нагрузка на искусственных характеристиках** – очень важный показатель, определяющий надежность электропривода. Рассмотрим здесь лишь *длительно допустимую нагрузку*, которая определяется допустимым нагревом двигателя.

Допустимая нагрузка на естественной характеристике известна по определению – это номинальный момент двигателя  $M_n$ . Для упрощения задачи будем считать, пренебрегая изменением теплоотдачи, допустимым током в силовых цепях при любой скорости номинальный ток двигателя  $I_n$ . Тогда допустимый момент для принудительно охлаждаемого двигателя

$$M_{\text{доп}} \equiv I_n \Phi \quad (2.5)$$

будет зависеть от магнитного потока двигателя  $\Phi$  на соответствующей искусственной характеристике. При регулировании с  $\Phi = \Phi_n = \text{const}$   $M_{\text{доп}} \equiv I_n \Phi_n = M_n$ . Грубая оценка (2.5) дает лишь общее представление о допустимых нагрузках и должна уточняться в каждом конкретном случае.

5. **Экономичность регулирования** оценивается потерями энергии, сопровождающими тот или иной способ регулирования. Иногда экономичность удается грубо оценить, сравнивая полезную мощность  $P_2 = M\omega$  с потребляемой из сети  $P_1$ , т.е. определяя потери  $\Delta P$  или вычисляя КПД  $\eta$  в некоторой характерной точке:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P}. \quad (2.6)$$

Значительно более серьезные и убедительные оценки экономичности регулирования при сравнении различных способов могут основываться на цикловом КПД  $\eta_{\text{ц}}$

$$\eta_{\text{ц}} = \frac{\int_0^{t_{\text{ц}}} P_2(t) dt}{\int_0^{t_{\text{ц}}} P_2(t) dt + \int_0^{t_{\text{ц}}} \Delta P(t) dt}, \quad (2.7)$$

определяемом с учетом конкретных условий работы привода за время цикла  $t_{\text{ц}}$ .

6. **Затраты на регулирование** можно определить как стоимость дополнительного оборудования  $C_{\text{т.Обор.}}$ , используемого для осуществления регулирования. Эффективность затрат удобно оценивать сроком их окупаемости  $T_{\text{ок}}$

$$T_{\text{ок}} = \frac{C_{\text{т.Обор.}}}{G_{\text{од.эфф}}}. \quad (2.8)$$

где  $G_{\text{од.эфф.}}$  - цена годового эффекта от использования регулирования.

Так, если взамен нерегулируемого электропривода насоса используется частотно-регулируемый, и стоимость дополнительного оборудования – преобразователя частоты 1500

USD, а экономический эффект за счет сбережения электроэнергии, воды и тепла составляет 2100 USD/год, срок окупаемости составит

$$T_{ок} = \frac{1500}{2100} \approx 0,7 \text{ года.}$$

Приведенные шесть показателей регулирования позволяют сравнивать в главных чертах и сопоставлять различные способы. Очевидно, что идеальным был бы способ, осуществляющий плавное двухзонное регулирование в широком диапазоне с примерно постоянной допустимой нагрузкой  $M_{дон} \approx M_n$ , с малыми потерями, при низкой стоимости дополнительного оборудования. Очевидно, что такого идеального способа нет, и инженеру всегда придется искать некоторый разумный компромисс. Здесь в последнее время широко используется неформализуемый, но удобный показатель “качество/цена”. В понятие “качество” входит некоторая определенным образом организованная и согласованная с пользователем совокупность перечисленных выше показателей, дополненная такими общетехническими показателями как надежность, ремонтпригодность, помехозащищенность, взаимодействие с сетью и т.п.

Правильно организованный и хорошо обоснованный интегральный показатель “качество-цена” - удобное средство продвижения нового товара на рынок.

## Глава третья

### ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

#### 3.1. Основные уравнения

Для получения простейшей модели электропривода постоянного тока, описывающей установившиеся (статические) режимы и позволяющей получить основные характеристики, воспользуемся схемой на рис. 3.1.

Будем полагать, что якорная цепь питается от независимого источника с напряжением  $U^*$ , сопротивление цепи якоря  $R$  постоянно, магнитный поток  $\Phi$  определяется лишь током возбуждения и не зависит от нагрузки (реакция якоря не проявляется), индуктивные параметры цепей пока не учитываются, поскольку рассматриваются лишь установившиеся (статические) режимы.

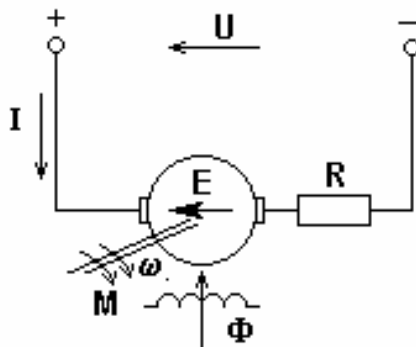


Рис. 3.1. Схема электропривода с двигателем постоянного тока

Взаимодействие тока  $I$  в обмотке якоря с магнитным потоком  $\Phi$ , создаваемым обмотками, расположенными на полюсах машины, приводит в соответствии с законом Ампера и возникновению электромагнитных сил, действующих на активные проводники обмотки и, следовательно, электромагнитного момента  $M$ :

$$M = k\Phi I \quad (3.1)$$

где  $k$ - конструктивный параметр машины.

В движущихся с угловой скоростью  $\omega$  в магнитном поле под действием момента  $M$  проводниках обмотки якоря в соответствии с законом Фарадея наводится ЭДС вращения  $E$ :

$$E = k\Phi\omega, \quad (3.2)$$

направленная в рассматриваемом случае встречно по отношению к вызвавшей движение причине – ЭДС источника питания  $U$ .

В соответствие со вторым законом Кирхгоффа для якорной цепи машины справедливо уравнение:

$$U - E = IR. \quad (3.3)$$

---

\* Буквой  $U$  здесь обозначена ЭДС источника



Уравнения (3.1)-(3.3) – простейшая, но достаточная для понимания главных процессов в электроприводе постоянного тока модель. Для решения практических задач они должны быть дополнены уравнением движения с моментом потерь  $\Delta M$ , входящим в  $M_c$ ,

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$$

и уравнениями цепи возбуждения для конкретной схемы электропривода.

Разумеется, в условиях каждой задачи должно быть строго оговорено, что задано и известно, а что нужно искать.

Рассмотрим подробнее роль, которую играет ЭДС  $E$  в процессе преобразования энергии, осуществляемом электрической машиной. Если существовал некоторый установившийся режим  $M_l = M_{c1}$ , а затем  $M_c$  изменился, например, возрос до величины  $M_{c2}$ , то для получения нового установившегося режима необходимо иметь средство, которое изменило бы  $M$ , приведя его в соответствие с новым значением  $M_c$ . В двигателе внутреннего сгорания эту роль выполнит оператор, увеличив подачу топлива; в паровой турбине – специальный регулятор, который увеличит подачу пара. В электрической машине эту роль выполнит ЭДС. Действительно, при возрастании  $M_c$  скорость двигателя начнет снижаться, значит уменьшится в соответствии с (3.2) и ЭДС (полагаем для простоты, что  $\Phi$ , а также  $U$  и  $R$  – постоянные). Из (3.3) следует, что

$$I = \frac{U - E}{R},$$

следовательно, ток вырастет, обусловив тем самым рост момента в соответствии с (3.1). Двигатель автоматически, без каких-либо внешних воздействий перейдет в новое установившееся состояние. Эти процессы будут иметь место при любых величинах и знаках  $M_c$ , то есть ЭДС будет выполнять функцию регулятора как в двигательном, так и в тормозных режимах работы машины.

### 3.2. Характеристики и режимы при независимом возбуждении, $U=const$

При использовании в электроприводе постоянного тока двигателя с независимым возбуждением – рис. 3.2 с питанием от источника напряжения  $U=const$  уравнение *электромеханической характеристики*  $\omega(I)$  получится подстановкой (3.2) в (3.3) и решением относительно  $\omega$ :

$$\omega = \frac{U - IR}{k\Phi} \quad (3.4)$$

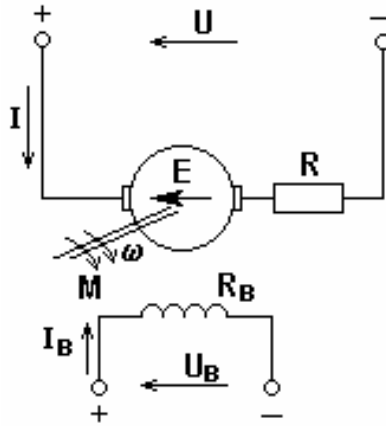


Рис. 3.2. Схема двигателя постоянного тока независимого возбуждения

Механическую характеристику  $\omega(M)$  получим, подставив в (3.4) ток, выраженный из (3.1):

$$\omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{MR}{(k\Phi)^2}. \quad (3.5)$$

При заданных  $U$ ,  $\Phi$  и  $R$  уравнения (3.4) и (3.5) однозначно определяют связь между  $\omega$ ,  $I$  и  $M$  в любых режимах. Характеристики  $\omega(M)$  и  $\omega(I)$  это прямые линии, проходящие через две характерные точки:  $M=0$ ,  $\omega = \omega_0$  и  $\omega = 0$ ,  $I = I_{кз}$ ,  $M = M_{кз}$ ; при  $\Phi = const$  они различаются лишь масштабами по оси абсцисс.

Скорость  $\omega_0 = \frac{U}{k\Phi}$  (рис. 3.3) соответствует *режиму идеального холостого хода*:  $M=0$ ,  $E = U$  и направлены встречно.

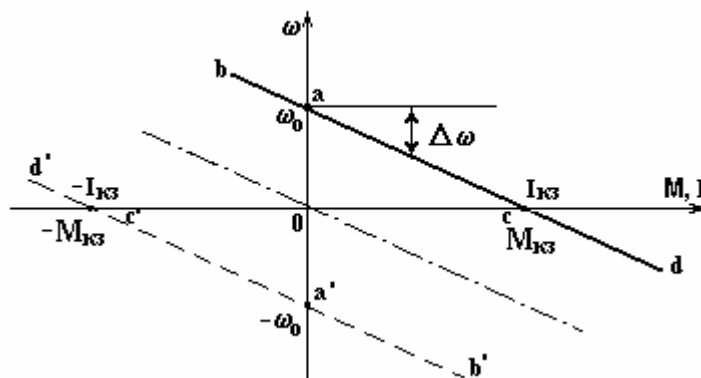


Рис. 3.3. Механические (электромеханические) характеристики электропривода постоянного тока независимого возбуждения при  $U = const$

Величина  $\Delta\omega = \frac{MR}{(k\Phi)^2}$  – перепад скорости под влиянием нагрузки.

Увеличением нагрузки при определенных условиях, которые рассматриваются ниже, можно прийти к *режиму короткого замыкания*:  $\omega = 0$ ,  $I = \frac{U}{R} = I_{кз}$ ,  $M = k\Phi I_{кз} = M_{кз}$ .

При изменении полярности  $U$  характеристика займет положение, показанное на рис. 3.3 пунктиром.

Участки характеристики между  $\omega_0$  и  $M_{кз}$ , где знаки  $\omega$  и  $M$  совпадают, соответствуют, как было условлено ранее, *двигательному режиму* работы; участки с разными знаками  $\omega$  и  $M$  – *тормозным режимам*.

Тормозные режимы – это генераторные режимы, поскольку механическая энергия, поступившая с вала машины, преобразуется в электрическую и передается через электрические зажимы машины. В зависимости от того, куда поступает электрическая энергия, различают три тормозных режима.

**а) Торможение с отдачей энергии в сеть (рекуперативное) или генераторный режим работы параллельно с сетью**

Если якорь двигателя вращать от некоторого постороннего источника со скоростью, превышающей скорость идеального холостого хода, то ЭДС двигателя будет больше приложенного напряжения, в результате чего ток в якоре двигателя и момент изменят свой знак. Механическая энергия, поступающая при этом на вал двигателя, преобразуется в электрическую и за вычетом потерь в двигателе рекуперируется в сеть.

На механических характеристиках торможению с отдачей энергии в сеть соответствуют участки  $ab$  и  $a'b'$  (рис. 3.3)

**б) Торможение противовключением или генераторный режим работы последовательно с сетью**

В режиме противовключения изменяет знак скорость двигателя при сохранении знака момента или знак момента двигателя при сохранении знака скорости.

Первый случай имеет место при воздействии активного момента статической нагрузки, превышающего момент короткого замыкания на данной характеристике.

В результате изменения знака скорости ЭДС двигателя будет совпадать с приложенным напряжением, и ток в якоре определится выражением:

$$I = \frac{U + E}{R}$$

Второй случай используется для остановки двигателя путем изменения полярности напряжения, подводимого к его якору.

Вследствие механической инерции скорость двигателя и ЭДС в начальный момент сохраняются неизменными, а ток будет равен:

$$I = \frac{-U - E}{R}$$

На механических характеристиках (рис. 3.3) торможению противовключением соответствуют участки  $cd$  и  $c'd'$ .

В режиме торможения противовключением энергии поступает в привод и со стороны механизма, и от сети и рассеивается в сопротивлениях якорной цепи; в предыдущем случае энергия, поступающая от механизма, передавалась в сеть.

**в) Динамическое торможение или генераторный режим работы независимо от сети**

Если якорная цепь отключена от источника питания и замкнута на внешний резистор, то при вращении двигателя от внешнего источника или по инерции в якорной цепи индуцируется ЭДС и протекает ток  $I = -\frac{E}{R}$ , создающий момент. Характеристики проходят через начало координат – штрих-пунктир на рис. 3.3.

**3.3. Характеристики и режимы при независимом возбуждении,  $I=const$**

В ряде применений якорная цепь двигателя постоянного тока независимого возбуждения питается не от источника напряжения, как в предыдущем случае, а от источника тока ( $I=const$ ) – рис. 3.4. При этом, естественно, сохраняют силу фундаментальные соотношения (3.1)-(3.3), однако свойства электропривода радикально изменяются.

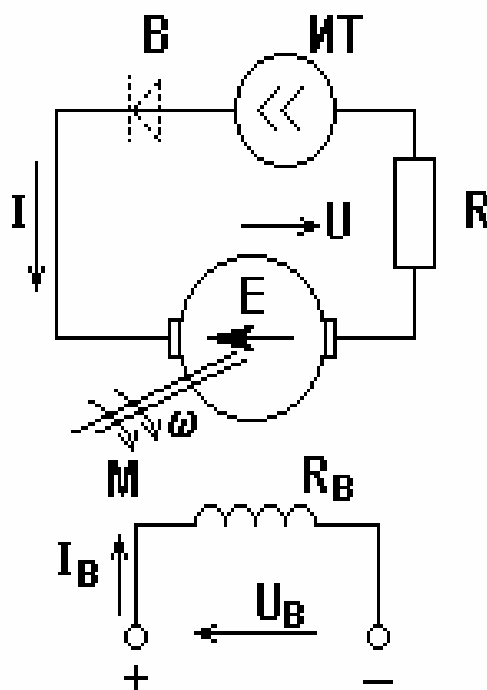


Рис. 3.4. Схема двигателя постоянного тока независимого возбуждения при питании от источника тока

Электромеханическая  $\omega(I)$  и механическая  $\omega(M)$  характеристики представлены теперь вертикальными прямыми (рис. 3.5)

$$I = const \tag{3.6}$$

$$M = k\Phi I = \text{const} \quad (3.7)$$

и привод приобретает новое свойство “источника момента”. Это связано с тем, что источник питания – источник тока – нейтрализует действие ЭДС, она теперь уже не играет роли внутреннего регулятора и не влияет на скорость. В свою очередь, напряжение  $U$  становится зависимой переменной

$$U = E + IR = k\Phi\omega + IR, \quad (3.8)$$

и характеристика  $\omega(U)$  (рис. 3.5) определяет энергетические режимы работы электропривода.

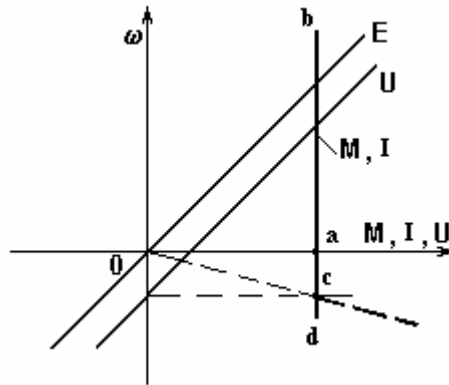


Рис. 3.5. Характеристики электропривода при питании якоря от источника тока

Режима идеального холостого хода в рассматриваемой структуре нет – “источник момента”.

Двигательный режим соответствует участку  $ab$  в I квадранте:  $M\omega > 0$ , т.е. механическая энергия поступает к потребителю – технологической машине,  $UI > 0$  – электрическая энергия поступает к своему потребителю – двигателю.

Режим короткого замыкания – точка  $a$ , здесь  $E = 0$  и  $U = IR$ .

На участке  $ac$   $M\omega < 0$ , т.е. механическая энергия поступает от технологической машины и, преобразуясь в электрическую, передается в якорную цепь; по-прежнему  $IU > 0$  – электрическая энергия от источника тока также поступает в якорную цепь. Этот режим мы определили раньше как торможение противовключением.

В точке  $c$   $U = 0$  – режим динамического торможения: вся поступившая механическая энергия рассеивается в сопротивлениях якорной цепи.

И, наконец, на участке  $cd$   $M\omega < 0$  и  $UI < 0$  – рекуперативное торможение, если источник тока позволяет передать энергию в сеть. Если источник тока обладает односторонней проводимостью (пунктир на рис. 3.4) этого режима не будет, и электропривод будет продолжать работать в режиме динамического торможения (пунктир на рис. 3.5).

### 3.4 Характеристики и режимы при последовательном возбуждении

В электроприводах постоянного тока иногда используются двигатели с последовательным возбуждением, когда специально выполненная обмотка возбуждения включена последовательно с обмоткой якоря – рис. 3.6

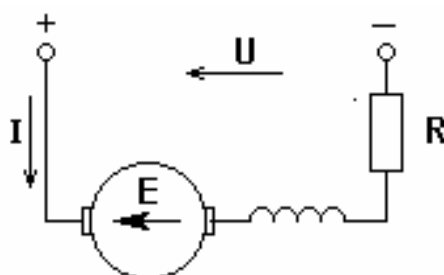


Рис. 3.6. Схема двигателя постоянного тока последовательного возбуждения

Для двигателя последовательного возбуждения, как и для других двигателей постоянного тока при питании якоря от источника напряжения ( $U=const$ ), справедливы уравнения (3.4) и (3.5), однако, если для двигателя независимого возбуждения поток не зависит от тока нагрузки, то для двигателя последовательного возбуждения поток является функцией тока нагрузки.

Зависимость  $\Phi = \varphi(I)$  – характеристика намагничивания – не имеет простого аналитического выражения, ее примерный вид изображен на рис. 3.7.

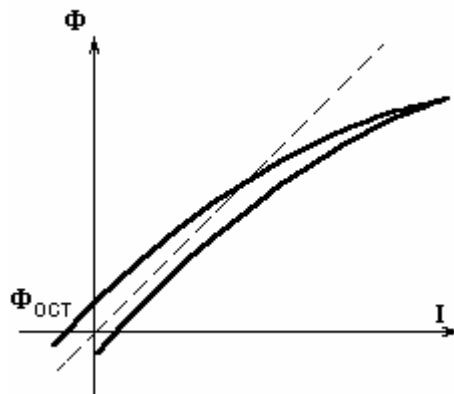


Рис. 3.7. Характеристика намагничивания машины постоянного тока

В первом приближении зависимость между скоростью двигателя и развиваемым им моментом в установившемся режиме можно найти в предположении, что поток возбуждения и ток в якоря двигателя связаны между собой линейной зависимостью (пунктир на рис. 3.7):

$$\Phi = \alpha I .$$

Тогда

$$\omega = \frac{U}{k\alpha I} - \frac{R}{k\alpha} ,$$

а поскольку

$$M = k\Phi I = k\alpha I^2 ,$$

то

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{k\alpha M}} - \frac{R}{k\alpha}.$$

Таким образом, при сделанном допущении механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения изображается гиперболой (рис. 3.8); одной из ее асимптот является ось ординат, а другой – прямая, параллельная оси абсцисс,

$$\omega = -\frac{R}{k\alpha}.$$

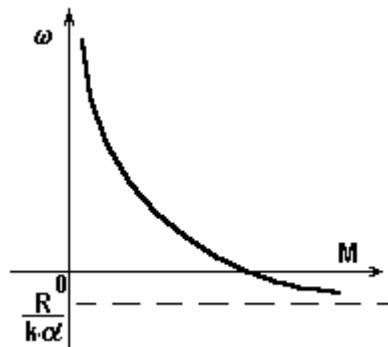


Рис. 3.8. Механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения

Жесткость механической характеристики  $\beta = \frac{dM}{d\omega}$  двигателя последовательного возбуждения переменна и возрастает с увеличением нагрузки.

Полученные уравнения дают лишь общее представление о характеристиках электропривода с двигателем последовательного возбуждения, так как в действительности магнитная система машины насыщена и кривая намагничивания весьма далека от прямой. Поэтому в практических целях обычно пользуются универсальными характеристиками для серии машин – рис. 3.9, построенными в относительных величинах  $\omega^* = \frac{\omega}{\omega_H}, I^* = \frac{I}{I_H}$  и

$M^* = \frac{M}{M_H}$ ;  $\omega_H, I_H$  и  $M_H$  – номинальные величины двигателя,  $R_{don} = 0$ .

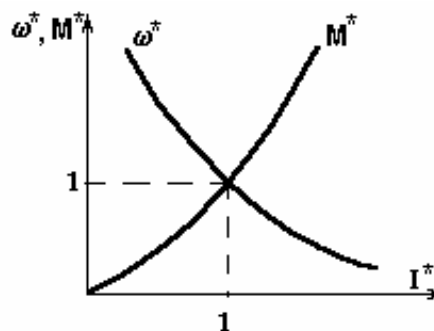


Рис. 3.9. Характеристики двигателя последовательного возбуждения в относительных величинах

Электропривод с двигателями последовательного возбуждения в нормальной схеме ( $U=const$ ) может работать в тех же энергетических режимах, что и привод с двигателями независимого возбуждения, за исключением режима идеального холостого хода и генераторного режима параллельно с сетью (рекуперативное торможение), поскольку при нагрузке, стремящейся к нулю, к нулю стремится и магнитный поток, ось  $\omega$  - асимптота механической характеристики.

Некоторые особенности при последовательном возбуждении имеет режим динамического торможения.

Если якорь вращающейся машины отключить от источника напряжения и замкнуть на внешний резистор (рис. 3.10, схема слева), то под действием потока остаточного магнетизма ( $\Phi_{ост}$  на рис. 3.7) в проводниках якоря возникает некоторая ЭДС  $E_{ост}$ , которая вызовет в замкнутой цепи ток. Этот ток, протекая по обмотке возбуждения в обратном против исходного направления размагнитит машину ( $\Phi = 0$ ) и тормозного момента создано не будет.

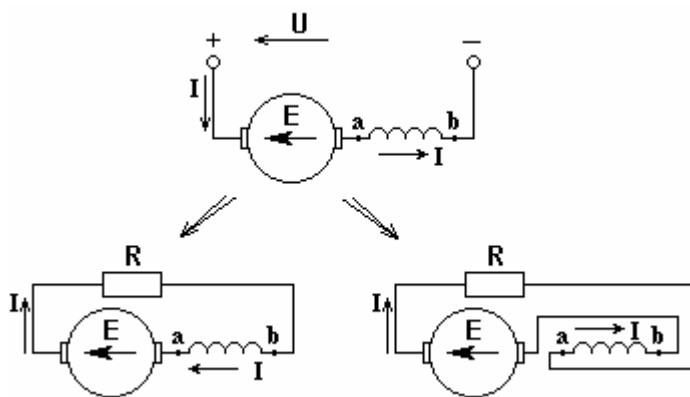


Рис. 3.10. К режиму динамического торможения с самовозбуждением

Для того, чтобы получить тормозной момент, ток, созданный  $E_{ост}$ , должен протекать в том же, что и раньше, направлении, усиливая магнитный поток, т.е. создавая самовозбуждение. Это условие выполнится, если при переходе на режим торможения переключить обмотку возбуждения как показано на рис. 3.10, схема справа.

Ток, создаваемый увеличивающейся ЭДС, изменит знак, момент будет направлен против движения, т.е. станет тормозным.

Работа машины постоянного тока с самовозбуждением возможна лишь при определенных условиях, а именно при таких значениях скорости и сопротивления  $R$  цепи якоря, чтобы имело место равенство

$$E = IR, \quad (3.11)$$

Существованию этого равенства отвечает наличие точки пересечения кривых  $E = \varphi(I)$  (при данной скорости) и прямой  $IR = f(I)$  – рис. 3.11. Очевидно, что чем больше  $R$ , тем при большей скорости произойдет самовозбуждение машины.



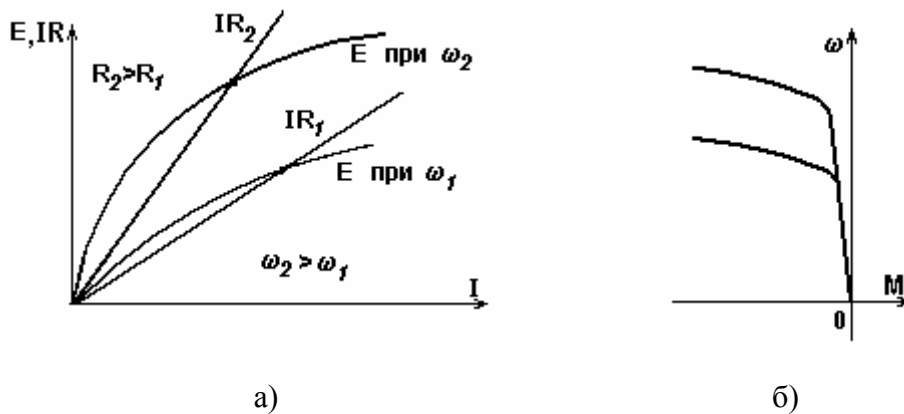


Рис. 3.11. Характеристики динамического торможения с самовозбуждением

Наименьшая скорость, при которой машина может самовозбуждаться, будет при  $R_{доб} = 0$ , то есть при замкнутой накоротко якорной цепи машины.

Построение механической характеристики в режиме динамического торможения при самовозбуждении можно произвести, исходя из уравнения баланса мощностей.

Мощность, развиваемая двигателем в режиме динамического торможения, целиком рассеивается в сопротивлениях якорного контура, то есть

$$(-I)^2 R = -M\omega,$$

откуда

$$\omega = -\frac{I^2 R}{M}. \quad (3.12)$$

Зная  $R$  и задавая ток  $I$ , по универсальной характеристике определяют соответствующий этому току момент  $M$ , вычисляют скорость  $\omega$  и т.д. Характер зависимой  $\omega(M)$  в тормозном режиме при самовозбуждении изображен на рис. 3.11,б.

В электроприводах постоянного тока иногда используются двигатели смешанного возбуждения, имеющие две обмотки возбуждения, одна из которых включена последовательно в якорную цепь, а другая имеет независимое питание.

Двигатели последовательного возбуждения могут получать питание не только от источника напряжения, что было рассмотрено выше, но и от источника тока. Поскольку при этом магнитный поток будет неизменным, сохраняются и основные свойства электропривода, рассмотренные ранее.

### 3.5. Номинальный режим. Допустимые значения координат

Рассматривая свойства и режимы электроприводов постоянного тока, мы интересовались лишь общими соотношениями и главными соразмерностями, не обращая внимания на реализуемость тех или иных режимов, на технические ограничения, играющие решающую роль в любых практических задачах.

Далее мы рассмотрим кратко определение допустимых значений основных координат – тока, момента, скорости.

В основе всех этих оценок лежат *номинальные данные двигателя*, указываемые обычно на заводском шильдике или в паспорте двигателя.

К таким данным для двигателей, предназначенных для работы в продолжительном режиме, относятся номинальные напряжение  $U_n$ , В; ток  $I_n$ , А; мощность на валу  $P_n$ , кВт; частота вращения  $n_n$ , об/мин ( $\omega_n = \frac{\pi n_n}{30}$ , 1/с); КПД  $\eta_n$ ; напряжение возбуждения  $U_{вн}$ , В; ток возбуждения  $I_{вн}$  (для двигателей независимого возбуждения), момент инерции  $J_n$ , кг·м<sup>2</sup>, исполнение двигателя IP. Другие сведения обычно в паспорте не приводятся.

Номинальные данные соответствуют одной точке в плоскости  $\omega - M$  с допустимыми и благоприятными значениями всех основных величин в оговоренном (в нашем случае, продолжительном) режиме, хотя в действительности электропривод работает в любых точках и совсем не при номинальных данных.

Номинальные данные используются для построения основных – естественных – характеристик двигателя, служащих, как отмечалось ранее, основой для получения искусственных характеристик при регулировании координат.

В электроприводах с двигателями независимого возбуждения все механические и электромеханические характеристики – прямые линии и для их построения достаточно двух точек, например, точки идеального холостого хода ( $M = 0$ ,  $\omega = \omega_0$ ) и номинального режима ( $M = M_n$  и  $\omega = \omega_n$ ). Две из указанных координат ( $M_n$  и  $\omega_0$ ) должны быть определены по номинальным данным, причем  $\omega_0 = \frac{U_n}{k\Phi_n}$  и  $M_n = k\Phi_n I_n$ , т.е. нужно знать величину  $k\Phi_n$ . Для ее определения удобно воспользоваться уравнением (3.4) с номинальными величинами, откуда получим:

$$k\Phi_n = \frac{U_n - I_n R_{я}}{\omega_n}; \quad (3.13)$$

здесь неизвестно сопротивление якорной цепи  $R_{я}$  – обмотки якоря, щеточного контакта, дополнительных обмоток, если они используются.

Лучше всего иметь надежную оценку  $R_{я}$ , однако часто это связано с трудностями. Тогда прибегают к грубой (иногда – очень грубой) оценке, построенной на предположении, что половина номинальных потерь  $\Delta P_n$  – это потери в меди обмотки:

$$0,5 \Delta P_n \approx I_n^2 R_{я},$$

откуда

$$R_{я} \approx \frac{0,5\Delta P_n}{I_n^2} = 0,5 \frac{U_n}{I_n} (1 - \eta_u). \quad (3.14)$$

Номинальный электромагнитный момент  $M_n$ , определенный как

$$M_n = k\Phi_n I_n,$$

больше номинального момента на валу

$$M_{н.вал} = \frac{P_n}{\omega_n}$$

на величину  $\Delta M$ , что следует иметь в виду при расчетах.

Естественные характеристики двигателей при питании от источника тока строятся на основании изложенных соображений по определению параметра  $R_{я}$  и оценке  $M_n$ .

Естественные характеристики двигателей последовательного возбуждения, как отмечалось, строятся с использованием универсальных характеристик в относительных величинах.

Относительные величины часто удобны и в обращении с двигателями постоянного тока независимого возбуждения.

Так, приняв за базовые величины  $U_n$ ,  $I_n$ ,  $\omega_n$ ,  $k\Phi_n = \frac{U_n}{\omega_0}$  и  $R_n = \frac{U_n}{I_n}$ , получим после

простых преобразований:

$$\omega^* = \frac{U^* - I^* R^*}{\Phi^*}$$

и

$$\omega^* = \frac{U^*}{\Phi^*} - \frac{M^* R^*}{(\Phi^*)^2},$$

где все относительные величины определены как

$$X^* = \frac{X}{X_\delta}.$$

Тогда, приняв  $U^* \equiv \Phi^* = I$ , получим:

$$\omega^* = I - I^* R^*$$

или при  $I^* = I$  (при номинальном токе)

$$\omega^* = I - R^*. \quad (3.15)$$

Последнее соотношение позволяет очень просто строить характеристику при заданном  $R$  или, наоборот, определять  $R$ , если известна характеристика.

Отметим здесь, что обычно относительное сопротивление собственно якорной цепи очень невелико:  $R_{я}^* = 0,02 - 0,05$ , и жесткость естественной характеристики ( $R = R_{я}$ ) весьма высокая:

$$\beta_{est} = (-50) - (-20).$$

Рассмотрим теперь допустимые (безопасные) пределы изменения основных координат.

*Напряжение* нормально ограничивается номинальным значением. В реверсивных электроприводах допускается на время реверса двукратное превышение номинального значения.

*Магнитный поток* также ограничен номинальной величиной, поскольку при ее длительном превышении ток возбуждения, превышающий номинальный, может вызвать недопустимый перегрев обмоток. Кратковременное (до минуты) двукратное увеличение тока возбуждения, используемое, например, в электроприводах с питанием якорной цепи от источника тока, допустимо, однако вследствие насыщения магнитный поток при этом увеличивается незначительно. При форсировках – ускоренном нарастании магнитного потока – допустимо кратковременное 2-3 – кратное превышение номинального напряжения возбуждения.

*Скорость* по условиям механической прочности нормально ограничена номинальным значением с небольшим 20-30% допустимым превышением; специальные двигатели, предназначенные для работы с ослабленным полем, допускают 3-4 –кратное превышение номинальной скорости.

*Ток якоря* – координата, определяющая надежность работы электропривода. В продолжительном режиме ток на всех скоростях не должен превышать номинального значения при независимом охлаждении двигателя – сплошные линии со штриховкой на рис. 3.12. В двигателях, охлаждаемых собственным вентилятором, в продолжительном режиме необходимо снижать ток на 30-40% при низких скоростях – пунктир на рис. 3.12 во избежание недопустимого перегрева. Кратковременные (секунды) перегрузки по току ограничиваются условиями коммутации машины; допустимые перегрузки обычно не превышают  $(2-3)I_n$  – линии с двойной штриховкой на рис. 3.12. Из изложенного следует недопустимость пуска электропривода постоянного тока (кроме микроприводов) прямым включением на номинальное напряжение.

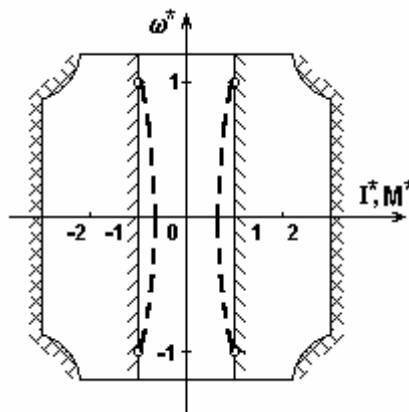


Рис. 3.12. Область допустимых нагрузок электропривода постоянного тока

*Момент* при полном потоке имеет те же ограничения, что и ток якоря. Таким образом, зона допустимых значений  $\omega^*$ ,  $I^*$  и  $M$  сравнительно невелика, и рис. 3.12 даёт о ней некото-

рое представление: внутренняя область относится к продолжительному режиму, внешняя – к кратковременным (секунды) перегрузкам.

### 3.6. Регулирование координат в разомкнутых структурах

**Реостатное регулирование** – самый простой и самый неблагоприятный способ регулирования скорости и (или) момента. В якорную цепь последовательно, если питание осуществляется от источника напряжения (рис. 3.13,а), включаются дополнительные резисторы.

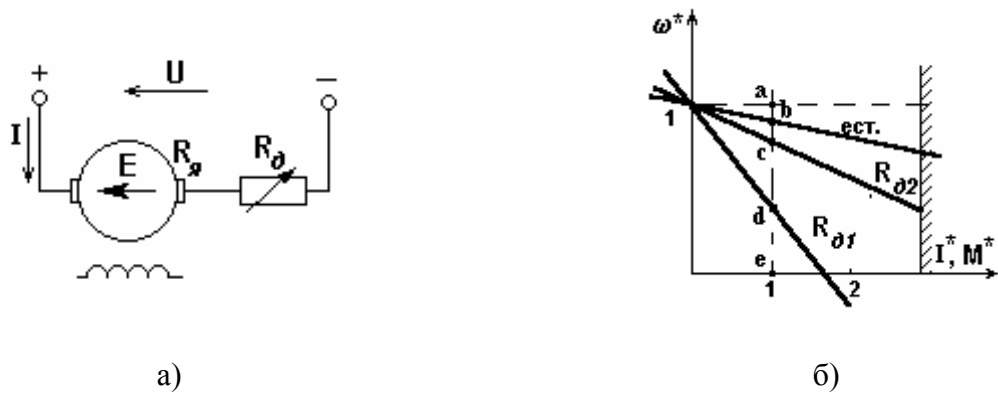


Рис. 3.13. Схема (а) и характеристики (б) при реостатном регулировании двигателя независимого возбуждения

В соответствии с (3.4) и (3.5) скорость идеального холостого хода при  $U_H$  и  $\Phi_H$  и включении  $R_d$  не изменится:

$$\omega_0 = \frac{U_H}{k\Phi_H},$$

а наклон характеристик  $\Delta\omega = \frac{IR}{k\Phi_H} = \frac{MR}{(k\Phi_H)^2}$  будет увеличиваться пропорционально

$R = R_я + R_d$ . Воспользовавшись (3.15), получим при  $I^* = M^* = I$

$$\Delta\omega^* = R^*, \tag{3.16}$$

где  $\Delta\omega^* = 1 - \omega^*$ ,

$$R^* = \frac{R}{R_H} = \frac{RI_H}{U_H}.$$

Соотношение (3.16) позволяет легко решать прямую задачу – построить характеристики, если задано  $R$ , и обратную – найти  $R$  и  $R_d$  для заданной характеристики. Так, на рис. 3.13,б

$$R_я = R_H \frac{ab}{ae}, R_{д1} = R_H \frac{bc}{ae}, R_{д2} = R_H \frac{cd}{ae},$$

$$R = R_я + R_{д1} + R_{д2} = R_H \frac{ad}{ae}.$$

В электроприводе с двигателем последовательного возбуждения при  $U=U_n$  (рис. 3.14,а) и известной естественной характеристике

$$\omega_e = \frac{U_n - I(R_{я} + R_{\epsilon})}{k\Phi}$$

можно использовать уравнение искусственных характеристик при реостатном регулировании

$$\omega_u = \frac{U_n - I(R_{я} + R_{\epsilon} + R_{\partial})}{k\Phi}$$

и получить соотношение для расчета  $\omega_u$  для любого тока:

$$\omega_u = \omega_e \frac{U_n - I(R_{я} + R_{\epsilon} + R_{\partial})}{U_n - I(R_{я} + R_{\epsilon})}. \quad (3.17)$$

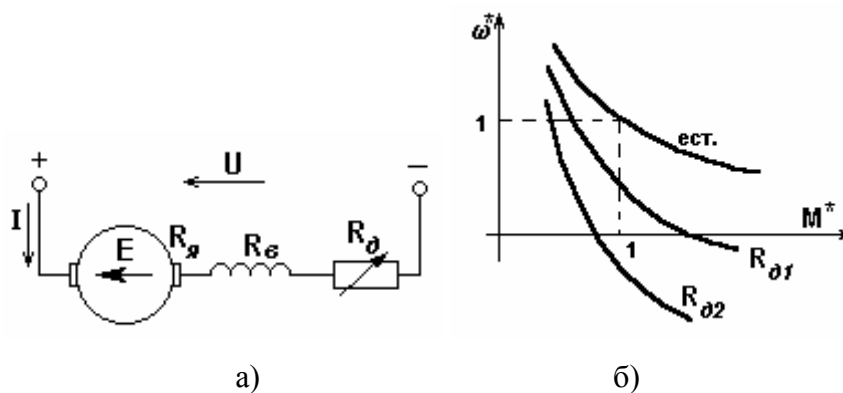


Рис. 3.14. Схема (а) и характеристики (б) при реостатном регулировании двигателя последовательного возбуждения

Механическая характеристика может быть построена по известной зависимости  $M(I)$ . Примерный вид механических характеристик при реостатном регулировании показан на рис. 3.14,б.

При питании якорной цепи от источника тока ( $I=const$ ) реостатное регулирование осуществляется включением  $R_{\partial}$  параллельно якорю – рис. 3.15,а; характеристики при этом существенно изменяются, появляется возможность регулировать как момент, так и скорость.

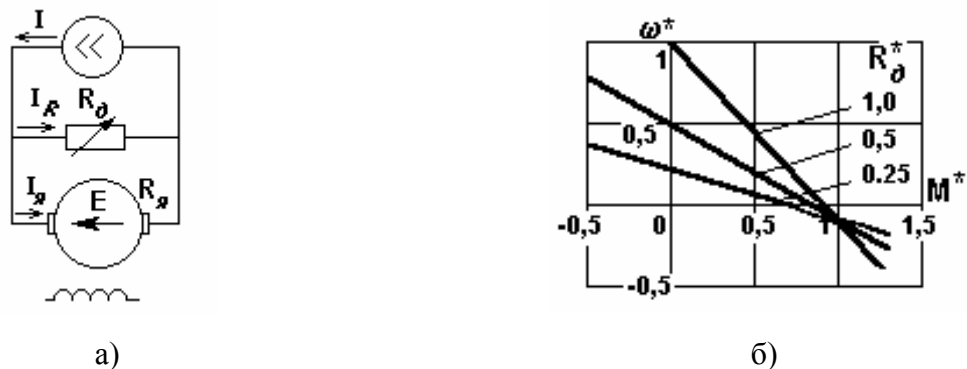


Рис. 3.15. Схема (а) и характеристики (б) при реостатном регулировании в системе источник тока – двигатель

Для схемы на рис. 3.15,а реостатные характеристики можно получить из основных уравнений (3.1) и (3.2)

$$M^* = I_{я}^* \Phi^*$$

и

$$E^* = \Phi^* \omega^*,$$

дополненных уравнениями для электрических цепей:

$$I^* = I_{я}^* + I_R^*$$

$$E^* = I_R^* R_{\partial}^* - I_{я}^* R_{я}^*.$$

Здесь мы использовали относительные величины, приняв за базовые, как и раньше,  $U_n$ ,  $I_n$ ,  $\Phi_n$ ,  $\omega_n$ .

Совместное решение уравнений дает:

$$\omega^* = \frac{I^* R_{\partial}^*}{\Phi^*} - \frac{M^* (R_{\partial}^* + R_{я}^*)}{(\Phi^*)^2}. \quad (3.18)$$

Наличие контура якорь – дополнительный резистор, в котором реализуется действие ЭДС вращения  $E$ , приводит к характеристикам, аналогичным традиционным, получаемым при питании якоря от источника напряжения. Отличие, однако состоит в том, что скорость идеального холостого хода

$$\omega_0^* = \frac{I^* R_{\partial}^*}{\Phi^*}$$

теперь зависит от сопротивления дополнительного резистора  $R_{\partial}^*$ , а момент короткого замыкания

$$M_{к.з}^* = I^* \Phi^* \frac{R_{\partial}^*}{R_{\partial}^* + R_{я}^*} \approx I^* \Phi^*$$

при малых  $R_{я}^*$ , практически не зависит от  $R_{\partial}^*$ .

Таким образом, в системе источник тока – двигатель с шунтирующим резистором общей точкой механических характеристик при  $\Phi = const$  и  $R_{\partial} = var$  является точка короткого замыкания, тогда как в системе источник напряжения – двигатель при  $R_{\partial} = var$  – точка идеального холостого хода. Примеры механических характеристик при изменении  $R_{\partial}$  ( $\Phi = \Phi_n$ ) приведены на рис. 3.15,б. Напряжение на выходе источника тока изменяется при  $\Phi = const$  практически пропорционально скорости:

$$U_{ИТ}^* = I_R^* R_{\partial}^* = \omega^* \Phi^* + \frac{M^* R_{я}^*}{\Phi^*} \approx \omega^* \Phi^*.$$

Из графиков на рис. 3.15,б следует, что реостатное регулирование скорости в системе источник тока – двигатель более благоприятно при малых скоростях как с точки зрения же-

сткости характеристик – она тем выше, чем меньше скорость – так и с точки зрения потерь – они уменьшаются с уменьшением скорости.

Итак, если воспользоваться показателями, изложенными в гл.2, то получим следующие оценки реостатного способа регулирования.

1. Регулирование однозонное – вниз от основной скорости, так как вводя  $R_\partial$ , мы увеличиваем  $\Delta\omega$ , и все искусственные характеристики в 1 квадранте располагаются ниже естественной.

2. Диапазон реостатного регулирования невелик (2-2,5):1, при изменении  $M_c$  на 40-50%.

Стабильность скорости – низкая, жесткость характеристик падает с ростом  $R$ . Из (2.5) имеем:

$$M = \frac{U_n c - \omega c^2}{R},$$

где  $c = k\Phi_n$  (в дальнейшем, желая подчеркнуть неизменность потока возбуждения двигателя, мы будем часто пользоваться символом  $c$ ).

Тогда  $\beta = \frac{dM}{d\omega} = -\frac{c^2}{R} \equiv -\frac{1}{R}$ . Это свойство реостатного регулирования часто существенно осложняет его использование: небольшое случайное изменение  $M_c$  на низких скоростях приводит к значительному изменению  $\omega$ .

3. Реостатное регулирование – ступенчатое, так как величина сопротивления резистора в якорной цепи допускает лишь дискретное изменение. Получение большого числа ступеней затруднено, так как требует большого количества коммутирующих аппаратов (контакторов).

4. При принятых ранее допущениях (внешний обдув) можно считать, что  $M_{дон} = M_n$  на любой реостатной характеристике, так как магнитный поток неизменен.

5. Потери энергии при регулировании значительны и связаны с глубиной регулирования. Это непосредственно вытекает из способа регулирования: скорость изменяется за счет включения резистора – элемента, превращающего поступающую в него электрическую энергию в тепло. Найдем количественную оценку потерь мощности (энергии) при реостатном регулировании. Умножив обе части уравнения (3.3) на  $I$ , получим уравнение баланса мощностей

$$UI = EI + I^2 R,$$

где  $UI = P_I$  – мощность, потребляемая из сети;

$EI = P_{эм}$  – электромагнитная мощность, преобразуемая в механическую;

$I^2 R = \Delta P$  – потери мощности в якорной цепи.

Выразив  $U$  и  $E$  через магнитный поток и скорость в соответствии с (2.1) и используя (2.2), будем иметь:



$$\Delta P = k\Phi\omega_0 I - k\Phi\omega I = M\omega_0 - M\omega = M(\omega_0 - \omega) = P_1\Delta\omega^* \quad (3.19)$$

Этот результат – потери мощности пропорциональны относительному перепаду скорости – очень важен и, как мы увидим далее, универсален, применим к ряду других случаев.

6. Капитальные затраты на реостатное регулирование сравнительно невелики: к двигателю добавляется лишь недорогой резистор и коммутационная аппаратура.

Оценивая реостатное регулирование по всем показателям, нетрудно видеть, что это весьма несовершенный способ регулирования. Вместе с тем, он всё еще широко применяется на практике (подъемно-транспортные установки, общепромышленные механизмы и т.п.) в случаях, когда источником питания является сеть постоянного тока. Это объясняется практическим отсутствием до недавнего времени других возможностей регулировать скорость вниз от основной при питании от сети постоянного тока ( $U = U_n = const$ ).

Разновидностью реостатного регулирования при  $U = U_n$  являются схемы с шунтированием якоря двигателя, несколько расширяющие регулировочные возможности.

Отличие этого способа от ранее рассмотренного состоит в том, что в первом случае при идеальном холостом ходе двигателя напряжение на якоре равно напряжению сети для всех реостатных характеристик и не зависит от сопротивления якорной цепи. В шунтировочной схеме при  $M_c = 0$  напряжение на якоре двигателя меньше напряжения сети и поэтому скорость идеального холостого хода снижается в зависимости от соотношения сопротивлений  $R_\partial$  и  $R_{ш}$ .

Включение резисторов в якорную цепь при  $U = U_n$  и  $\Phi = \Phi_n$  используется для ограничения тока при пуске и реверсе электропривода, поскольку, как подчеркивалось,  $I_{дон} = (2,5 - 3)I_n$ , тогда как на естественной характеристике  $I_{к.з} = (20 - 50)I_n$ .

Схема силовых цепей при пуске и реверсе приведена на рис. 3.16,а, соответствующая диаграмма  $\omega(M)$  - на рис. 3.16,б.

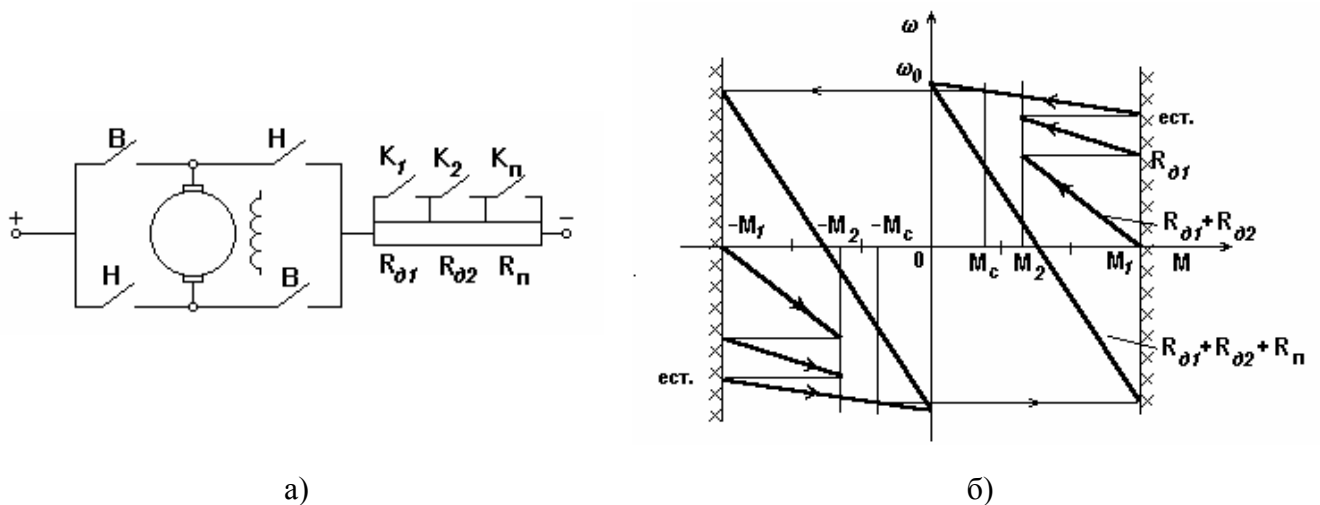


Рис. 3.16. Схема реостатного пуска – реверса двигателя постоянного тока независимого возбуждения (а) и пусковая диаграмма (б)

Построив естественные характеристики и назначив  $M_1 \leq M_{дон}$ , подбирают искусственные характеристики так, чтобы  $M_2 > M_c$ ; в примере указаны две пусковые ( $R_{\partial 1}$  и  $R_{\partial 1} + R_{\partial 2}$ ) и одна тормозная ( $R_{\partial 1} + R_{\partial 2} + R_n$ ) характеристики. Контакты контакторов  $B$  и  $H$  определяют направление вращения, контакты  $K_1$ ,  $K_2$  и  $K_n$ , размыкаясь, вводят в цепь соответствующие резисторы. Стрелками на диаграмме указан ход процессов пуска и реверса. Резисторы  $R_{\partial 1}$ ,  $R_{\partial 2}$  и  $R_n$  могут использоваться и в целях регулирования скорости.

### Регулирование координат изменением магнитного потока.

Схема включения двигателя для регулирования скорости изменением магнитного потока приведены на рис. 3.17. Будем полагать, что якорная цепь двигателя без каких-либо добавочных резисторов подключена к источнику с напряжением  $U = U_n$ , а цепь возбуждения питается от усилителя – возбудителя  $B$  (рис. 3.17) или в простейшем случае от того же источника через добавочный резистор. Нормальные электрические машины рассчитаны таким образом, что номинальному току возбуждения соответствует магнитный поток на колене кривой намагничивания. Типичная усредненная кривая намагничивания для ряда машин показана на рис. 3.18. Так как  $I_{\theta н}$  соответствует допустимому нагреву обмоток возбуждения, то при регулировании скорости в условиях продолжительной работы ток возбуждения можно только уменьшать.

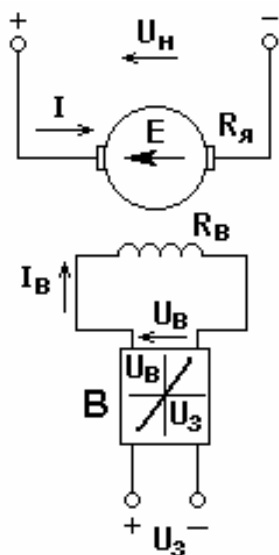


Рис. 3.17. Схема электропривода с регулированием скорости изменением магнитного потока

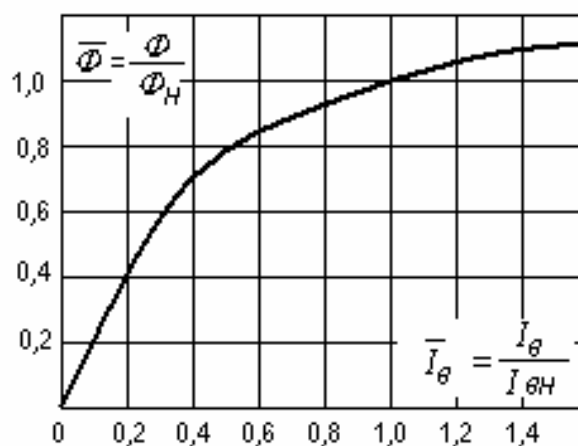


Рис. 3.18. Типичная кривая намагничивания машины постоянного тока

Электромеханические и механические характеристики двигателя при ослаблении поля показаны на рис. 3.19 (нерабочие участки изображены пунктирными линиями). Скорость

идеального холостого хода  $\omega_0 = \frac{U_n}{k\Phi}$  растет с уменьшением потока. Так как ток короткого

замыкания не зависит от степени ослабления поля, все электромеханические характеристики пересекаются в одной точке  $I_{к.з.} = \frac{U_H}{R_я}$  (следует помнить, что ток короткого замыкания для нормальных машин может во много раз превосходить допустимый). Момент короткого замыкания  $M_{к.з.} = kI_{к.з.}\Phi$  уменьшается с уменьшением потока (рис. 3.19,б).

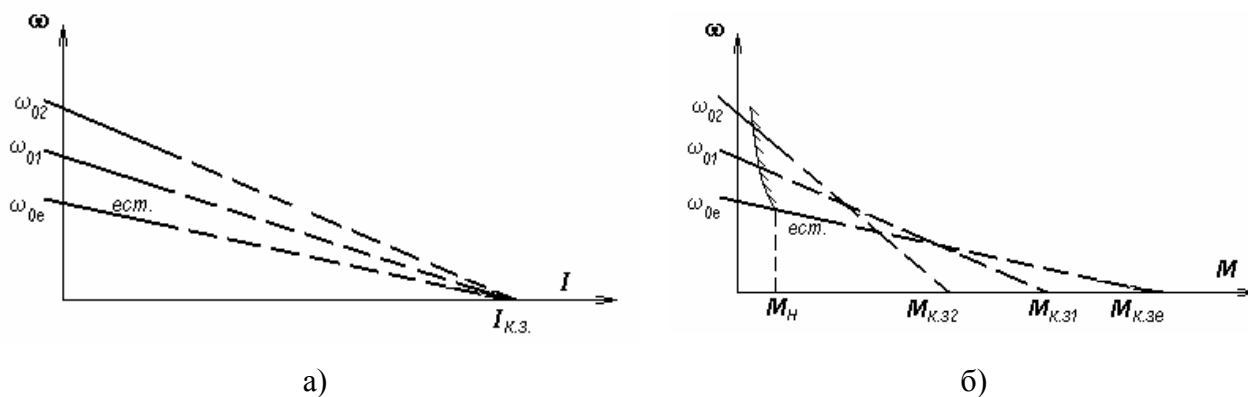


Рис. 3.19. Характеристики двигателя постоянного тока при ослаблении поля

При питании якорной цепи от источника тока изменение магнитного потока, как это следует из (3.7), позволяет регулировать момент от  $-M_H$  до  $+M_H$  при вертикальных механических характеристиках.

Произведем оценку регулирования изменением магнитного потока.

1. Регулирование скорости при  $U = const$  однозонное – вверх от основной скорости. Это главный недостаток способа, существенно ограничивающий область его применения. Способ обычно применяется в сочетании с другими, позволяющими регулировать скорость вниз от основной. Стабильность скорости относительно высокая – характеристики жесткие (следует помнить, что  $I_{к.з.} = (20-50)I_H$ ). Регулирование момента при  $I = const$  – в широких пределах от  $-M_H$  до  $+M_H$ .

2. Диапазон регулирования скорости может быть значительным – до (3-4):1.

3. Регулирование скорости плавное, можно получить характеристики, расположенные как угодно близко друг к другу.

4. В связи с тем, что регулирование скорости при  $U = const$  достигается уменьшением магнитного потока,  $M_{дон} = kI_H\Phi < M_H$  на искусственных характеристиках (линия со штриховкой на рис. 3.19,б. Из уравнения (3.4), в котором  $I = I_{дон} = I_H$ , следует:

$$k\Phi = \frac{U_H - I_H R_я}{\omega}$$

тогда

$$M_{дон} = I_H \frac{U_H - I_H R_я}{\omega}$$

или

$$P_{\text{дон}} = M_{\text{дон}}\omega = U_n I_n - I_n^2 R_{\text{я}} = \text{const},$$

то есть при данном способе регулирования неизменна допустимая мощность, снимаемая с вала машины на искусственных характеристиках.

5. Простота реализации рассматриваемого способа регулирования и отсутствие дополнительных элементов в силовой цепи, в которых рассеивается энергия, делают способ весьма эффективным с экономической точки зрения: регулирование не сопровождается дополнительными потерями энергии.

6. Капитальные затраты на регулирование также весьма низкие, что связано с малой мощностью цепи возбуждения, которая на 1,5-2 порядка меньше, чем мощность двигателя.

### Регулирование скорости изменением напряжения на якоре

Схема электропривода, обеспечивающая регулирование напряжения на якоре, показана на рис. 3.20,а. Этот способ регулирования предполагает использование силового управляемого преобразователя, установленная мощность которого превышает мощность двигателя. Из уравнений (3.4) и (3.5) следует, что при изменении  $U$  (в данном случае  $E_n$ ) пропорционально изменяется лишь  $\omega_0$ , а  $\Delta\omega$  не зависит от  $U$ , т.е. семейство искусственных характеристик при  $k\Phi = k\Phi_n = c$  – параллельные прямые с наклоном несколько большим чем у естественной характеристики двигателя, поскольку  $R = R_{\text{я}} + R_n$  – рис. 3.20,б; предполагается, что УП имеет двустороннюю проводимость.

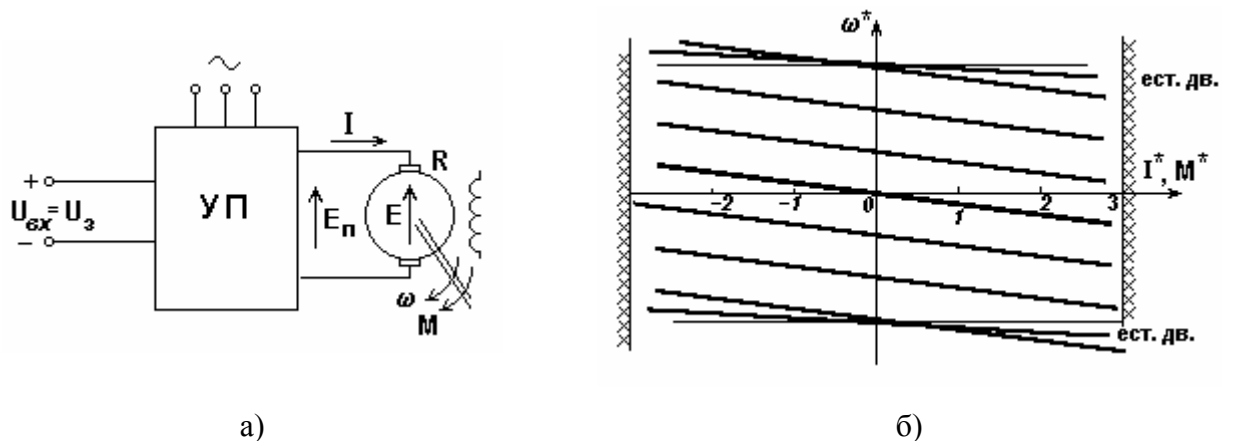


Рис. 3.20. Схема (а) и характеристики (б) при регулировании скорости двигателя постоянного тока изменением напряжения

Уравнения характеристик:

$$\omega = \frac{KU_{\text{вх}}}{c} - \frac{I(R_{\text{я}} + R_n)}{c}$$

и

$$\omega = \frac{KU_{ex}}{c} - \frac{M(R_{я} + R_{н})}{c^2}, \quad (3.20)$$

где  $K = \frac{E_n}{U_{ex}}$  – коэффициент передачи УП.

Свойства УП оказывают влияние на вид характеристик. Так, при использовании преобразователей с односторонней проводимостью ( $I > 0$ ) характеристики располагаются лишь в I и IV квадрантах.

Проведем оценку рассматриваемого способа регулирования скорости.

1. Регулирование однозонное, вниз от основной скорости.
2. Диапазон регулирования в разомкнутой структуре (8-10):1, стабильность скорости достаточно высокая.
3. Регулирование плавное.
4.  $M_{дон} = M_n$ , так как  $k\Phi = k\Phi_n = c$
5. Способ экономичен в эксплуатации, поскольку не используются дополнительные резисторы, рассеивающие энергию. Кроме того, как будет показано ниже, при управлении напряжением удастся существенно снизить потери энергии в переходных процессах и обеспечить наиболее благоприятное их протекание.
6. Капитальные затраты определяются типом используемого УП. Следует отметить, что при управлении напряжением отпадает необходимость в пусковых и тормозных резисторах с соответствующей коммутационной аппаратурой. Способ часто используется в сочетании с ослаблением поля и является основным при построении замкнутых структур электропривода.

### 3.7 Регулирование координат в замкнутых структурах

Наличие в электроприводе управляемого преобразователя, питающего якорную цепь или цепь возбуждения, имеющего один или несколько входов и достаточно высокий коэффициент передачи, открывает широкие возможности формирования требуемых искусственных характеристик за счет замыкания системы, т.е. подачи на вход как задающего сигнала, так и сигнала обратной связи по координате, которая должна регулироваться.

Принцип действия замкнутых систем автоматического регулирования координаты рассмотрим на нескольких простейших примерах.

#### *Система УП-Д, замкнутая по скорости*

Если жесткость характеристик в разомкнутой системе УП-Д оказывается недостаточной для какого-либо технологического процесса, она может быть повышена посредством

замыкания системы по скорости, т.е. использования *отрицательной обратной связи* по скорости – рис. 3.21,а.

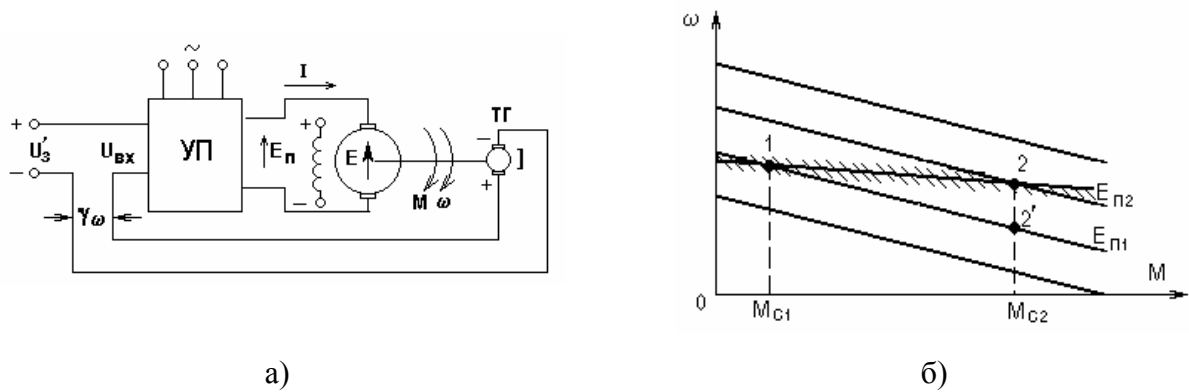


Рис. 3.21. Схема (а) и характеристики (б) электропривода постоянного тока, замкнутого по скорости

К разомкнутой системе (рис. 3.20,а) добавлен измерительный орган – тахогенератор ТГ, сигнал которого  $E_{ТГ} = \gamma\omega$  сравнивается с задающим сигналом  $U'_3$ , а разность  $U'_3 - \gamma\omega$  подается на вход преобразователя (отрицательная обратная связь по скорости). Благодаря этому ЭДС преобразователя теперь определяется не только заданием, но и фактической скоростью вращения. Пусть привод работал в т. 1 (рис. 3.21,б) а затем момент сопротивления увеличился до значения  $M_{c2}$ . В разомкнутой схеме этому изменению соответствовала бы точка 2', так как изменение  $M_c$  не приводило бы к изменению ЭДС преобразователя. В замкнутой системе уменьшение скорости повлечет за собой рост входного сигнала

$$U_{вх} = U'_3 - \gamma\omega, \quad (3.21)$$

то есть  $E_n$ , следовательно, при  $M_{c2}$  привод перейдет на характеристику, соответствующую  $E_{n2} > E_{n1}$  и будет работать в точке 2. В рассматриваемой схеме  $\omega_2 < \omega_1$ , так как увеличение  $U_{вх}$ , а значит и  $E_n$  возможно лишь за счет некоторого уменьшения  $\omega$ . Такие системы называют статическими, в отличие от астатических, где  $\Delta\omega = 0$ .

Получим уравнение механической характеристики в замкнутой системе. Для этого в уравнение (3.20) для разомкнутой системы подставим уравнение замыкания системы (3.21) и получим после простых преобразований:

$$\omega = \frac{KU'_3}{\alpha(1 + \frac{K\gamma}{c})} - \frac{MR_{\Sigma}}{c^2(1 + \frac{K\gamma}{c})}. \quad (3.22)$$

Приравняв выражение для  $\omega_0$  в замкнутой и разомкнутой системах, будем иметь:

$$U'_3 = U_3(1 + \frac{K\gamma}{c}),$$

то есть для получения одной и той же  $\omega_0$  задающее напряжение в замкнутой схеме должно быть взято большим.

Сравнив выражение для  $\Delta\omega$ , получим:

$$\Delta\omega_{зам} = \frac{\Delta\omega_{раз}}{1 + \frac{K\gamma}{c}}$$

то есть перепад скорости при одинаковых нагрузках в замкнутой системе уменьшился в  $(1 + \frac{K\gamma}{c})$  раз.

### Система УП-Д с нелинейной обратной связью по моменту.

Пусть требуется ограничить момент, развиваемый двигателем, некоторой предельной величины  $M_{пред}$ . В системе УП-Д эту задачу можно решить, снижая ЭДС преобразователя при достижении моментом величины  $M_{пред}$ . Как уже было показано выше, эта операция выполняется автоматически, если использовать соответствующую обратную связь. В данном случае целесообразно использовать обратную связь по моменту или по току, который ему пропорционален ( $\Phi = const$ ), причем эта связь должна вступать в действие лишь при достижении током некоторого заданного значения. Такие обратные связи называют нелинейными или связями с отсечкой. Простейшая схема системы УП-Д с отрицательной обратной связью по току с отсечкой показана на рис. 3.22,а.

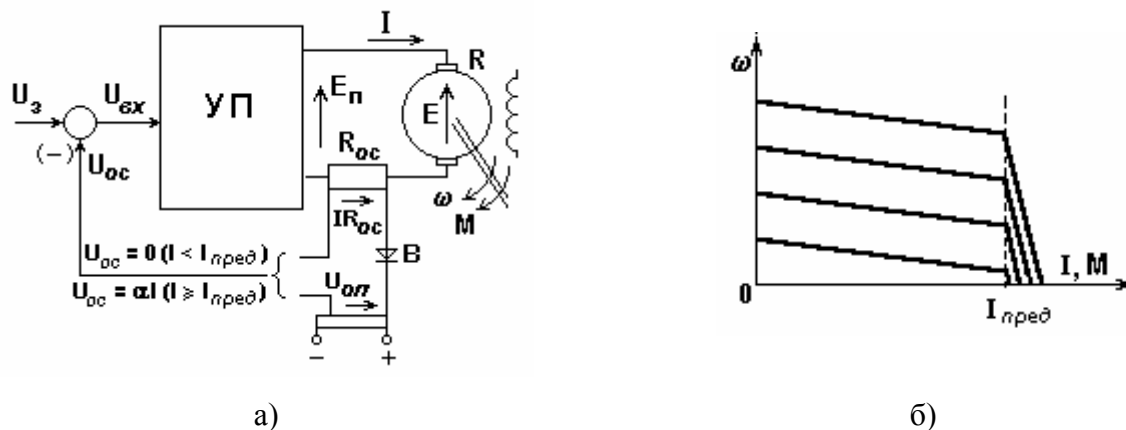


Рис. 3.22. Схема (а) и характеристики (б) электропривода постоянного тока с отрицательной обратной связью по току с отсечкой

На вход управляемого преобразователя при  $I < I_{пред}$  поступает лишь сигнал задания, поскольку сигнал обратной связи по току заперт вентилем В ( $IR_{oc} < U_{on}$ ). При достижении моментом величины  $M_{пред}$  отрицательная обратная связь по току начинает действовать, т.е.

$$U_{ex} = U_3 - \alpha I,$$

благодаря чему снижается  $E_n$  и рост момента ограничивается. Изменением  $U_3$  можно установить требуемую характеристику – рис. 3.22,б, а изменением  $U_{on}$  – задать нужный предельный момент.

### Замкнутая система источник тока – двигатель

При питании якорной цепи от неуправляемого источника тока ( $I=const$ ) электропривод, как отмечалось, обладает свойством управляемого по цепи возбуждения “источника момента”, т.е. имеет в разомкнутой структуре вертикальные механические характеристики. Это обстоятельство очень удобно для построения замкнутых структур: исключение действия ЭДС вращения позволяет просто формировать любые характеристики посредством использования соответствующих обратных связей. Покажем это на простых примерах. В схеме на рис. 3.23,а отрицательная обратная по скорости включена на возбудитель, имеющий характеристику с ограничением; напомним, что установленная мощность возбудителя много меньше мощности двигателя. В предположении, что характеристики  $\Phi(U_\theta)$  и  $U_\theta(U_{ex})$  на рабочих участках линейны, имеем:

$$M = KU_{ex},$$

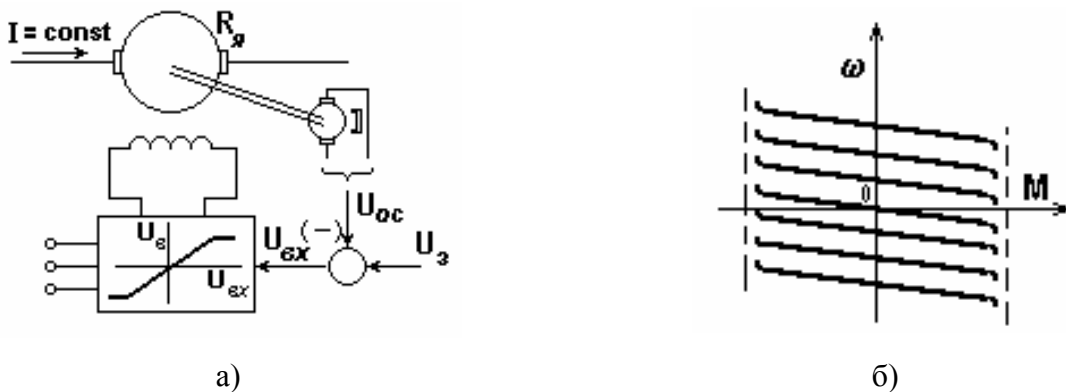


Рис. 3.23. Схема (а) и характеристики (б) системы источник тока – двигатель, замкнутой по скорости

но, в свою очередь,

$$U_{ex} = U_3 - U_{oc} = U_3 - \gamma\omega.$$

Решив уравнение относительно  $\omega$ , получим:

$$\omega = \frac{U_3}{\gamma} - \frac{M}{K\gamma}, \quad (3.23)$$

т.е. будем иметь семейство параллельных характеристик (рис. 3.23,б), ограниченных посредством характеристики возбудителя заданной величиной момента.

Использував отрицательную обратную связь по напряжению на якоре или в пренебрежении  $R_a$  – по ЭДС вращения – рис. 3.24,а, получим

$$U_{ex} = U_3 - \alpha E = U_3 - \frac{\alpha M \omega}{I} = U_3 - \alpha' M \omega,$$



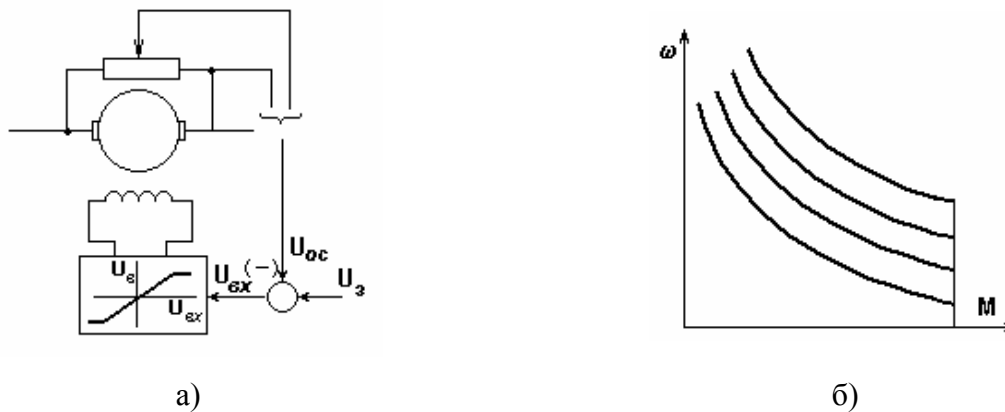


Рис. 3.24. Схема (а) и характеристики (б) системы источник тока – двигатель, замкнутой по напряжению на якоре

откуда, подставив в уравнение для момента, будем иметь:

$$\omega = \frac{U_3}{\alpha' M} - \frac{1}{K \alpha'}$$

Таким образом, в этой структуре механические характеристики имеют вид гипербол – рис. 3.24,б, т.е. стабилизируется мощность, развиваемая двигателем.

Приведенные примеры иллюстрируют богатые возможности получения искусственных механических характеристик любой требуемой формы посредством использования соответствующих обратных связей.

Следует отметить, что в системе источник тока – двигатель замыкание системы позволяет распространить экономный способ регулирования изменением магнитного потока на всю область  $\omega - M$ , т.е. сделать регулирование двухзонным, с широкими функциональными возможностями.

Однако, следует также иметь в виду, что рассмотренные приемы относятся лишь к получению статических характеристик и не учитывают динамических особенностей системы, которые в ряде случаев могут потребовать дополнительных усилий для получения удовлетворительных результатов.

### 3.8 Технические реализации. Применения

Управляемый преобразователь  $УП$  в электроприводах, регулируемых изменением напряжения, может быть выполнен на основе либо регулируемого электромашинного агрегата, либо управляемого выпрямителя.

В первом случае электропривод носит название “система генератор-двигатель” (Г-Д) – рис. 3.25. Это традиционное техническое решение, обычно применявшееся при значительных мощностях (сотни кВт и выше). ЭДС генератора  $G$ , вращаемого с практически неизменной скоростью  $\omega_2$  приводным асинхронным или синхронным двигателем  $ПД$ , служит источником питания якорной цепи двигателя  $Д$ . Поскольку

$$E_2 = k_2 \Phi_2 \omega_2,$$

то ее можно изменять, воздействуя на напряжение цепи возбуждения  $U_{вз} = U_{вх}$ .

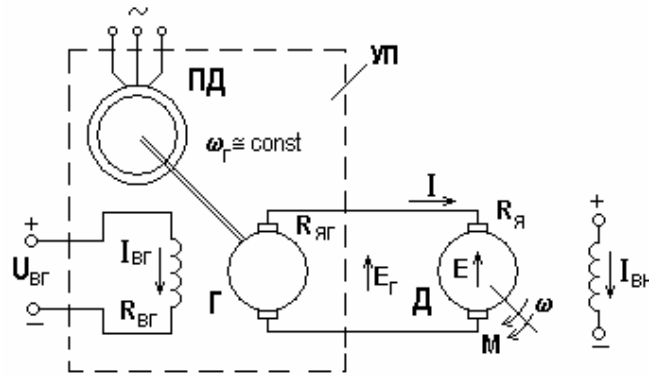


Рис. 3.25. Система генератор-двигатель

К очевидным и важным достоинствам такой реализации УП относятся двусторонняя проводимость генератора, т.е. естественная возможность работы во всех четырех квадрантах, отсутствие искажений питающей сети, высокий коэффициент мощности.

Недостатки – две дополнительные вращающиеся машины, необходимость обслуживать генератор, инерционность цепи управления.

Система Г-Д до настоящего времени находит применение в металлургии, мощных экскаваторах и т.п.

Во втором случае, ставшем в последние десятилетия основным, УП представляет собой статическое устройство – управляемый выпрямитель (рис. 3.26), собранный на тиристорах, включаемых схемой управления СУ с задержкой на угол  $\alpha$  против момента естественного включения, благодаря чему

$$E_\alpha = E_{\alpha 0} \cos \alpha,$$

где  $E_{\alpha 0}$  – среднее значение ЭДС неуправляемого выпрямителя ( $\alpha = 0$ ).

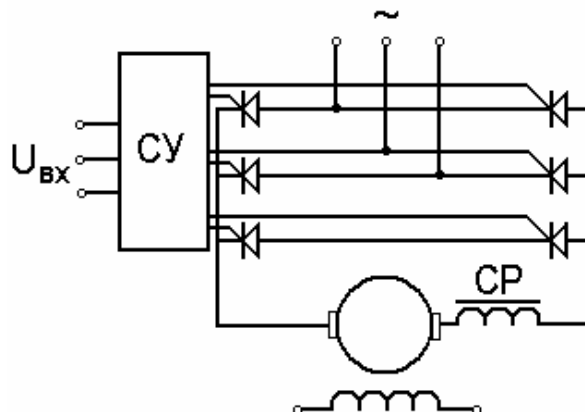


Рис. 3.26. Система управляемый выпрямитель (тиристорный преобразователь) – двигатель

В электроприводе используются все типы управляемых выпрямителей – однофазные, трехфазные, многофазные; мостовые и нулевые; нереверсивные и реверсивные.

Преимущества *УП*, выполненных таким образом, – отсутствие вращающихся машин, не требуют обслуживания, имеют высокое быстродействие. Недостатки – низкий коэффициент мощности

$$\cos \varphi \approx \cos \alpha ,$$

искажение напряжения питающей сети, трудно компенсируемое при значительных мощностях, необходимость в двух комплектах вентилях для работы в четырех квадрантах, необходимость в сглаживающих и уравнивающих реакторах, утяжеляющих конструкцию.

Система тиристорный преобразователь-двигатель (система *ТП-Д*) является штатным техническим решением практически везде, где используется электропривод постоянного тока и лишь в последние годы активно вытесняется частотно-регулируемым асинхронным электроприводом.

Источник тока ( $I = const$ ) в системе “источник тока – двигатель” также может быть организован на основе управляемого выпрямителя с сильной отрицательной обратной связью по току, и такое решение будет обладать всеми перечисленными выше недостатками.

Интересны параметрические источники тока, выполненные на основе резонансных *LC* – цепей. Рассмотрим кратко принцип действия таких источников тока – индуктивно-емкостных преобразователей (*ИЕП*) на примере схемы, показанной на рис. 3.27,а. Схема состоит из трех одинаковых реакторов переменного тока с реактивным сопротивлением  $x_L$  и трех одинаковых батарей конденсаторов с реактивным сопротивлением  $x_C$ . Точки *A, B, C* подключены к симметричной трехфазной сети переменного тока с напряжением  $U_{1л}$ ; к точкам *a, b, c* подключена нагрузка – три одинаковые резистора, соединенные в звезду, причем величина их сопротивления может изменяться от нуля до  $R_{2max}$ . В электроприводе нагрузкой является якорь двигателя, включенный через неуправляемый выпрямитель (рис. 3.27,б); то-

гда

$$I_d = \frac{I_2}{0,76}, \quad U_d = \frac{U_2}{0,44}.$$

Принцип действия ИЕП основан на явлении резонанса напряжений в цепи *L-C*. Пусть  $U_{1л} = const, f = const, x_L = x_C = x_{p.э}$ , активные сопротивления реакторов и конденсаторов пренебрежимо малы. Так как схема симметрична, рассмотрение проведем для одной фазы; токи и напряжения в других фазах будут иметь соответственно одинаковые амплитуды, но будут

сдвинуты по фазе на  $\frac{2\pi}{3}$ .

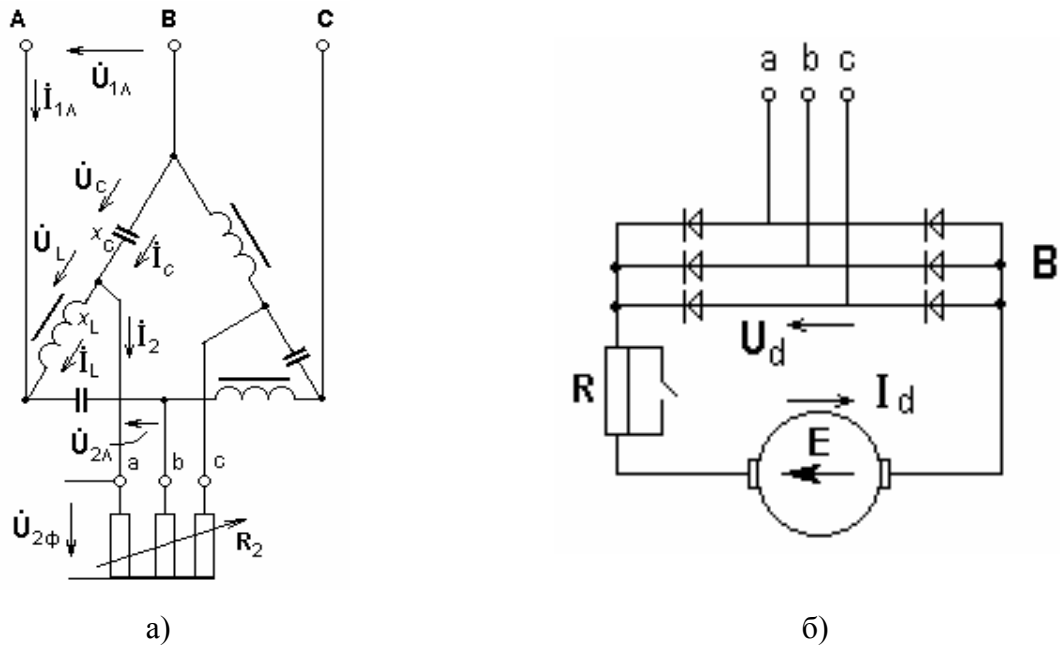


Рис. 3.27. . Схема индуктивно-емкостного преобразователя, нагруженного резисторами (а) и подключение двигателя (б)

Для схемы на рис. 3.27,а справедливы следующие уравнения, записанные в комплексных величинах:

$$\dot{U}_{1'} = \dot{U}_C + \dot{U}_L;$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_C - \dot{I}_L;$$

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{U}_C}{-jx_C};$$

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{U}_L}{jx_L}.$$

Решая эти уравнения, с учетом равенства реактивных сопротивлений получим:

$$\dot{I}_2 = j \frac{\dot{U}_{1'}}{\lambda_{p.э}}, \quad (3.25)$$

то есть ток  $I_2$  не зависит от величины  $R_2$ , а определяется лишь величинами  $U_{1л}$  и  $x_{p.э}$  – схема по отношению к нагрузке обладает свойствами источника тока.

Характеристики источника тока на рис. 3.27,а показаны на рис. 3.28 в относительных единицах; за базовые приняты  $I_2$  и  $U_{1ф}$ .

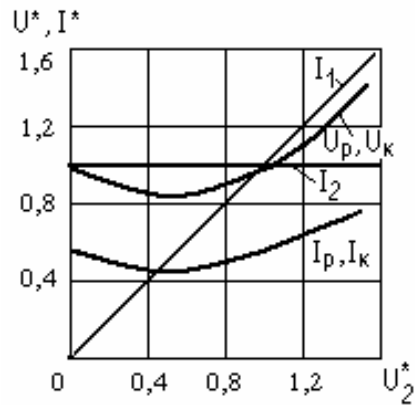


Рис. 3.28. Характеристики индуктивно-емкостного преобразователя

Рассмотренное устройство отличается простотой, высокой надежностью, высокими технико-экономическими показателями, мало искажает при работе на неуправляемый выпрямитель напряжение сети, не нуждается в трансформаторе для согласования напряжений сети и нагрузки.

Электроприводы по системе “источник тока – двигатель”, практически не известные за рубежом, успешно применяются в отечественной практике в установках, транспортирующих гибкую ленту, полосу, нить, жилу кабеля с поддержанием натяжения при любой скорости (кабельная, текстильная промышленность, металлургия), в специальных лебедках с дозированным усилием, в нагрузочных устройствах испытательных стендов для создания заданных условий нагружения испытываемых двигателей, муфт, трансмиссий и т.п.

Мы весьма подробно рассмотрели электроприводы постоянного тока, несмотря на то, что они в последние годы заметно сдали свои позиции. Если до недавнего времени практически все регулируемые электроприводы выполнялись как электроприводы постоянного тока, то, по мнению европейских экспертов, в 2000 году они составят лишь 15% всех регулируемых электроприводов: их место во многих применениях занимает частотно-регулируемый асинхронный электропривод.

Вместе с тем, изучение электропривода постоянного тока позволяет лучше понять некоторые общие вопросы: энергетические режимы, регулирование координат, ограничения, накладываемые на координаты и т.п. К тому же в современных регулируемых электроприводах переменного тока с векторным управлением стараются приблизить свойства к свойствам электропривода постоянного тока – и в этой части его изучение полезно.

## Глава четвертая

### ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

#### 4.1. Простые модели асинхронного электропривода

Принцип действия асинхронной машины в самом общем виде состоит в следующем: один из элементов машины – статор используется для создания движущегося с определенной скоростью магнитного поля, а в замкнутых проводящих пассивных контурах другого элемента – ротора наводятся ЭДС, вызывающие протекание токов и образование сил (моментов) при их взаимодействии с магнитным полем. Все эти явления имеют место при несинхронном – асинхронном движении ротора относительно поля, что и дало машинам такого типа название – асинхронные.

Статор обычно выполнен в виде нескольких расположенных в пазах катушек, а ротор – в виде “беличьей клетки” (короткозамкнутый ротор) или в виде нескольких катушек (фазный ротор), которые соединены между собой, выведены на кольца, расположенные на валу, и с помощью скользящих по ним щеток могут быть замкнуты на внешние резисторы.

Несмотря на простоту физических явлений и материализующих их конструктивов полное математическое описание процессов в асинхронной машине весьма сложно:

во-первых, все напряжения, токи, потокосцепления – переменные, т.е. характеризуются частотой, амплитудой, фазой или соответствующими векторными величинами;

во-вторых, взаимодействуют движущиеся контуры, взаимное расположение которых изменяется в пространстве;

в-третьих, магнитный поток нелинейно связан с намагничивающим током (проявляется насыщение магнитной цепи), активные сопротивления роторной цепи зависят от частоты (эффект вытеснения тока), сопротивления всех цепей зависят от температуры и т.п.

Рассмотрим самую простую модель асинхронной машины, пригодную для объяснения основных явлений в асинхронном электроприводе.

#### ***Принцип получения движущегося магнитного поля***

Пусть на статоре расположен виток (катушка)  $A-X$  (рис. 4.1,а,б), по которому протекает переменный ток  $i_A = I_m \sin \omega t$ ;  $\omega = 2\pi f$ . МДС  $F_A$ , созданная этим током, будет пульсировать по оси витка

$$F_A = F_m \sin \omega t$$

(горизонтальные штриховые стрелки на рис. 4.1,в). Если добавить виток (катушку)  $B-Y$ , расположенный под углом  $90^\circ$  к  $A-X$ , и пропускать по нему ток  $i_B = I_m \cos \omega t$ , то МДС  $F_B$  будет пульсировать по оси этого витка (вертикальные стрелки):

$$F_B = F_m \cos \omega t.$$

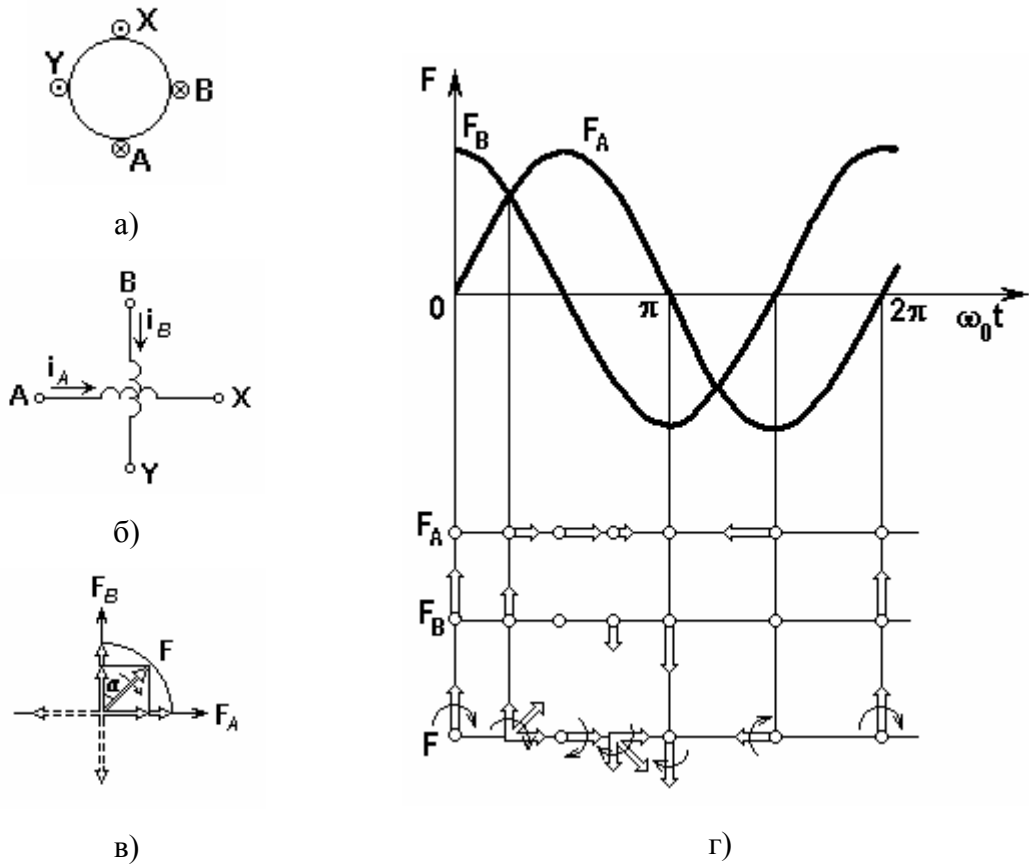


Рис. 4.1. К образованию вращающегося магнитного поля в машине

Вектор результирующей МДС имеет модуль

$$F = \sqrt{F_A^2 + F_B^2} = F_m = \text{const.}$$

Его фаза  $\alpha$  определится из условия

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{F_A}{F_B} = \operatorname{tg} \omega t.$$

Таким образом, вектор результирующей МДС при принятых условиях, т.е. при сдвиге двух витков в пространстве в  $\frac{\pi}{2}$  и при сдвиге токов во времени на  $\frac{\pi}{2}$ , вращается с угловой скоростью  $\omega = 2\pi f_1$ , где  $f_1$  – частота токов в витках.

В общем случае для машины, имеющей  $p$  пар полюсов ( $p=1,2,3\dots$ ), синхронная угловая скорость  $\omega_0$ , рад/с, т.е. скорость поля, определится как

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}; \quad (4.1)$$

для частоты вращения  $n_0$ , об/мин, будем иметь:

$$n_0 = \frac{60 f_1}{p}, \quad (4.2)$$

т.е. при питании от сети  $f_1=50\text{Гц}$  синхронная частота вращения может быть 3000, 1500, 1000, 750, 600... об/мин в зависимости от конструкции машины.

Выражения (4.1) и (4.2) имеют принципиальный характер: они показывают, что для данной машины имеется лишь одна возможность изменять скорость поля – изменять частоту источника питания  $f_1$ .

### Процессы при $\omega = \omega_0$

Пусть ротор вращается со скоростью  $\omega_0$ , т.е. его обмотки не пересекают силовых линий магнитного поля и он не оказывает существенного влияния на процессы.

В весьма грубом, но иногда полезном приближении можно представить обмотку фазы статора как некоторую идеальную катушку, к которой приложено переменное напряжение  $u_1 = U_{m1} \sin \omega t$ . Мы будем дальше либо обозначать его и другие синусоидально изменяющиеся переменные соответствующими заглавными буквами, если интерес представляют лишь их действующие значения, либо будем добавлять точку вверху, показывая тем самым, что речь идет о временном векторе, имеющем амплитуду  $U_m = \sqrt{2}U$  и фазу  $\varphi$ .

Очевидно, что приложенное напряжение  $\dot{U}_1$  уравнивается ЭДС самоиндукции  $\dot{E}_1$  (рис. 4.2, а, б)

$$E_1 = 4,44 \Phi f_1 w_1 k_{об} , \quad (4.3)$$

где  $w$  – число витков обмотки;  $k_{об}$  – коэффициент, зависящий от конкретного выполнения обмотки.

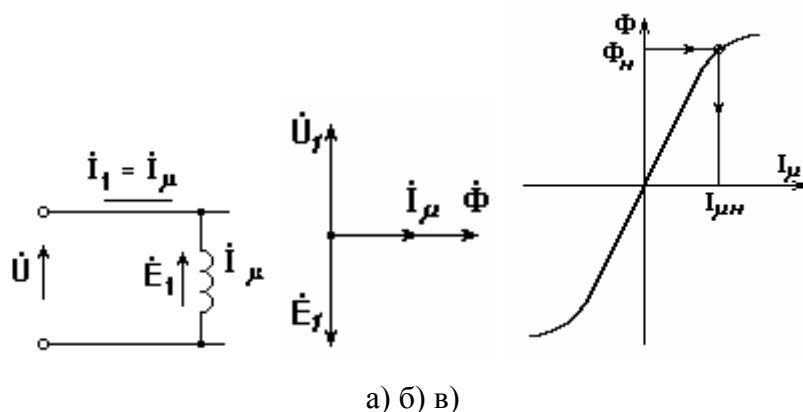


Рис. 4.2. Идеализированная модель асинхронной машины при  $\omega = \omega_0$  (а), векторная диаграмма (б) и кривая намагничивания (в)

Можно приближённо считать, что магнитный поток определяется приложенным напряжением, частотой и параметрами обмотки:

$$\Phi \approx \frac{U_1}{4,44 f_1 w_1 k_{об}} \equiv \frac{U_1}{f_1} . \quad (4.4)$$



Ток в обмотке (фазе) статора – ток намагничивания определится при этом лишь магнитным потоком и характеристикой намагничивания машины (рис. 4.2,в):

$$I_1 = I_{10} = I_\mu$$

В серийных машинах при  $U_1=U_{1н}$  и  $f_1=f_{1н}$ , т.е. при номинальном магнитном потоке ток холостого хода  $I_{10}$  составляет обычно 30% – 40% от номинального тока статора  $I_{1н}$ .

### **Процессы под нагрузкой**

При нагружении вала  $\omega \neq \omega_0$ ; отличие скоростей  $\omega$  и  $\omega_0$  принято характеризовать скольжением

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \quad (4.5)$$

Теперь в роторной цепи появится ЭДС  $E'_2$ , наведенная по закону электромагнитной индукции и равная

$$E'_2 = E_1 s; \quad (4.6)$$

штрихом здесь и далее отмечены приведенные величины, учитывающие неодинаковость обмоток статора и ротора. Частота наведенной ЭДС составляет

$$f_2 = f_1 s \quad (4.7)$$

Ток  $I'_2$  в роторной цепи, обладающей сопротивлением  $R'_2$  и индуктивностью  $L'_2$ , определится как

$$I'_2 = \frac{E'_2}{\sqrt{(R'_2)^2 + (2\pi f_2 L'_2)^2}}$$

или после простых преобразований

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(R'_2/s)^2 + (X'_2)^2}}, \quad (4.8)$$

где  $X'_2$  – индуктивное сопротивление рассеяния вторичной цепи при частоте  $f_1$ .

Мы получили уравнение, соответствующее традиционной схеме замещения фазы асинхронного двигателя – рис. 4.3, в которой учтены и параметры статора  $R_1$  и  $X_1$ . Эта простая модель пригодна для анализа установившихся режимов при симметричном двигателе с симметричным питанием.

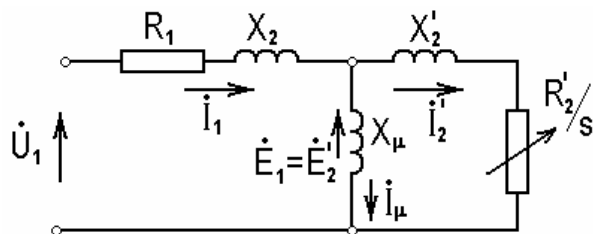


Рис. 4.3. Схема замещения фазы асинхронного двигателя

#### 4.2 Механические характеристики. Энергетические режимы

Для получения механической характеристики ещё более упростим модель – вынесем контур намагничивания на зажимы – рис. 4.4,а, как это часто делается в курсе электрических машин.

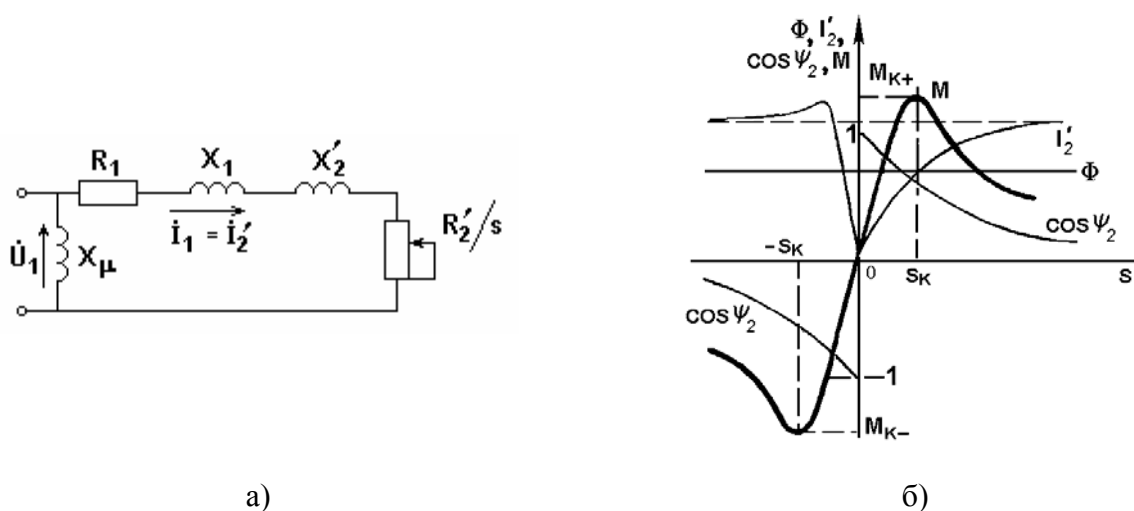


Рис. 4.4. Упрощенная схема замещения (а) и характеристики асинхронной машины (б)

Поскольку

$$M = k\Phi I_{2a} = k\Phi I_2 \cos \psi_2,$$

где  $I_{2a}$  – активная составляющая тока ротора,

$\psi_2$  – угол между  $\dot{E}_2$  и  $\dot{I}_2$ ,

качественное представление о механической характеристике  $M(s)$  можно получить, проследив зависимость каждого из трех сомножителей от  $s$ .

Магнитный поток  $\Phi$  в первом приближении в соответствии с (4.4) не зависит от  $s$  – рис.

4.4,б. Ток ротора (4.8) равен нулю при  $s = 0$  и асимптотически стремится к  $U_1/X_2'$  при  $s \rightarrow$

$\pm\infty$  – рис. 4.4,б. Последний сомножитель легко определить по схеме замещения:

$$\cos \psi_2 = \frac{R_2'/s}{\sqrt{(R_2'/s)^2 + (X_2')^2}};$$

$\cos\psi_2$  близок к  $\pm 1$  при малых  $s$  и асимптотически стремится к нулю при  $s \rightarrow \pm\infty$ . Момент, как произведение трех сомножителей, равен нулю при  $s = 0$  ( $\omega = \omega_0$  – идеальный холостой ход), достигает положительного  $M_{\kappa+}$  и отрицательного  $M_{\kappa-}$  максимумов – критических значений при некоторых критических значениях скольжения  $\pm s_{\kappa}$ , а затем при  $s \rightarrow \pm\infty$  стремится к нулю за счет третьего сомножителя.

Уравнение механической характеристики получим, приравняв потери в роторной цепи, выраженные через механические и через электрические величины. Мощность, потребляемая из сети, если пренебречь потерями в  $R_1$ , примерно равна электромагнитной мощности:

$$P_1 \approx P_{эм} = M\omega_0,$$

а мощность на валу определяется как

$$P_2 = M\omega.$$

Потери в роторной цепи составят

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 \approx M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 s = P_1 s \quad (4.9)$$

или при выражении их через электрические величины

$$\Delta P_2 = 3(I_2')^2 R_2',$$

откуда

$$M = \frac{3(I_2')^2 R_2'}{\omega_0 s}.$$

Подставив в последнее выражение  $I_2'$  из (4.8) и найдя экстремум функции  $M=f(s)$  и соответствующие ему  $M_{\kappa}$  и  $s_{\kappa}$ , будем иметь:

$$M_{\kappa} = \frac{2M_{\kappa}(1 + as_{\kappa})}{\frac{s}{s_{\kappa}} + \frac{s_{\kappa}}{s} + 2as_{\kappa}}, \quad (4.10)$$

где  $a=R_1/R_2'$ :

$$M_{\kappa} = \frac{3U^2}{2\omega_0 \left[ R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} \right]}; \quad (4.11)$$

$$s_{\kappa} = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}}. \quad (4.12)$$

На практике иногда полагают, что  $a = 0$ , т.е. пренебрегают активным сопротивлением обмоток статора. Это обычно не приводит к существенным погрешностям при  $P_n > 5$  кВт, однако может неоправданно ухудшить модель при малых мощностях. При  $a = 0$  выражения (4.10) – (4.12) имеют вид:

$$M = \frac{2M_{\kappa}}{\frac{s}{s_{\kappa}} + \frac{s_{\kappa}}{s}}; \quad (4.10,а)$$

$$M_{\kappa} = \frac{3U_1^2}{(2\omega_0 X_{\kappa})}; \quad (4.11,а)$$

$$s_{\kappa} = \frac{R'_2}{X_{\kappa}}, \quad (4.12,а)$$

где  $X_{\kappa} = X_1 + X_2'$  – индуктивное сопротивление рассеяния машины.

В уравнении (4.10,а) при  $s \ll s_{\kappa}$  можно пренебречь первым членом в знаменателе и получить механическую характеристику на рабочем участке в виде

$$M \approx \frac{2M_{\kappa}s}{s_{\kappa}}. \quad (4.13)$$

Как следует из рис. 4.4,б и выражений (4.10) и (4.10,а), жесткость механической характеристики асинхронных двигателей переменна, на рабочем участке  $\beta < 0$ , а при  $|s| > |s_{\kappa}|$  – положительна.

Асинхронный электропривод как и электропривод постоянного тока, может работать в двигательном и трех тормозных режимах с таким же, как в электроприводе постоянного тока распределением потоков энергии – рис. 4.5.

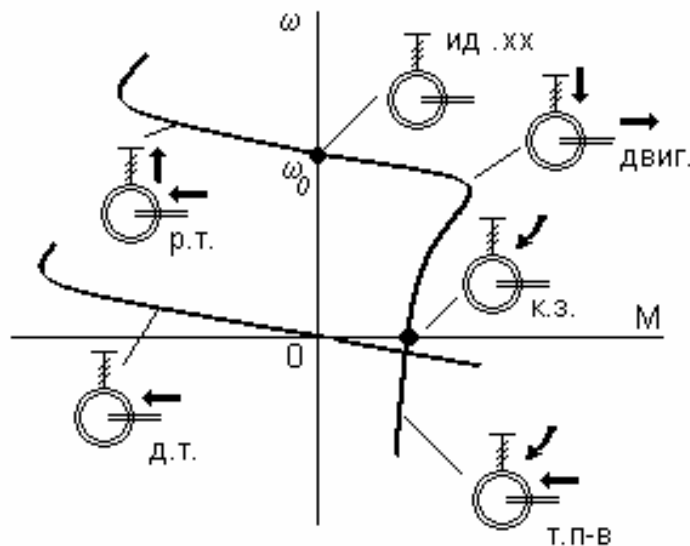


Рис. 4.5. Энергетические режимы асинхронного электропривода

Рекуперативное торможение (р.т.) осуществляется при вращении двигателя активным моментом со скоростью  $\omega > \omega_0$ . Этот же режим будет иметь место, если при вращении ротора со скоростью  $\omega$  уменьшить скорость вращения поля  $\omega_0$ . Роль активного момента здесь будет выполнять момент инерционных масс вращающегося ротора.

Для осуществления торможения противовключением (т. п-в) необходимо поменять местами две любые фазы статора – рис. 4.6. При этом меняется направление вращения поля, машина тормозится в режиме противовключения, а затем реверсируется.

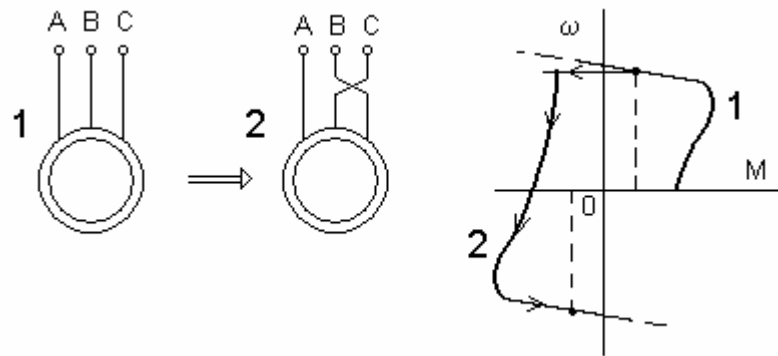


Рис. 4.6. Реверс асинхронного двигателя

Специфическим является режим динамического торможения, которое представляет собою генераторный режим отключенного от сети переменного тока асинхронного двигателя, к статору которого подведен постоянный ток  $I_n$ . Этот режим применяется в ряде случаев, когда после отключения двигателя от сети требуется его быстрая остановка без реверса.

Постоянный ток, подводимый к обмотке статора, образует неподвижное в пространстве поле. При вращении ротора в его обмотке наводится переменная ЭДС, под действием которой протекает переменный ток. Этот ток создает также неподвижное поле.

Складываясь, поля статора и ротора образуют результирующее поле, в результате взаимодействия с которым тока ротора возникает тормозной момент. Энергия, поступающая с вала двигателя, рассеивается при этом в сопротивлениях роторной цепи.

В режиме динамического торможения поле статора неподвижно скольжение записывается как

$$s = \frac{\omega}{\omega_0}$$

и справедливы соотношения для механической характеристики аналогичные (4.10,а) – (4.12,а):

$$M = \frac{2M_{к.м}}{\frac{s}{s_{к.м}} + \frac{s_{к.м}}{s}}, \quad (4.14)$$

$$M_{к.м} = \frac{3I_{экв}^2 X_{\mu}^2}{2\omega_0(X_{\mu} + X_2')}, \quad (4.15)$$

где  $I_{экв} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_n$  при соединении обмоток статора в звезду

и  $I_{\text{экр}} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_n$  при соединении обмоток статора в треугольник;

$$s_{к.м} = \frac{R'_2}{X_{\mu} + X'_2}. \quad (4.16)$$

Так как при ненасыщенной машине  $X_{\mu} \gg X'_2$ , критическое скольжение в режиме динамического торможения  $s_{к.м}$  существенно меньше  $s_{к.}$ .

### 4.3. Номинальные данные

На шильдике или в паспорте асинхронного двигателя обычно указаны номинальные линейные напряжения при соединении обмоток в звезду и треугольник  $U_{1\lambda}/U_{н\Delta}$ , токи  $I_{1\lambda}/I_{1\Delta}$ , частота  $f_{1н}$ , мощность на валу  $P_n$ , частота вращения  $n_n$ . КПД  $\eta_n$ ,  $\cos\varphi_n$ .

Для двигателей с короткозамкнутым ротором в каталоге приводятся кратности пускового тока  $k_I = \frac{I_{1п}}{I_{1н}}$ , пускового момента  $k_M = \frac{M_n}{M_n}$ , критического момента  $\lambda = \frac{M_{к.}}{M_n}$ , иногда – типовые естественные характеристики.

Для двигателей с фазным ротором указывается ЭДС на разомкнутых кольцах заторможенного ротора  $E_{2н}$  при  $U_{1н}$  и номинальный ток ротора  $I_{2н}$ .

Приводимых в каталоге данных недостаточно, чтобы определить по ним параметры схемы замещения и пользоваться ей при всех расчетах, однако по каталожным данным можно построить естественную электромеханическую и механическую характеристики, воспользовавшись несколькими опорными точками – рис. 4.7.

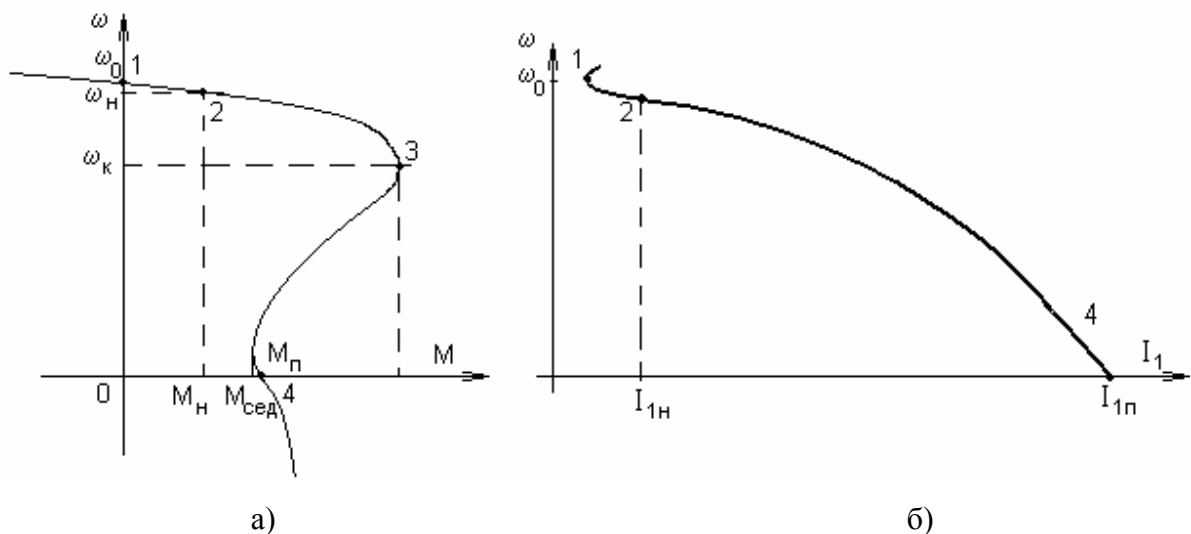


Рис. 4.7. К построению естественных характеристик асинхронного двигателя с к.з. ротором

Точка 1 ( $\omega = \omega_0, M = 0, I_1 = I_{xx} \approx 0,35I_{1H}$ ) получится из ряда  $n_0=3000, 1500, 1000,$

750, 600 об/мин как ближайшая большая к  $n_n$ ;  $\omega_0 = \frac{\pi n_0}{30}$ .

Точка 2 – номинальная.

Для определения точки 3 ( $\omega = \omega_k, M = M_k$ ) нужно рассчитать  $M_H = \frac{P_H}{\omega_H}$ , опреде-

лить  $M_k = \lambda M_H$  и вычислить  $s_k$  по (4.10) или (4.10,а), подставив в эти уравнения  $M_H$  и

$$s_H = \frac{\omega_0 - \omega_H}{\omega_0}.$$

Точка 4 ( $\omega = 0, M = M_n, I_1 = I_{1n}$ ) рассчитывается непосредственно по каталожным дан-  
ным.

Современные двигатели с короткозамкнутым ротором проектируют так, чтобы иметь повышенный пусковой момент  $M_n$ , и в некоторых каталогах указывают так называемый “седловой” момент  $M_{сед}$  – рис. 4.7,а.

Некоторое представление о характеристиках современных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором можно получить из следующих данных:

$s_n=0,01-0,05$  (меньшие значения у двигателей большей мощности – сотни кВт);

$k_I=5-7$ ;

$k_M=1,3-1,6$ ;

$\lambda = 1,8 - 3,0$ .

Как следует из этих данных, естественные свойства асинхронных двигателей весьма неблагоприятны: малый пусковой момент, большой пусковой ток и самое главное – ограниченные возможности управления координатами.

#### 4.4. Двигатели с короткозамкнутым ротором – регулирование координат.

Двигатели с короткозамкнутым ротором – самые распространенные электрические машины – до недавнего времени использовались лишь в нерегулируемом электроприводе поскольку практически единственная возможность эффективно регулировать скорость – изменить частоту напряжения, приложенного к старторным обмоткам, была технически трудно реализуема. Сейчас, благодаря успехам электроники, ситуация кардинально изменилась, и частотно-регулируемый электропривод – рис. 4.8,а стал основным типом регулируемого электропривода.

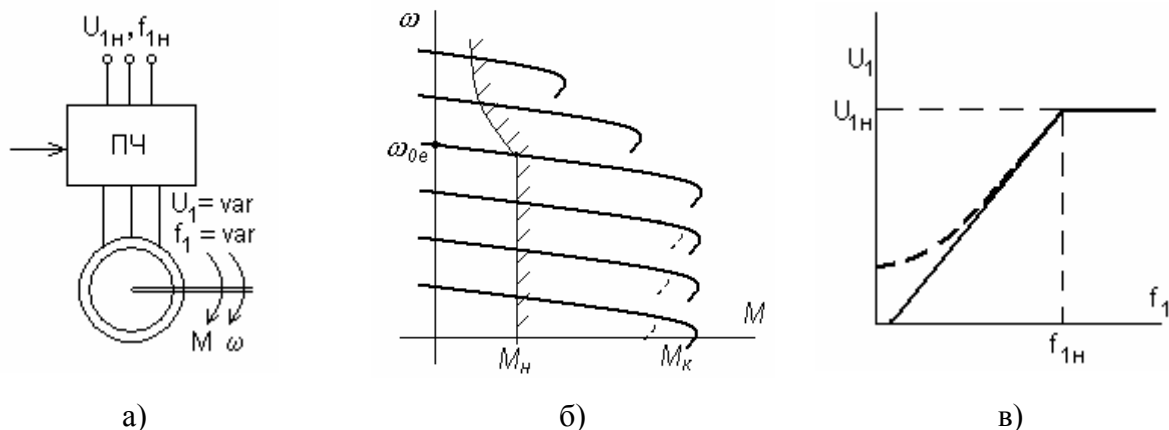


Рис. 4.8. Схема частотно-регулируемого электропривода (а), механические характеристики (б), зависимость напряжения от частоты (в)

### Частотное регулирование.

Как следует из (4.1)  $\omega_0$  пропорциональна частоте  $f_1$  и не зависит для данной машины от каких-либо других величин. Вместе с тем, изменяя  $f_1$ , следует заботиться об амплитуде напряжения: при уменьшении  $f_1$  для сохранения магнитного потока на некотором, например, номинальном уровне в соответствии с (4.4) следует изменять  $E_1 \approx U_1$  так, чтобы

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1H}}{f_{1H}} = const.$$

При увеличении частоты от номинальной при  $U_1=U_{1H}$  поток в соответствии с (4.4) будет уменьшаться.

Как следует из (4.11,а), в пренебрежении  $R_1$ , т.е. в предположении, что  $E_1 \approx U_1$ , критический момент также пропорционален  $\frac{U_1}{f_1}$ , тогда как критическое скольжение  $s_k$  обратно пропорционально  $f_1$ .

Механические характеристики при частотном регулировании в предположении, что  $E_1=U_1$ , показаны на рис. 4.8,б.

Сопротивление цепи статора, которым мы пренебрегаем, оказывает влияние на характеристики особенно малых машин (киловатты) – пунктир на рис. 4.8,б, поскольку при снижении частоты  $E_1 < U_1$ . Для компенсации этого влияния обычно несколько увеличивают напряжение при низких частотах – пунктир на рис. 4.8,в.

Проведем оценку частотного регулирования скорости по введенным ранее показателям

1. Регулирование двухзонное – вниз ( $\frac{U_1}{f_1} \approx const$ ) и вверх ( $U_1=U_{1H}, f_1 > f_{1H}$ ) от основной скорости.



2. Диапазон регулирования в разомкнутой структуре (8-10):1. Стабильность скорости – высокая.
3. Регулирование плавное.
4. Допустимая нагрузка –  $M=M_n$  при регулировании вниз от основной скорости ( $\Phi \approx const$ ),  $P = P_n$  при регулировании вверх ( $\Phi < \Phi_n$ ).
5. Способ экономичен в эксплуатации – нет дополнительных элементов, рассеивающих энергию; как будет показано далее, малы потери в переходных процессах. Несомненное достоинство – гибкость управления координатами в замкнутых структурах. Современные методы так называемого векторного управления обеспечивают частотно-регулируемому электроприводу практически те же свойства по управляемости, которые имеет самый совершенный электропривод постоянного тока.
6. Способ требует использования преобразователя частоты (ПЧ) – устройства, управляющего частотой и амплитудой выходного напряжения. Такие устройства – совершенные и доступные – появились в последнее десятилетие, однако они ещё сравнительно дороги – около 100 USD/кВт в 1999 г. Принцип построения современных ПЧ рассмотрен далее.

### Параметрическое регулирование

Отсутствие до недавнего времени доступного и качественного преобразователя частоты приводило к поиску других решений, одно из которых – изменение  $U_1$  при  $f_1 = f_{1n} = const$  – рис. 4.9,а.

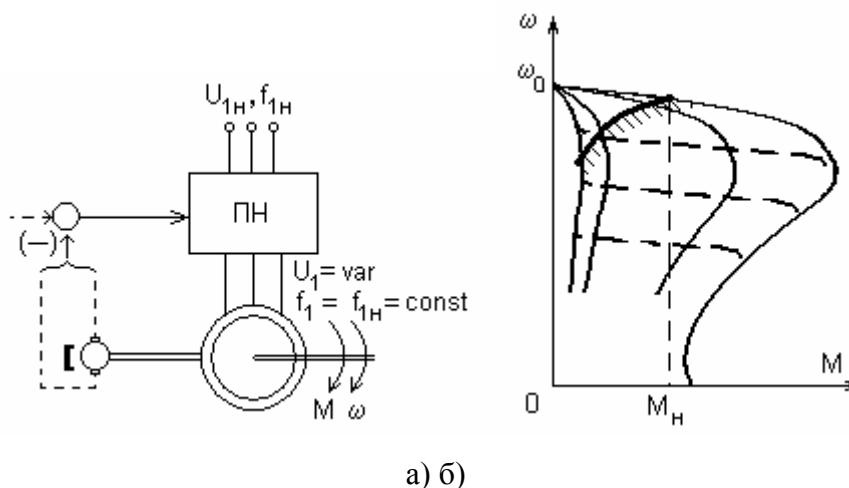


Рис. 4.9. Схема (а) и механические характеристики (б) асинхронного электропривода с параметрическим регулированием

Как следует из (4.11,а), критический момент при таком регулировании будет снижаться пропорционально  $U_1^2$ , критическое скольжение в соответствии с (4.12,а) останется неизменным – сплошные линии на рис. 4.9,б. В замкнутой по скорости структуре – пунктир на рис. 4.9,а – можно получить характеристики, показанные на рис. 4.9,б пунктиром, т.е. способ внешне выглядит весьма привлекательно.

Проведём его оценку.

1. Регулирование однозонное – вниз от основной скорости

2. Диапазон регулирования в замкнутой структуре (3-4):1; стабильность скорости удовлетворительная.

3. Плавность высокая.

4. Допустимая нагрузка резко снижается с уменьшением скорости, поскольку магнитный поток  $\Phi \equiv U_1$  при  $f_1 = const$ . Рассмотрим это важное обстоятельство подробнее, воспользовавшись выражением для потерь в роторной цепи (4.9). Допустимыми в продолжительном режиме потерями можно считать номинальные  $\Delta P_{2H} = M_H \omega_0 s_H$ , допустимые потери при регулировании определяются как  $\Delta P_{don} = M_{don} \omega_0 s$ . Приравняв выражения для потерь, получим

$$M_{don} = \frac{M_H s_H}{s}, \quad (4.17)$$

т.е. даже для специального двигателя с повышенным скольжением (очевидно невыгодного)  $s_H' = 0,06$  вместо стандартного  $s_H = 0,03$  снижение скорости всего на 20% ( $s = 0,2$ ) потребует снижения момента в 3 раза – рис. 4.9,б.

5. Таким образом, рассмотренный способ регулирования очевидно неэффективен для использования в продолжительном режиме. Даже для самой благоприятной нагрузке – вентиляторной ( $M \equiv \omega^2$ ) необходимо двух-трехкратное завышение установленной мощности двигателя с повышенным скольжением, интенсивный внешний обдув.

Важно отметить, что выражение (4.17) универсально для двигателей с короткозамкнутым ротором при  $\omega_0 = const$ , и все попытки обойти это ограничение каким – либо “хитрым” способом, кстати, все еще предпринимаемые, – бесперспективны.

Способ регулирования скорости изменением напряжения может в ряде случаев использоваться для кратковременного снижения скорости, а система ПН-АД очень полезна и эффективна для снижения пусковых токов, для экономии энергии при недогрузках.

6. Преобразователь напряжения ПН – простое устройство в 3-4 более дешевое, чем преобразователь частоты, и именно эта особенность системы ПН-АД приводила в ряде случаев к её неоправданному применению.

Кроме изложенных способов регулирования координат двигателей с короткозамкнутым ротором для этой цели используются иногда специальные двигатели с переключением обмоток статора, изменяющим число пар полюсов, т.е. в соответствии с (4.1) ступенчато регулирующие  $\omega_0$ . Эти двигатели тяжелы, дороги, привод требует дополнительной переключающей аппаратуры и в связи с этим проигрывает современному частотно-регулируемому электроприводу.

#### 4.5. Двигатели с фазным ротором – регулирование координат

Дополнительные возможности управлять координатами асинхронного электропривода появляются, если ротор выполнен не короткозамкнутым, а *фазным*, т.е. если его обмотка состоит из катушек, похожих на статорные, соединенных между собой и выведенных на кольца, по которым скользят щетки, связанные с внешними устройствами. Схематически трехфазная машина с фазным ротором показана на рис. 4.10,а. Фазный ротор обеспечивает дополнительный канал, по которому можно воздействовать на двигатель, – в этом его очевидное достоинство, но очевидна и плата за него: существенное усложнение конструкции, бóльшая стоимость, наличие скользящих контактов. Именно эти негативные особенности привели к тому, что в общем объеме производства асинхронные двигатели с фазным ротором составляют небольшую долю.

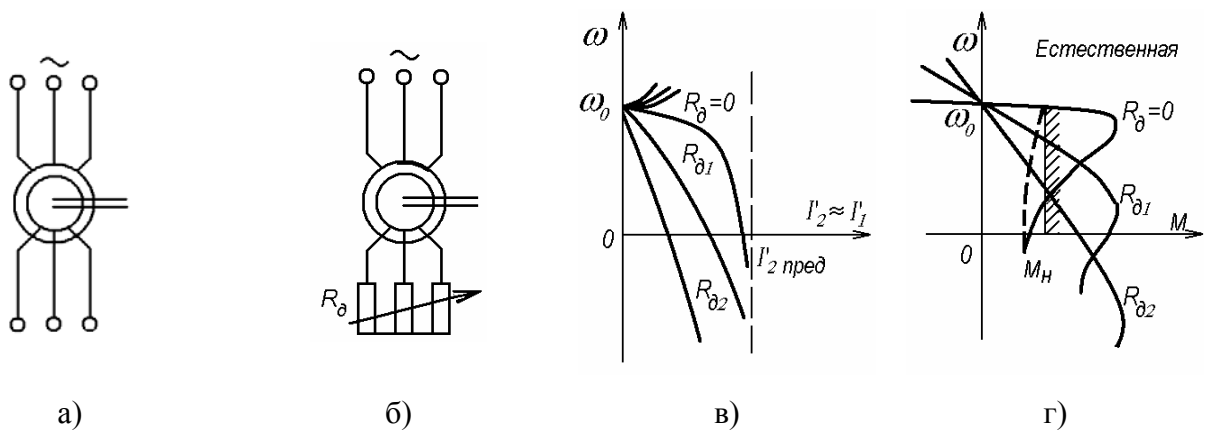


Рис. 4.10. Асинхронный двигатель с фазным ротором (а), схема (б) и характеристики (в) и (г) реостатного регулирования

К щеткам на кольцах в цепи ротора можно подключать как пассивные цепи, например, резисторы, так и активные, содержащие источники энергии; последняя возможность широко используется в электроприводах большой мощности (сотни – тысячи киловатт).

##### **Реостатное регулирование.**

Как и в электроприводе постоянного тока это простейший способ регулирования: в каждую фазу ротора включают одинаковые резисторы с сопротивлением  $R_\delta$  – рис. 4.10,б. Тогда общее активное сопротивление фазы ротора составит  $R_2 = R_p + R_\delta$ , а искусственные характеристики приобретут вид, представленный на рис. 4.10,в,г: предельное значение тока ротора  $I'_{2\text{ пред}}$  и критический момент  $M_k$  в соответствии с (4.8) и (4.11) не изменяется, а  $s_k$  в соответствии с (4.12) растет пропорционально  $R_2$ :

$$\frac{s_{к.и}}{s_{к.е}} = \frac{R'_p + R'_\delta}{R'_p} = \frac{R_p + R_\delta}{R_p}. \quad (4.18)$$

Последнее соотношение для критического скольжения, очевидно, выполняется и для скольжения при любом  $M = const$ , оно похоже на (3.16), а реостатные механические характе-

ристики похожи на таковые для двигателя постоянного тока. Показатели реостатного регулирования скорости асинхронных двигателей с фазным ротором практически те же, что у электропривода постоянного тока.

1. Регулирование однозонное – вниз от основной скорости.

2. Диапазон регулирования (2-3):1, стабильность скорости низкая.

3. Регулирование ступенчатое. С целью устранения этого недостатка иногда используются схемы, в которых роторный ток выпрямляется и сглаживается реактором, а резистор, включаемый за выпрямителем, шунтируется управляемым ключом – транзистором с управляемой скважностью, благодаря чему достигается плавность регулирования, а при использовании обратных связей формируются жесткие характеристики.

4. Допустимая нагрузка  $M_{дон} = M_n$ , поскольку  $\Phi \approx \Phi_n$  и при мало меняющемся  $\cos \varphi_2$   $I_{2дон} \approx I_{2н}$ .

5. С энергетической точки зрения реостатное регулирование в асинхронном электроприводе столь же неэффективно, как и в электроприводе постоянного тока – потери в роторной цепи при  $M = const$  пропорциональны скольжению:

$$\Delta P_2 = P_1 s,$$

а распределение этих потерь определяется в соответствии с (4.18) соотношением сопротивлений – собственно в роторной обмотке рассеивается мощность  $\Delta P_p = P_1 s \frac{R_p}{R_p + R_\delta}$ , а в

дополнительных резисторах – мощность  $\Delta P_\delta = P_1 s \frac{R_\delta}{R_p + R_\delta}$ .

6. Капитальные затраты, как и в электроприводе постоянного тока, сравнительно невелики.

Капитальные затраты, как и в электроприводе постоянного тока, сравнительно невелики.

### **Каскадные схемы.**

Интересные перспективы открывает включение в роторную цепь активных элементов, при  $f_1 = const$  появляется возможность не потерять, а истратить полезно мощность скольжения  $\Delta P_2 = P_1 s$ , отдав её либо в сеть, либо на вал двигателя. Электроприводы такого типа называют каскадами или каскадными схемами.

Простейшая схема машино – вентильного каскада, иллюстрирующая общую идею, показана на рис. 4.11,а. ЭДС машины постоянного тока  $E$  должна быть направлена встречно ЭДС роторного выпрямителя  $E_d$ , что достигается соответствующей полярностью машины. Тогда

$$I_d = (E_d - E) / R_\Sigma,$$

где  $R_\Sigma$  – эквивалентное активное сопротивление контура выпрямитель – якорь машины.

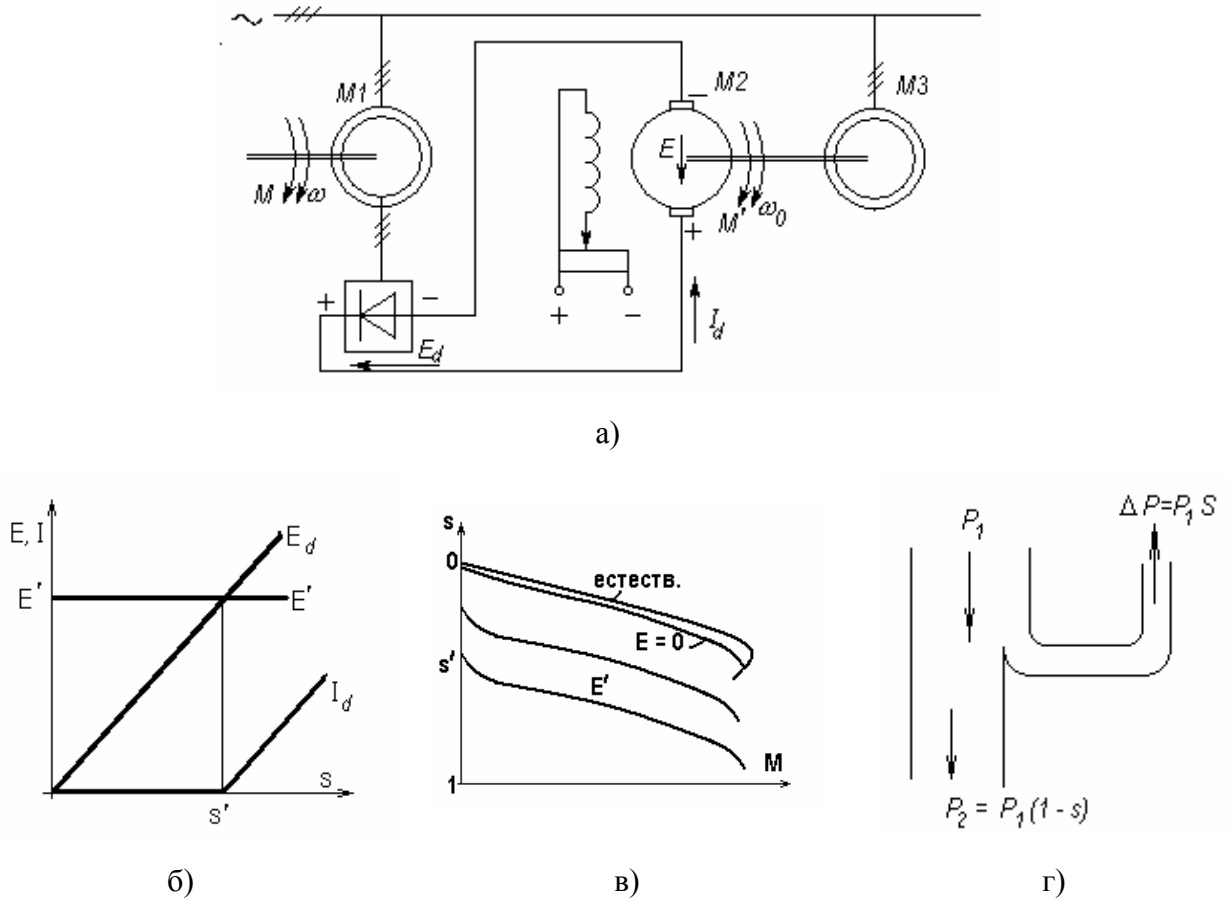


Рис. 4.11. Схема (а), характеристики (б) и (в) и энергетическая диаграмма (г)

#### машино-вентильного каскада

Поскольку  $E_d = kE_1s$ , а  $E_1 \approx U_1 = const$ , то до некоторого скольжения  $s'$ , определяемого уровнем ЭДС машины постоянного тока  $E'$  (рис. 4.11,б), ток  $I_d = 0$ , а следовательно,  $I_2 = 0$ , и машина  $M1$  не развивает момента. При  $s > s'$  ток начнет расти в соответствии с приведенным выше уравнением, вызывая увеличение момента (рис. 4.11,в). Мощность  $\Delta P \approx P_1s \approx E_d I_d \approx M' \omega_0$  возвратится в сеть (рис. 4.11,г); знаки приближенного равенства показывают, что мы не учитываем электрических потерь в сопротивлениях контура выпрямитель – якорь и механических в машинах  $M2$  и  $M3$ .

Меняя ток возбуждения машины  $M2$ , а следовательно величину  $E$ , можно изменять скольжение, при котором начинается рост тока  $I_d$ , и, следовательно, регулировать скорость (рис. 4.11,в).

Иногда вместо двух дополнительных электрических машин, возвращающих энергию скольжения в сеть, используется один статический преобразователь-инвертор, ведомый сетью.

Энергия скольжения не обязательно должна возвращаться в сеть, есть каскады, в которых она отдается машиной  $M2$  на вал главного асинхронного двигателя.

Каскадные схемы используются при очень больших мощностях (тысячи киловатт) и малых диапазонах регулирования – (1,1-1,2):1.

## Электропривод с машиной двойного питания.

Каскадные схемы предполагали управление координатами в цепи выпрямленного тока ротора. Вместе с тем существует и другая возможность – включение в цепь ротора преобразователя частоты (рис. 4.12,а). Структуры такого типа называют электроприводами с машинами двойного питания.

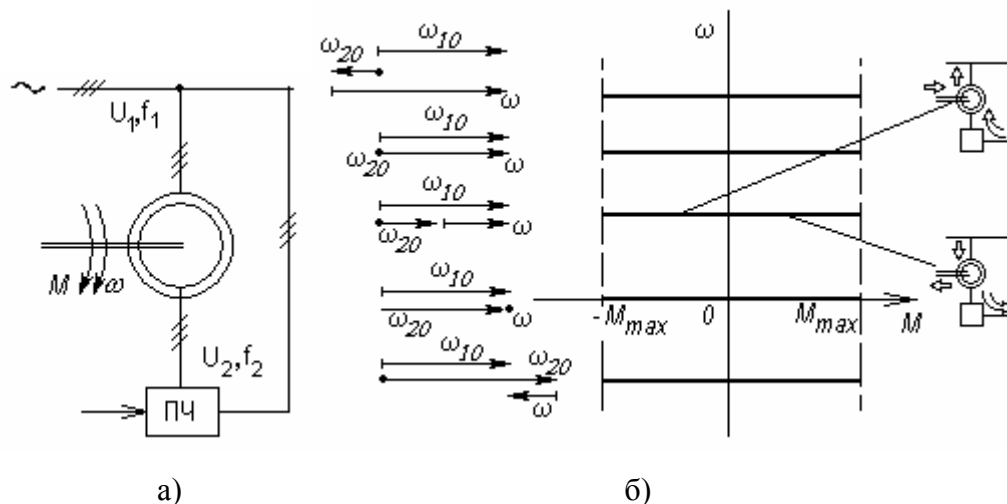


Рис. 4.12. Схема (а) и характеристики (б) машины двойного питания

Поскольку при преобразовании энергии поля должны быть неподвижны относительно друг друга, должны выдерживаться следующие соотношения скоростей и частот:

$$\Omega_{10} = \Omega_{20} + \Omega; \quad (4.19)$$

$$f_1 = f_2 + f, \quad (4.20)$$

где  $\Omega_{10}, \Omega_{20}$  – угловые скорости поля статора и поля ротора относительно соответственно статора и ротора;  $f_1, f_2$  – частоты напряжения статора и ротора;  $f$  – частота, соответствующая угловой скорости ротора.

Из (4.19) и (4.20) следуют богатые возможности управления скоростью ротора  $\omega$ : действительно, фиксируя  $f_1$ , т.е.  $\omega_{10}$ , и управляя  $f_2(\omega_{20})$ , можно получать любые  $f$  и  $\omega$  теоретически в неограниченном диапазоне (рис. 4.12,б); знаком “-” для  $f_2$  и  $\omega_{20}$  обозначено изменение чередования фаз, чему соответствует изменение направления вращения поля.

Если частота  $f_2$  задается независимо от  $\omega$ , механические характеристики представляются горизонтальными линиями (рис. 4.12,б), и в этом смысле машина подобна синхронной, которую мы рассмотрим далее. При изменении момента нагрузки меняется угол  $\theta$  между осями полей статора и ротора – как бы по-разному растягивается “магнитная пружина”. Наибольший момент  $M_{max}$  определяется предельной силой магнитной связи статора и ротора – при превышении моментом нагрузки этой величины нарушаются условия (4.19), “магнитная пружина” рвется, поля перестают быть неподвижными относительно друг друга, машина не развивает среднего момента и либо останавливается при реактивном  $M_c$ , либо вращается со скоростью, определяемой активным  $M_c$ ; это, разумеется, аварийный режим.

Возможно и другое построение системы: частота  $f_2$  может быть связана со скоростью ротора. В этом случае характеристики будут похожи на характеристики машины постоянного тока – будут иметь наклон, который можно трактовать как скольжение; видом связи можно формировать характеристики любого вида.

В рассматриваемой системе очень многообразны энергетические режимы – они определяются соотношением частот  $f_1$  и  $f_2$ , относительным направлением вращения полей, направлением действия (знаком) момента сопротивления. На рис. 4.12,б в качестве примера приведена диаграмма, иллюстрирующая режимы на одной из характеристик в предположении, что потери малы и не учитываются.

#### 4.6. Синхронный двигатель. Другие виды электроприводов

Статор *синхронной машины* очень похож на статор асинхронной и используется для создания вращающегося магнитного поля. Ротор выполнен в виде явнополюсного или неявнополюсного электромагнита, питаемого через кольца и щетки от источника постоянного напряжения, или в виде конструкции из постоянных магнитов. Магнит увлекается полем, движется синхронно с ним, связанный “магнитной пружиной”, отставая в двигательном режиме или опережая в тормозном на угол  $\theta$ , зависящий от электромагнитного момента.

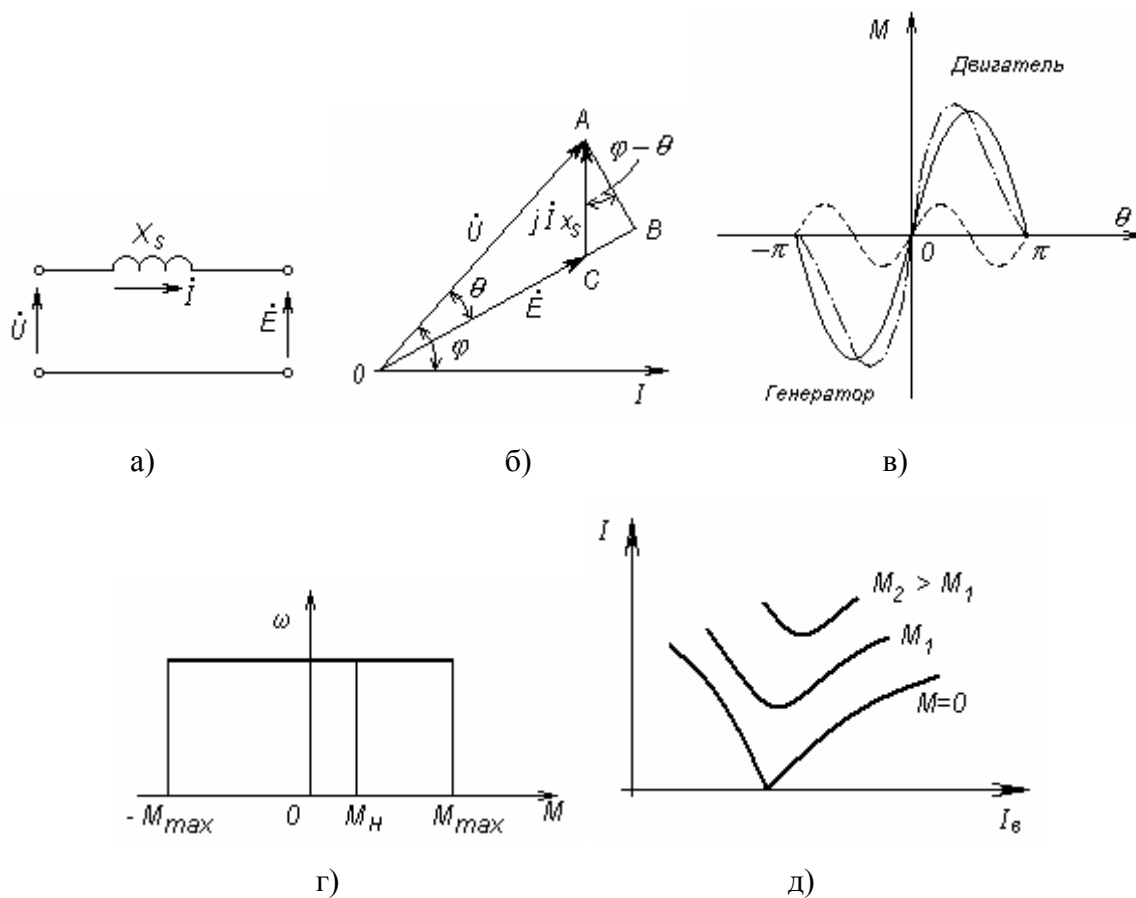


Рис. 4.13. Схема замещения (а), векторная диаграмма (б) и характеристики (в), (г) и (д) синхронной машины

Фаза статора неявнополюсной синхронной машины ( $p=1$ ), если пренебречь активным сопротивлением обмотки, может быть представлена схемой замещения на рис. 4.13,а. Синусоидальное напряжение источника питания  $U$  уравновесится частично ЭДС  $E$ , наведенной в неподвижной обмотке вращающимся магнитом – ротором, и определит вместе с реактивным сопротивлением  $X_s$  ток  $I$ . Векторная диаграмма, отражающая указанные процессы, показана на рис. 4.13,б.

Для синхронной машины очень важен угол  $\theta$  между  $U$  и  $E$  или, что то же, между осью поля статора и осью ротора – он, как отмечалось, характеризует степень растянутости “магнитной пружины”.

Основные соотношения между электрическими и механическими величинами найдем, пользуясь формулой

$$P_{эм} \approx P = 3UI \cos \varphi = M \omega_0 \quad (4.21)$$

и векторной диаграммой на рис. 4.13,б, из которой следует, что

$$U \cos \varphi = E \cos(\varphi - \theta) .$$

Из вспомогательного треугольника ABC определим

$$\cos(\varphi - \theta) = AB / AC = U \sin \theta / IX_s ,$$

т.е. получим

$$U \cos \varphi = EU \frac{\sin \theta}{IX_s} ,$$

и окончательно найдем

$$M = \frac{P_{эм}}{\omega_0} = \frac{3UE}{\omega_0 X_s} \sin \theta = M_{max} \sin \theta . \quad (4.22)$$

Таким образом, электромагнитный момент синхронной машины зависит от  $\theta$ , причем для малых  $\theta$  можно принять

$$M \approx c_{эм} \theta . \quad (4.22,а)$$

Максимальный момент  $M_{max}$  при постоянном напряжении и частоте пропорционален ЭДС, т.е. в линейном приближении току возбуждения машины; для нормальных машин  $M_{max}/M_n = 2 - 2,5$ .

Если машина имеет явнополюсной ротор, то к моменту, определенному по (4.22), добавится еще одна – реактивная составляющая, пропорциональная  $\sin 2\theta$  (пунктир на рис. 4.13,в). Общий вид моментной характеристики синхронной машины показан на рис. 4.13,в штрих-пунктирной линией, механическая характеристика изображена на рис. 4.13,г.



Синхронная машина имеет характерную зависимость тока статора  $I$  от тока возбуждения  $I_e$  – так называемые  $V$ -образные кривые (рис. 4.13,д). Их форма связана с тем, что при изменении тока возбуждения меняются реактивная составляющая тока статора и её знак.

Электропривод с синхронной машиной до недавнего времени был неуправляемым, имел тяжелый пуск – для него на роторе размещалась специальная пусковая “беличья клетка” (асинхронный пуск). Появление современных электронных преобразователей частоты радикально изменило эту ситуацию: появились маломощные частотно-управляемые электроприводы на основе синхронных машин с постоянными магнитами, электроприводы с синхронными реактивными машинами. Электронные коммутаторы, позволяющие бесконтактно переключать обмотки машины, стали основным элементом так называемых бесконтактных двигателей постоянного тока и т.п.

Особое место в ряду множества новых электроприводов, обязанных своим появлением успехам электронной техники, занимает шаговый электропривод, осуществляющий преобразование электрического сигнала (кода, цифры) в дозированное угловое или линейное перемещение, а также силовая версия этого электропривода – вентильно-индукторный электропривод, получивший в 90-е годы интенсивное развитие.

В отличие от подавляющего большинства традиционных электрических машин действие *вентильно-индукторной машины* основано на притяжении ферромагнитного тела к возбужденному электромагниту – индуктору. Машина ВИМ (рис. 4.14) состоит из  $n$ -полюсного статора, несущего катушки, и  $m$ -полюсного пассивного ротора, при чем  $n \neq m$ . Электронный коммутатор  $K$  подключает по сигналу датчика положения  $D$  катушки – фазы к источнику питания – выпрямителю  $B$  или батарее. При возбужденной фазе  $A-X$  (рис. 4.14) два полюса ротора притянуты к соответствующим полюсам статора. При размыкании  $A-X$  и подключении к источнику питания фазы  $B-Y$ , т.е. при перемещении поля по часовой стрелке ближайшие полюса ротора притянутся к вновь возбужденной фазе, и ротор повернется на некоторый угол против часовой стрелки. Повторение переключений приведет к непрерывному вращению ротора со скоростью, определяемой частотой переключений. На момент, соответствующий каждой скорости, будут влиять как ток, протекающий по обмоткам включенной фазы, так и углы включения и отключения фазы.

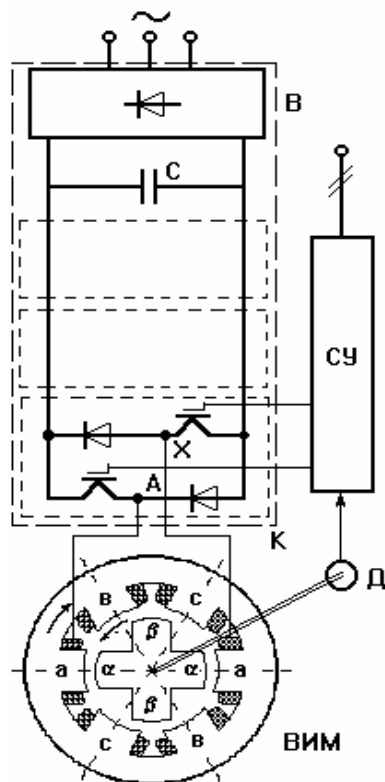


Рис. 4.14. Схема вентильно-индукторного электропривода

Из изложенного принципа действия вентильно-индукторной машины следует, что удовлетворительная работа привода возможна лишь при весьма тонком управлении, включающем формирование импульсов тока. При таком управлении, осуществляемом специализированной схемой управления СУ вентильно-индукторный электропривод превосходит по основным показателям традиционный частотно-управляемый асинхронный электропривод.

В настоящее время – конец 90-х годов – теория и практика вентильно-индукторного электропривода находятся еще в стадии разработки, однако уже полученные результаты позволяют надеяться, что этот новый тип электропривода займет достойное место в семействе регулируемых электроприводов благодаря предельной простоте, низкой стоимости и высокой надежности машины, широким функциональным возможностям и хорошим энергетическим показателям.

#### 4.7. Технические реализации. Применения

Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором уже около 100 лет используется и будет использоваться как практически единственная реализация массового нерегулируемого электропривода, составляющего до настоящего времени более 90% всех промышленных электроприводов. В последние 10-20 лет многими фирмами в Америке и Европе предпринимают попытки разработки и выпуска на широкий рынок так называемых энергоэффективных двигателей, в которых за счет увеличения на 30% массы активных материалов на 1 – 5% повышен номинальный КПД при соответствующем увеличении стоимости. В последние годы в

Великобритании осуществлен крупный проект создания энергоэффективных двигателей без увеличения стоимости.

В последнее десятилетие благодаря успехам электроники (преобразователи частоты) короткозамкнутый асинхронный двигатель стал основой частотно-регулируемого электропривода, успешно вытесняющего доминировавший ранее электропривод постоянного тока во многих сферах. Особенно интересным является применение такого электропривода в традиционно нерегулируемых насосах, вентиляторах, компрессорах. Как показывает опыт, это техническое решение позволяет экономить до 50% электроэнергии, до 20% воды и более 10% тепла.

Переход от нерегулируемого электропривода к регулируемому во многих технологиях рассматривается как основное направление развития электропривода, поскольку при этом существенно повышается качество технологических процессов и экономится до 30% электроэнергии. Это определяет перспективы развития частотно-регулируемого электропривода.

Электропривод с двигателями с фазным ротором при реостатном регулировании традиционно находит широкое применение в крановом хозяйстве, используется в других технологиях. Каскадные схемы и машины двойного питания можно встретить в мощных электроприводах газоперекачивающих станций с небольшим диапазоном регулирования, в устройствах электродвижения судов. Синхронные двигатели до недавнего времени использовались относительно редко – главным образом в мощных установках, где не требовалось регулирование скорости. В последние годы положение существенно изменилось: за счет современных материалов (постоянные магниты), средств управления (ключи на относительно большие токи и напряжения и т.д.) Электропривод с синхронными двигателями стал управляемым, существенно расширился диапазон мощностей и занял ведущие позиции в станкостроении, робототехнике, гибких производственных системах и т.п.

Свойство синхронной машины с обмоткой возбуждения менять реактивную мощность и ее знак позволяет использовать ее как управляемый компенсатор реактивной мощности.

Предельная простота, надежность и низкая стоимость вентильно-индукторной машины и электропривода в целом, а также его широкие функциональные возможности и высокие энергетические показатели позволяют считать этот тип электропривода наиболее перспективным регулируемым электроприводом для широких промышленных и транспортных применений.

Как отмечалось, практически единственным рациональным способом регулирования скорости асинхронных двигателей с К.З. ротором и синхронных двигателей является изменение частоты питающего напряжения.

Большинство современных преобразователей частоты (ПЧ) от долей кВт до сотен кВт построены одинаково – рис. 4.15: сеть переменного тока – неуправляемый выпрямитель  $B$  –

шины постоянного тока - конденсатор  $LC$ -фильтра – автономный инвертор напряжения  $И$  с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) – асинхронный двигатель  $АД$ , к которому приложено переменное 3-фазное напряжение с регулируемой частотой  $f = var$  и амплитудой  $U = var$ ; управление инвертором осуществляется блоком управления  $БУ$ .

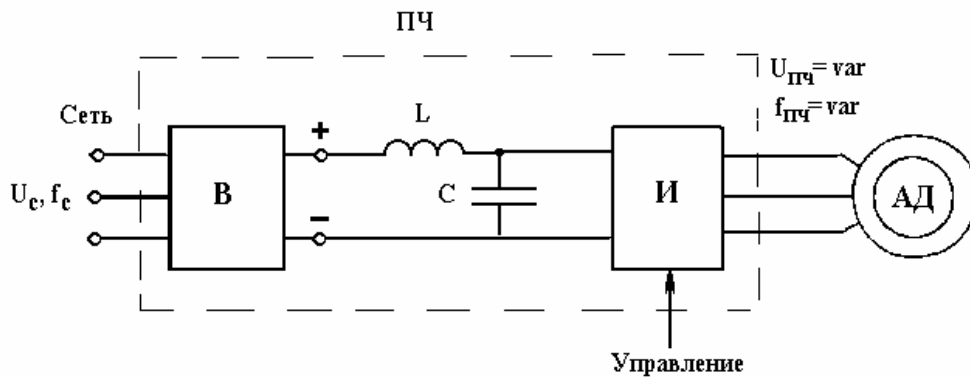


Рис. 4.15. Типовая схема преобразователя частоты

Идею автономного инвертора напряжения (АИН) проиллюстрируем на простейшей однофазной схеме с четырьмя идеальными ключами 1, 2, 3, 4 и активной нагрузкой  $R$  – рис. 4.16,а.

При попарной коммутации ключей 1,2 – 3,4 – 1,2 и т.д. через время  $T/2$  (рис. 4.16,б) к резистору будет прикладываться переменное напряжение  $u_{ab}$  прямоугольной формы с частотой  $f = \frac{1}{T}$ . Ток при активной нагрузке будет повторять форму напряжения. Изменяя коммутационный промежуток  $T/2$ , можно менять частоту в любых пределах.

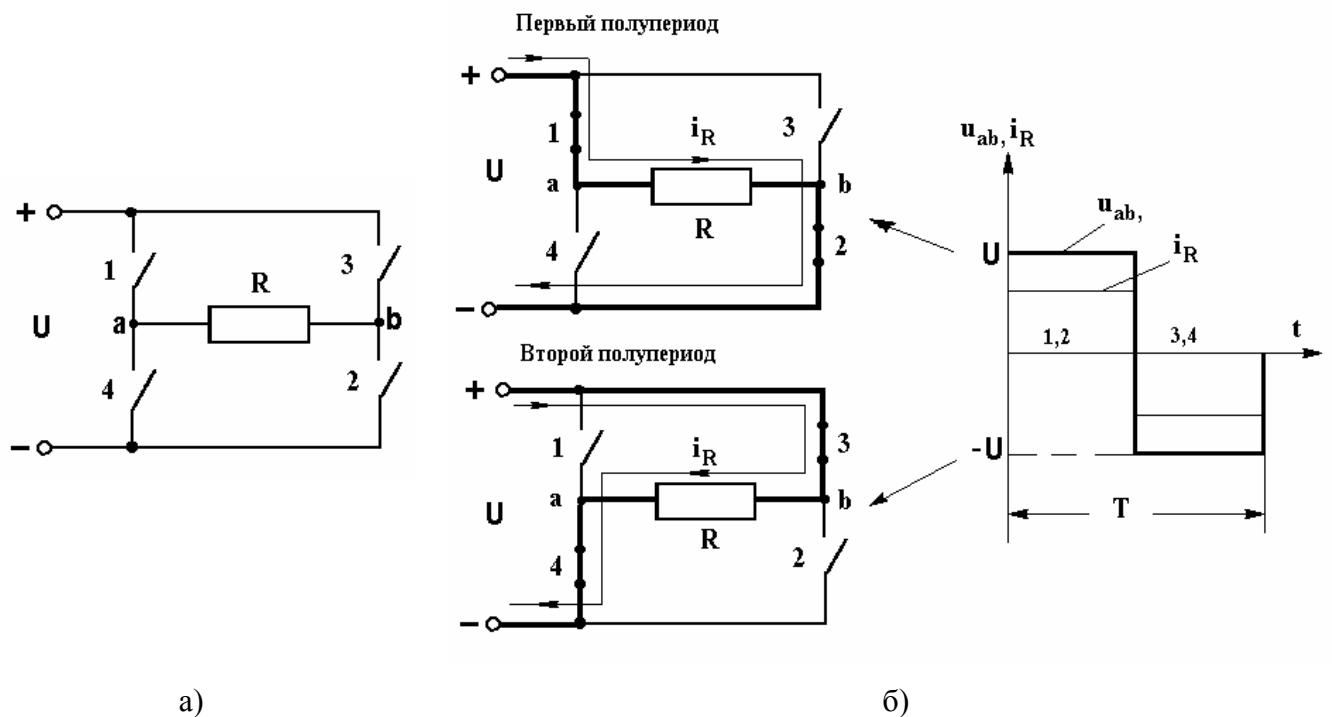


Рис. 4.16. Однофазный инвертор, нагруженный активным сопротивлением (а), и диаграмма работы (б)

При активно-индуктивной нагрузке размыкание ключа недопустимо без дополнительных мер, поскольку энергия, запасенная в индуктивности, при разрыве цепи вызовет большие пики перенапряжений  $e = -L \frac{di}{dt}$  и сделает устройство полностью неработоспособным.

Следовательно, при размыкании ключей должны оставаться контуры, по которым продолжал бы протекать ток в прежнем направлении и запасалась бы энергия, переданная из разряжающейся индуктивности.

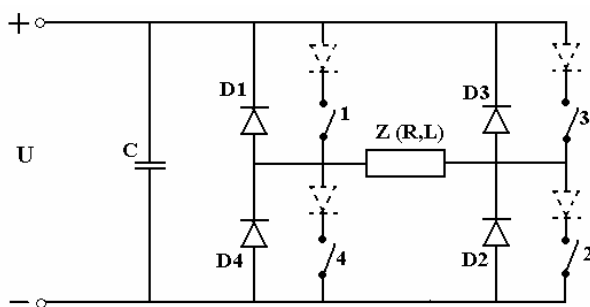


Рис. 4.17(а). Однофазный инвертор с  $R - L$  нагрузкой

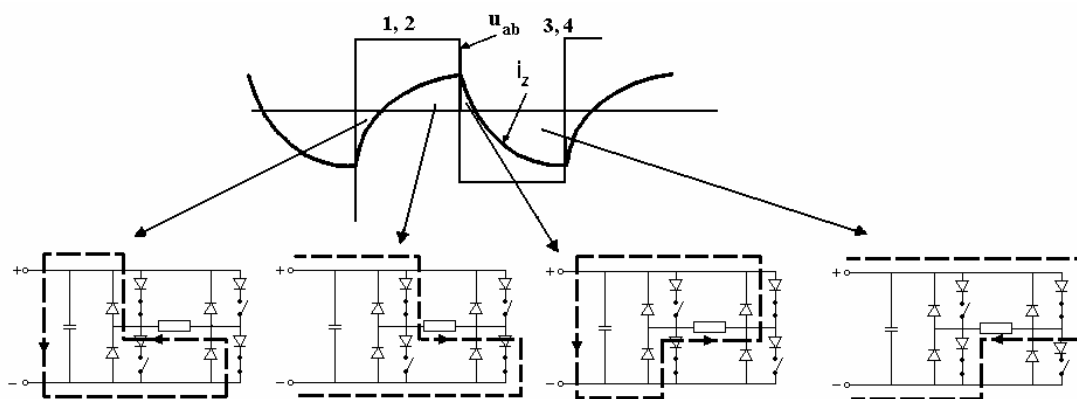


Рис. 4.17(б). Диаграмма работы однофазного инвертора

Конфигурация схемы, при которой выполняются указанные условия, показана на рис. 4.17,а. Пунктирные диоды у ключей 1-4 отражают их одностороннюю проводимость. Диоды  $D1 - D4$  образуют вместе с конденсатором  $C$  контуры для обмена энергией. Коммутация ключей не отличается от показанной на рис. 4.16, однако ток на каждом полупериоде меняет направление, протекая по контурам, показанным на рис. 4.17,б. Нетрудно видеть, что формы напряжения и тока существенно различны, и ток в силу индуктивного характера нагрузки отстает от напряжения.

Рассмотренные выше принципы построения и работы однофазных автономных инверторов напряжения легко распространяются на  $m$ -фазные (обычно – трехфазные) схемы.

Трехфазным аналогом однофазной схемы (рис. 4.16,а) будет схема, приведенная на рис. 4.18,а, имеющая шесть ключей 1, 2, 3, 4, 5, 6. Мы, как и прежде, рассматриваем идеализиро-

ванный случай, полагая для простоты, что соединенные в звезду сопротивления нагрузки – активные. Для количественных оценок примем  $U = 1$  и  $R_A=R_B=R_C=R=1$ .

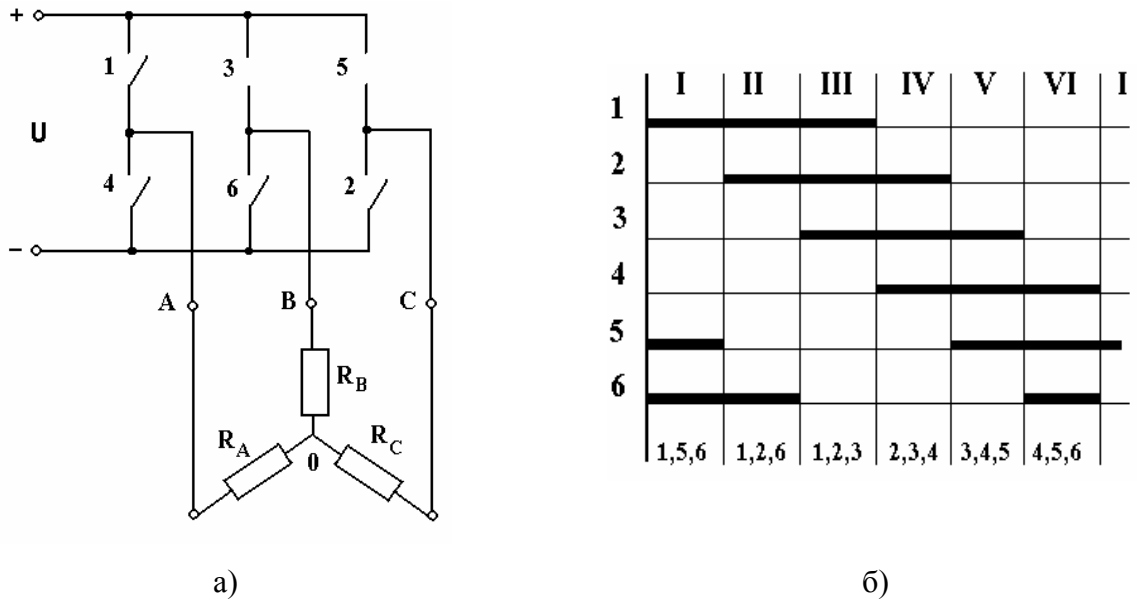


Рис. 4.18. Схема трехфазного инвертора (а) и диаграмма коммутации (б)

Разделим период выходного напряжения на шесть интервалов I – VI и условимся коммутировать ключи в начале каждого интервала в порядке их номеров, указанных на рис. 4.18,а. В результате получим диаграмму коммутации, показанную на рис. 4.18,б. Здесь принята так называемая  $180^\circ$  коммутация, т.е. каждый ключ, замкнувшись, продолжает оставаться включенным три интервала, т.е.  $1/2$  периода или  $180^\circ$ . Включенное состояние ключей отмечено на диаграмме жирными линиями; внизу указано, какие из ключей замкнуты на каждом интервале.

На интервале I точки A и C связаны с “плюсом” источника, а точка B с “минусом”, т.е. интервалу I соответствует схема на рис. 4.19,а. Нетрудно видеть, что сопротивление цепи между “+” и “-” составит при принятых величинах  $1/2+1=3/2$ , общий ток будет  $1:3/2=2/3$ , тогда фазные напряжения на I интервале будут:  $U_{AI} = 1/3$ ,  $U_{BI} = -2/3$  и  $U_{CI} = 1/3$  (положительным принято направление от зажимов A,B,C – к нулю). Если перейти к векторному представлению величин, то получим диаграмму на рис. 4.19,б: результирующий вектор, равный 1, направлен по оси фазы B.

Рассмотрим аналогично интервал II. Здесь точка A связана с “+”, а точки B и C – с “-” – схема на рис. 4.20,а. Аналогичными рассуждениями получим фазные напряжения:  $U_{AII} = 2/3$ ,  $U_{BII} = -1/3$  и  $U_{CII} = -1/3$ , векторная диаграмма – на рис. 4.20,б. Результирующий вектор, попережнему равный 1, сместится по часовой стрелке на  $60^\circ$ .

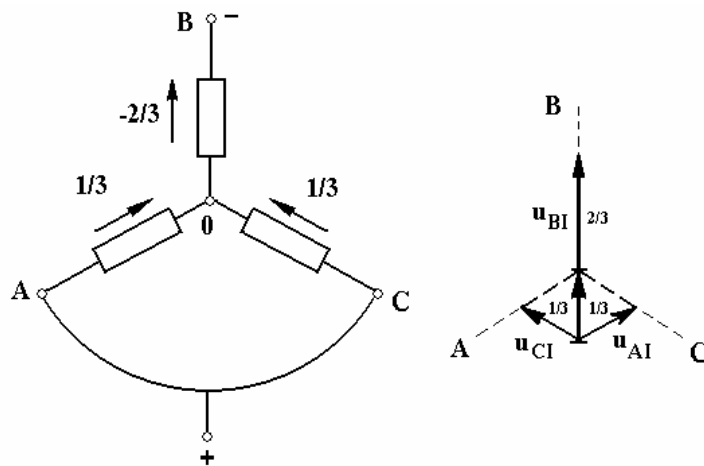


Рис. 4.19. Диаграммы токов (а) и напряжений (б) на интервале I

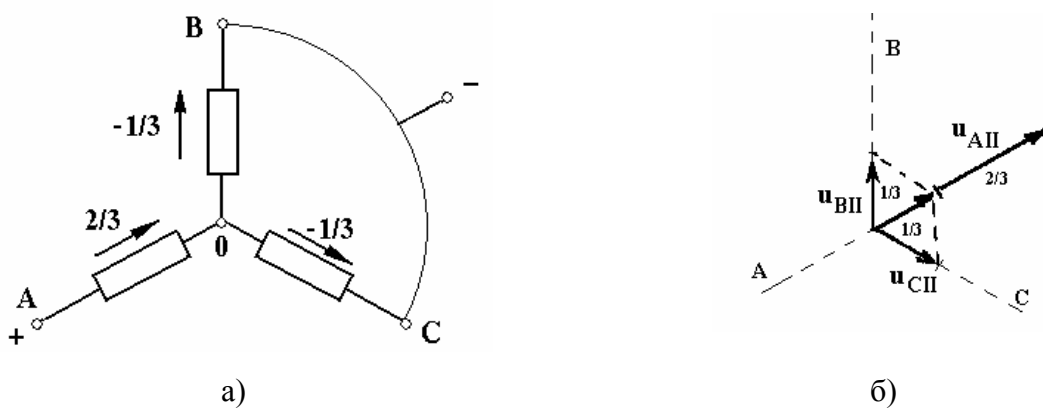


Рис. 4.20. Диаграммы токов (а) и напряжений (б) на интервале II

Повторяя подобные рассуждения для остальных интервалов, получим диаграммы фазных напряжений на рис. 4.21,а и векторную диаграмму на рис. 4.21,б. Иногда вместо  $180^\circ$  коммутации используют  $120^\circ$  коммутацию, когда каждый ключ замкнут на протяжении двух интервалов. Нагрузка может быть при любой коммутации включена как в звезду, так и в треугольник. В этих вариантах будут несколько изменяться формы напряжений и их амплитуды, но принцип получения трехфазных (в общем случае –  $m$ -фазных) напряжений останется неизменным. При активно-индуктивной нагрузке останутся в силе рассмотренные ранее в однофазном варианте необходимые добавления – диоды, которые шунтируют ключи, и конденсатор, участвующий в процессе перекачки запасаемой в индуктивностях энергии на каждом такте работы схемы.

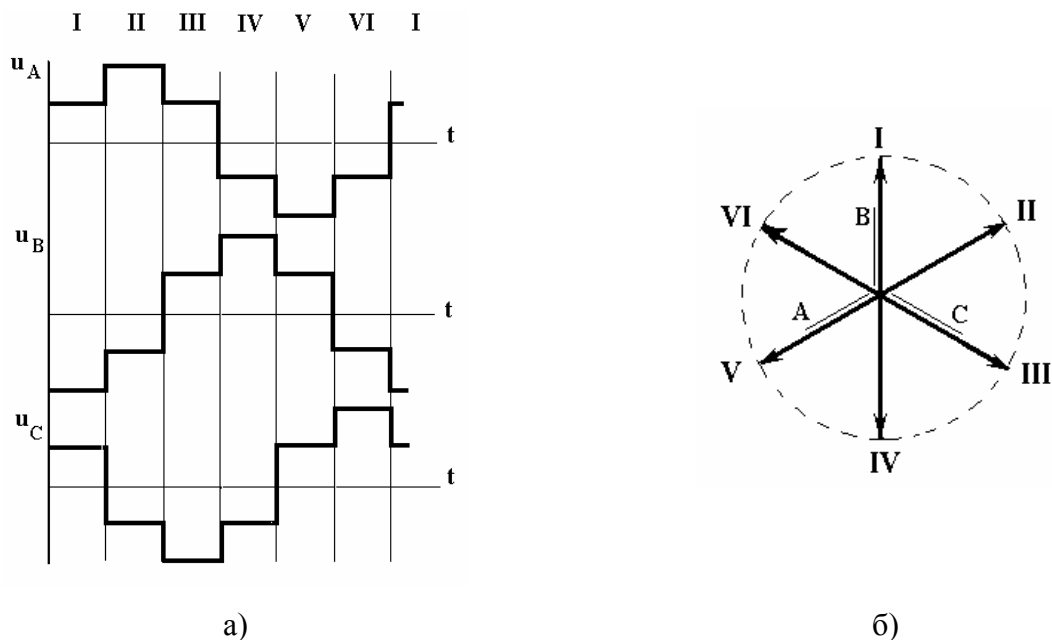


Рис. 4.21. Диаграммы фазных напряжений

Изложенный принцип преобразования постоянного напряжения в переменное, основанный на использовании управляемых ключей, в различных модификациях и вариантах используется в подавляющем большинстве современных преобразователей частоты. В частности, он используется в автономных инверторах тока, когда на входе инвертора включен реактор, индуктивность которого достаточна для поддержания тока нагрузки практически неизменным в течение полупериода выходной частоты. Таким образом, в АИТ задается мгновенное значение тока, он питается от источника тока. Напряжение – зависимая переменная. Обычно нагрузка шунтируется конденсатором в целях создания условий коммутации ключей – тиристоров – и обеспечения нормальной работы при активно-индуктивной нагрузке.

Из изложенного следует, что управляемые ключи позволяют преобразовывать постоянное напряжение в  $m$  – фазное переменное напряжение нужной частоты, однако остался открытым вопрос об управлении амплитудой переменного напряжения. Принципиально есть несколько возможностей. Первая – и очевидная – использовать для связи с сетью управляемый выпрямитель взамен неуправляемого. Эта возможность используется обычно в АИТ и в последнее время в некоторых АИН для обеспечения рекуперации энергии в сеть и снижения вредного влияния инвертора на сеть. Вторая возможность – варьирование длительности импульса внутри каждого полупериода. Третья, повсеместно используемая в современных преобразователях частоты на основе АИН, – *широтно-импульсная модуляция ШИМ*.

Идею построения автономного инвертора напряжения с ШИМ проиллюстрируем на простейшей идеализированной однофазной схеме с чисто активной нагрузкой – рис. 4.16,а.



Для изменения амплитуды и формы напряжения на нагрузке раздробим каждый период  $T$  на  $n$  равных частей (интервалов) с продолжительностью каждого  $\tau = \frac{T}{n}$  и будем коммутировать ключи 1,2 на каждом интервале положительного полупериода, а ключи 3,4 – на каждом интервале отрицательного полупериода как показано на рис. 4.22,а. Тогда на каждом интервале  $i$  к нагрузке будет прикладываться не полное напряжение  $U$ , а лишь его часть  $U_{icp}$ :

$$U_{icp} = \frac{U \cdot t_{i1}}{t_{i1} + t_{i2}} = \frac{U \cdot t_{i1}}{\tau} = U \varepsilon_i.$$

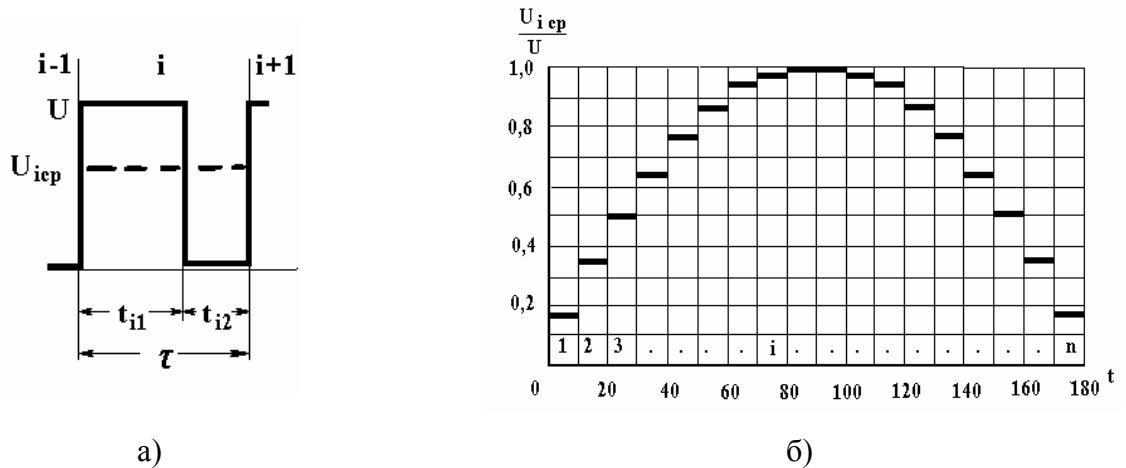


Рис. 4.22. ШИМ на интервале (а) и на половине периода выходной частоты (б)

Меняя на каждом интервале относительную ширину импульса  $\varepsilon_i = \frac{t_{i1}}{\tau}$ ,

можно легко управлять средним за интервал напряжением  $U_{icp}$ , т.е. формировать на каждом полупериоде любую нужную форму напряжения, как показано на рис. 4.22,б. С увеличением  $n$  будет уменьшаться  $\tau$  и ступенчатая кривая будет приближаться к заданной плавной.

Используя широтно-импульсную модуляцию, можно формировать любые нужные формы кривой тока, учитывая изменяющиеся в процессе работы параметры нагрузки. В современных хорошо сделанных преобразователях частоты ШИМ позволяет при любой требуемой выходной частоте преобразователя изменять нужным образом амплитуду напряжения, управляя магнитным потоком двигателя, и формировать при любой нагрузке на валу близкую к синусоидальной форму тока двигателя.

Полно реализовать широкие возможности ШИМ удалось лишь в последние 5-10 лет с появлением на рынке совершенных ключей, в частности, транзисторных модулей IGBT с напряжением до 1200 В, током до 600 А и частотой коммутации до 30 кГц, а также средств управления ими.

На рис. 4.23 в качестве примера показаны экспериментальные осциллограммы фазного напряжения и тока в одной из версий системы ПЧ-АД.

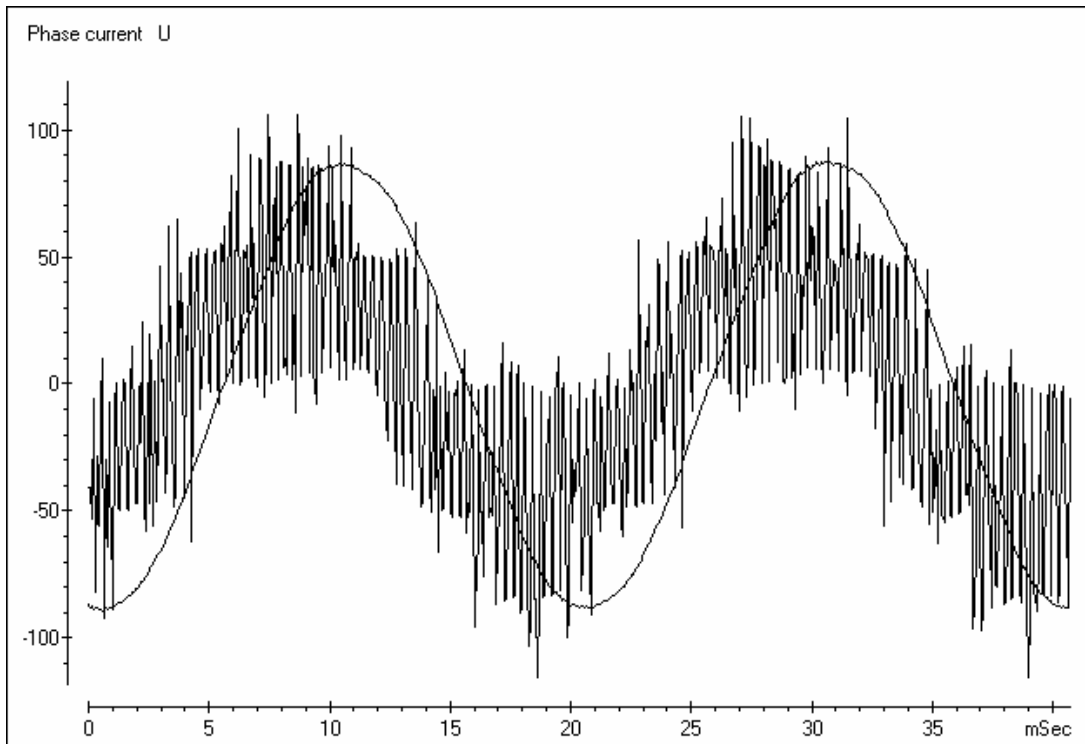


Рис. 4.23. Экспериментальная осциллограмма напряжения и тока в ПЧ с ШИМ

Наряду с рассмотренными выше преобразователями частоты с явно выраженным звеном постоянного тока иногда используются преобразователи частоты, в которых нет промежуточного звена постоянного тока, а питающая трехфазная сеть непосредственно связана с нагрузкой – статорными обмотками АД через группы управляемых выпрямителей – рис. 4.24,а,б. Такие ПЧ называют преобразователями частоты с непосредственной связью или циклоконверторами.

Каждая фаза двигателя (на рис. 4.24,б изображена фаза А) снабжена двумя комплектами встречно-параллельно включенных управляемых выпрямителей, выполненных на простейших полууправляемых ключах – тиристорах. Управляя выпрямителями, можно обеспечить условия, при которых на каждой фазе двигателя в положительный полупериод требуемого выходного напряжения (“+” на рис. 4.24,в) проводит один комплект тиристоров А1, а в отрицательный (“-”) другой – А2.

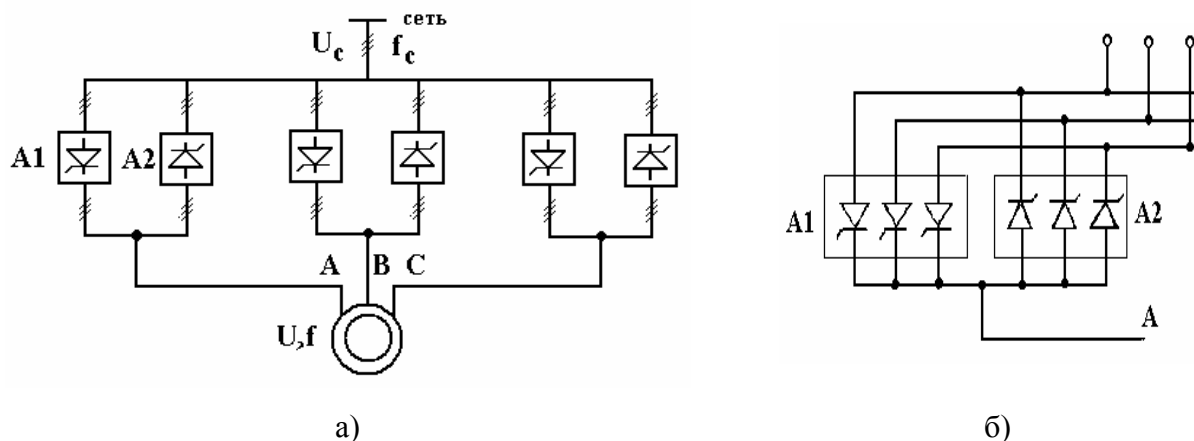
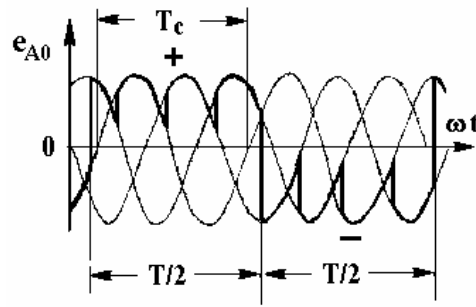


Рис. 4.24. Схемы (а) и (б) преобразователя частоты



в)

Рис. 4.24. Диаграмма напряжений (в) преобразователя частоты с непосредственной связью

Из рис. 4.24,в следует, что период выходного напряжения  $T$  и, следовательно, частота  $f = 1/T$  зависят от момента переключения комплектов тиристоров и могут изменяться в некоторых пределах. Верхняя частота ограничена, поскольку при приближении  $T$  к  $T_c$  (периоду сетевого напряжения) выходное напряжение оказывается сильно искаженным; на практике часто принимают  $f \leq f_c/2$ .

Амплитуда выходного напряжения может изменяться за счет изменения угла, как показано на рис. 4.24,в.

К преимуществам циклоконвертора следует отнести схемную простоту, реализуемость на простых, дешевых ключах, возможность двусторонней передачи мощности, малые потери в силовом канале. Однако, его недостатки – низкая верхняя частота, сильное искажение как питающего, так и выходного напряжения ограничивают пока его применение лишь отдельными специальными приводами.

Как следует из изложенного выше, преобразователи частоты являются одновременно и регуляторами напряжения, однако эта их функция имеет вспомогательный характер.

Вместе с тем, имеется специальная группа электрических преобразователей – регуляторы напряжения, единственной функцией которых является управление средней за полпериода величиной переменного напряжения.

Типичная схема *трехфазного тиристорного регулятора (преобразователя) напряжения* ТПН, включаемого между сетью переменного тока и нагрузкой (АД), представлена на рис. 4.25,а.

Три пары встречно-параллельно включенных тиристоров управляются блоком управления БУ, представляющим собой любое устройство типа СИФУ (схема импульсно-фазового управления). СИФУ подает на тиристоры открывающие импульсы в моменты, сдвинутые на изменяемый угол  $\alpha$  относительно момента естественной коммутации, благодаря чему напряжение меняется от  $U = U_n$  ( $\alpha = 0$ ) теоретически до 0 ( $\alpha = 180^\circ$ ) (рис. 4.25,б). Закрывание тиристоров происходит естественно – при изменении полярности напряжения.

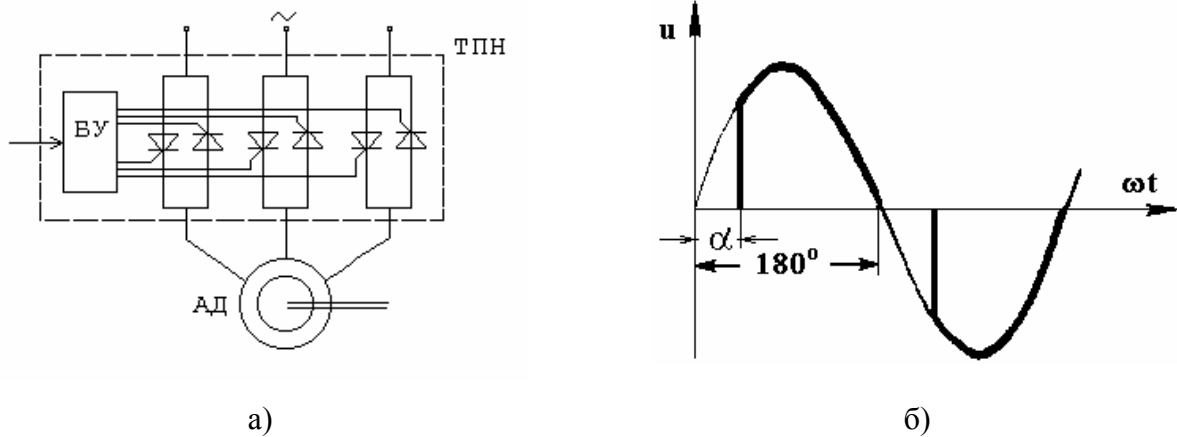


Рис. 4.25. Тиристорный регулятор напряжения

Регуляторы напряжения, отличающиеся предельной простотой, доступностью элементной базы (тиристоры), малыми габаритами, высокой надежностью и низкой стоимостью, давно используются в мировой практике в качестве регуляторов скорости маломощных, обычно однофазных двигателей (доли кВт) и в качестве устройств плавного пуска трехфазных двигателей значительной (десятки – сотни кВт) мощности. Они же могут использоваться и для управления напряжением в целях энергосбережения при  $\omega \approx \text{const}$ , но сильно меняющейся нагрузке.

Как подчеркивалось ранее, эти устройства не должны применяться для регулирования скорости сколько-нибудь мощных АД, приводящих во вращение насосы, вентиляторы и другие машины, работающие в продолжительном режиме.

## Глава пятая ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ

### 5.1. Общие сведения

В предыдущих разделах изучались свойства и характеристики электроприводов в *установившихся режимах*, то есть при выполнении условия

$$M - M_c = 0.$$

В настоящей главе рассматриваются *неустановившиеся* или *переходные* процессы, имеющие место при переходе привода из одного установившегося состояния в другое, совершающемся во времени. При этом

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad \frac{d\omega}{dt} \neq 0.$$

Можно назвать следующие причины возникновения переходных процессов:

- изменение  $M_c$ ;
- изменение  $M$ , то есть переход привода с одной характеристики на другую, имеющий место при пуске, торможении, реверсе, регулировании скорости, изменении какого-либо параметра привода.

Необходимость в анализе переходных процессов возникает в связи с тем, что производительность ряда ответственных механизмов (например, реверсивного прокатного стана) определяется быстротой протекания переходных процессов; качество выполнения многих технологических операций определяется переходными процессами (движение лифта, врезание резца в деталь и т.п.); механические и электрические перегрузки оборудования в большинстве случаев определяются переходными процессами.

Объектом исследования, как и прежде, будет упрощенная, идеализированная модель привода – рис. 5.1.

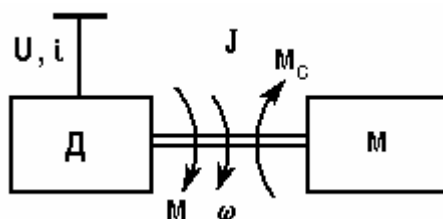


Рис. 5.1. Модель электропривода для исследования динамики

Основная задача при изучении переходных процессов сводится к определению зависимостей  $\omega(t)$ ,  $M(t)$  и  $i(t)$  для любых конкретных приводов в любых условиях.

При изучении переходных процессов мы будем полагать известными следующие исходные данные:

- начальное состояние:  $\omega_{нач}$ ,  $M_{нач}$ ,  $i_{нач}$ ;
- конечное состояние:  $\omega_{кон}$ ,  $M_{кон}$ ,  $i_{кон}$  и соответствующая ему характеристика  $\omega(M)$ ;

- характер изменения во времени фактора, вызвавшего переходный процесс;
- параметры привода.

Все возникающие на практике задачи в целях их упорядоченного изучения разделим на четыре большие группы.

1. Преобладающей инерционностью в приводе является механическая инерционность ( $J$ ); электрические инерционности ( $L$ ) малы или не проявляются. Фактор, вызывающий переходный процесс, изменяется скачкообразно (мгновенно) то есть много быстрее, чем скорость.

Примеры задач, относящихся к этой группе: мгновенный наброс и сброс нагрузки, пуск, реверс, торможение, регулирование скорости асинхронных двигателей при питании от сети, если не учитывать индуктивности обмоток; то же для двигателей постоянного тока независимого возбуждения если  $\Phi = const$ , а  $L_{я} = 0$ , то же для двигателей последовательного или смешанного возбуждения, если  $L_{я} = L_{\sigma} = 0$ .

2. Преобладающая инерционность – механическая ( $J$ ); индуктивности электрических цепей малы или не проявляются. Фактор, вызывающий переходный процесс, изменяется не мгновенно, то есть темп его изменения соизмерим с темпом изменения скорости  $\omega$  (“медленное” изменение воздействующего фактора).

Примеры: переходные процессы в системах управляемый преобразователь – двигатель постоянного тока, преобразователь частоты – асинхронный двигатель, если  $L = 0$ .

3. Механическая и электрическая инерционность соизмеримы; фактор, вызывающий переходный процесс, изменяется мгновенно.

Примеры: переходные процессы в приводе постоянного тока при  $\Phi = var$ ; то же при  $\Phi = const$ , но  $L_{я} \neq 0$ , то же в системе источник тока – двигатель.

4. Учитываются несколько инерционностей, фактор, вызывающий переходный процесс, изменяется не мгновенно. Эти наиболее сложные задачи, относящиеся к замкнутым системам регулирования, мы рассмотрим очень кратко – они будут детально изучаться в других курсах.

## 5.2. Переходные процессы при $L = 0$ и “быстрых” изменениях воздействующего фактора

Все переходные процессы, относящиеся к первой группе, подчиняются, очевидно, механическому уравнению движения

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (5.1)$$

Искомые зависимости  $\omega(t)$  и  $M(t)$  должны быть получены путем решения этого уравнения при заданных начальных условиях. Конкретные особенности привода отразятся в виде зависимостей  $M(\omega)$  и  $M_c(\omega)$ , входящих в уравнение (5.1).

**a)  $M = const, M_c = const$**

Начнем рассмотрение задач первой группы с простейшего случая, когда в переходном процессе  $M = const$ , и  $M_c = const$ .



Рис. 5.2. Механические характеристики (а) и временные зависимости (б) при  $M = const$  и  $M_c = const$

Пусть привод (рис. 5.1) работал в точке  $\omega_{нач}$ ,  $M_{нач} = M_c$  (рис. 5.2) некоторой характеристики (она нас не интересует) и в момент времени  $t = 0$  был мгновенно переведен на новую характеристику, показанную на рис. 5.2,а жирной линией.

Уравнение (5.1) в этом случае – дифференциальное уравнение с разделяющимися переменными и его решение имеет вид:

$$\omega = \int \frac{M_1 - M_c}{J} dt = \frac{M_1 - M_c}{J} t + C.$$

Постоянную интегрирования  $C$  найдем из начального условия – при  $t = 0$ ,  $\omega = \omega_{нач}$ :

$$\omega_{нач} = C.$$

Окончательно будем иметь:

$$\omega = \omega_{нач} + \frac{M_1 - M_c}{J} t. \quad (5.2)$$

Это решение действует на интервале  $\omega_{нач} < \omega < \omega_{кон}$ , так как по условию при  $\omega = \omega_{кон}$  функция  $\omega(M)$  терпит излом. На этом интервале  $M = M_1$ .

Графики переходного процесса приведены на рис. 5.2,б. Время переходного процесса  $t_{пп}$  можно найти, подставив в (5.2)  $\omega = \omega_{кон}$  и решив относительно  $t$ :

$$t_{пп} = \frac{J(\omega_{кон} - \omega_{нач})}{M_1 - M_c}. \quad (5.3)$$

Этот же результат, конечно, можно получить, решив (5.1) относительно  $dt$  и взяв определенный интеграл:

$$t_{nn} = \int_{\omega_{наз}}^{\omega_{кон}} \frac{J}{M_l - M_c} d\omega = \frac{J(\omega_{кон} - \omega_{наз})}{M_l - M_c}.$$

Рассмотренный простейший случай имеет очень большое практическое значение, так как к нему может быть сведено в целях оценки времени и характера переходного процесса большое число конкретных задач.

**Пример.** Оценить время пуска  $t_n$  и построить приближенный график переходного процесса пуска короткозамкнутого асинхронного двигателя с известными механической характеристикой,  $M_c$  и  $J$  (рис. 5.3,а). Заменим реальную характеристику (сплошная линия) приближенной (пунктирная линия) и применив (5.3), получим:

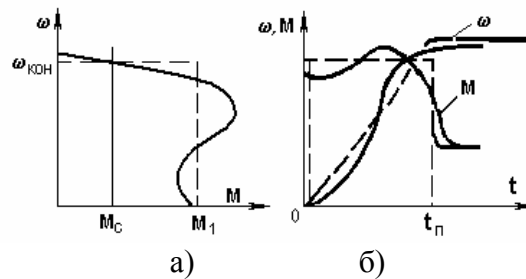


Рис. 5.3. Механические характеристики (а) и графики переходных процессов  $\omega(t)$  и  $M(t)$  при пуске асинхронного двигателя

$$t_n \approx \frac{J\omega_{кон}}{M_l - M_c}.$$

Зная  $t_n$ , можно построить приближенные графики переходного процесса (пунктир на рис. 5.3,б). Эти графики будут отличаться от действительных (сплошные линии на рис. 5.3,б), однако во многих случаях полученная оценка может быть весьма полезной.

**б)  $M_c = const$ ,  $M$  линейно зависит от  $\omega$ ,  $\beta < 0$ .**

Пусть характеристики двигателя и механизма имеют вид, представленный на рис. 5.4. Уравнение линейной механической характеристики двигателя с отрицательной жесткостью может быть записано как

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0}{M_{к.з}} M = \omega_0 - \frac{M}{|\beta|} \quad (5.4)$$

или

$$M = M_{к.з} - \frac{M_{к.з}}{\omega_0} \omega = M_{к.з} - |\beta|\omega, \quad (5.5)$$

где  $\beta = \frac{dM}{d\omega}$  – жесткость механической характеристики; для линейной характеристики



$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega}.$$

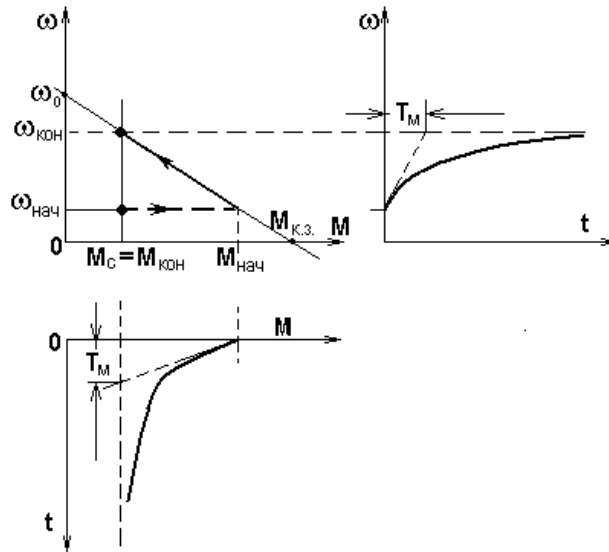


Рис. 5.4. Механические характеристики и графики переходных процессов

$\omega(t)$  и  $M(t)$  при линейной зависимости  $\omega(M)$

Подставив (5.5) в (5.1), после простых преобразований получим:

$$\omega + \frac{J}{|\beta|} \frac{d\omega}{dt} = \omega_0 - \frac{M_c}{|\beta|}.$$

Выражение в правой части, как следует из (5.4), представляет собою  $\omega_{\text{кон}}$ . Обозначив коэффициент перед производной через  $T_m$ , запишем:

$$\omega + T_m \frac{d\omega}{dt} = \omega_{\text{кон}}. \quad (5.6)$$

Теперь подставим в (5.1) вместо  $\frac{d\omega}{dt}$  ее выражение, полученное из (5.4):

$$M - M_c = J \left( -\frac{1}{|\beta|} \right) \frac{dM}{dt}$$

или, используя принятые выше обозначения,

$$M + T_m \frac{dM}{dt} = M_{\text{кон}}. \quad (5.7)$$

Итак, мы обнаружили, что в рассматриваемом переходном процессе как для скорости, так и для момента справедливо одинаковое уравнение вида

$$x + T_m \frac{dx}{dt} = x_{\text{кон}}, \quad (5.8)$$

то есть линейное неоднородное дифференциальное уравнение с постоянной правой частью.

Коэффициент при производной

$$T_m = \frac{J\omega_0}{M_{к.з}} = \frac{J}{|\beta|} = \frac{J\Delta\omega}{\Delta M} \quad (5.9)$$

называют *электромеханической постоянной времени*.

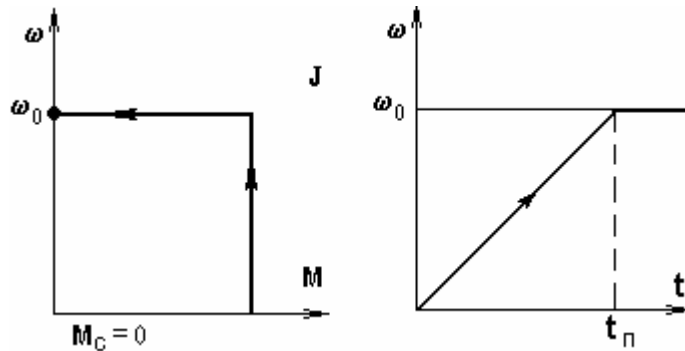


Рис. 5.5. К определению электромеханической постоянной времени  $T_m$

Для выяснения смысла этой величины рассмотрим условный привод с характеристикой, показанной на рис. 5.5. Определив время разгона такого привода по (5.3)

$$t_n = \frac{J\omega_0}{M_{к.з}},$$

замечаем, что оно выражается так же, как  $T_m$ . В связи с этим можно считать, что электромеханическая постоянная времени  $T_m$  представляет собою время, за которое привод разогнался бы вхолостую до  $\omega = \omega_0$  под действием момента короткого замыкания. Другие выражения для  $T_m$  приведены в (5.9). В некоторых частных случаях оказывается удобным выражать  $T_m$  через параметры привода. Так, для двигателя постоянного тока независимого возбуждения можно выразить жесткость характеристики как (см. п. 3.2)

$$\beta = -\frac{c^2}{R}.$$

Подставив это выражение в (5.9), получим

$$T_m = \frac{JR}{c^2}. \quad (5.9,a)$$

Правая часть уравнения (5.8) представляет собою конечное значений переменной, то есть установившуюся величину, которая будет достигнута после окончания переходного процесса.

Решение (5.8), как известно, имеет вид

$$x = x_{св} + x_{пр} = Ae^{pt} + x_{кон},$$

где  $p$  – корень характеристического уравнения

$$1 + pT_m = 0,$$

то есть

$$p = -\frac{1}{T_M};$$

$A$  – постоянная, определяемая из начального условия:  $t = 0, x = x_{нач}$ ,

то есть  $A = x_{нач} - x_{кон}$ .

Итак, окончательно имеем:

$$x = (x_{нач} - x_{кон})e^{-\frac{t}{T_M}} + x_{кон}, \quad (5.10)$$

то есть скорость и момент изменяются в переходном процессе от начальных до конечных значений по экспоненциальному закону с постоянной времени  $T_M$  (см. рис. 5.4).

Напомним некоторые важные свойства экспоненты.

1. Касательная в любой точке отсекает на линии установившегося состояния отрезок, равный  $T_M$ .

2. За время  $t = T_M$  изменение величины составляет 0,632 от полного изменения.

3. За время  $t = 3T_M$  изменение составляет 0,95 от полного. В дальнейшем мы будем считать, что процесс устанавливается за  $t = 3T_M$ .

Уравнение (5.10) позволяет решать любые задачи, относящиеся к рассматриваемому типу.

**Пример 1.** Рассчитать переходный процесс мгновенного наброса нагрузки от  $M_{c1}$  до  $M_{c2}$  на асинхронный короткозамкнутый двигатель с механической характеристикой, линейной на рабочем участке (рис. 5.6).

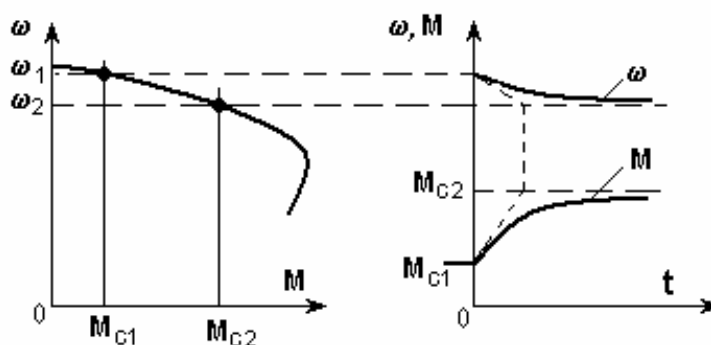


Рис.5.6. Переходный процесс наброса нагрузки

Вычислим  $T_M$ :

$$T_M = \frac{J(\omega_1 - \omega_2)}{M_{c2} - M_{c1}}.$$

Определим начальные и конечные значения  $\omega$  и  $M$ :

$$\omega_{нач} = \omega_1, \quad \omega_{кон} = \omega_2;$$

$$M_{нач} = M_{c1}, \quad M_{кон} = M_{c2}$$

Запишем по (5.10) уравнения переходного процесса

$$\omega = (\omega_1 - \omega_2)e^{-\frac{t}{T_m}} + \omega_2;$$

$$M = (M_{c1} - M_{c2})e^{-\frac{t}{T_m}} + M_{c2}$$

и построим графики (рис. 5.6).

**Пример 2.** Рассчитать переходный процесс пуска с одной ступенью пускового реостата и динамического торможения с самовозбуждением двигателя постоянного тока последовательного возбуждения;  $M_c$  – реактивный.

Построим сначала пусковую диаграмму и тормозную характеристику (рис. 5.7,а) – см. п.п. 3.2, 3.4. Если на рабочих участках характеристики близки к прямым, можно воспользоваться аналитическим решением задачи. В данном случае механические характеристики имеют разрывы (при  $\omega_3, \omega_1$ ) и изломы (при  $\omega_4$ ), поэтому необходимо разделить весь процесс на участки таким образом, чтобы в пределах каждого участка функции  $\omega(M)$  и  $\omega(M_c)$  были линейными и не имели изломов и разрывов.

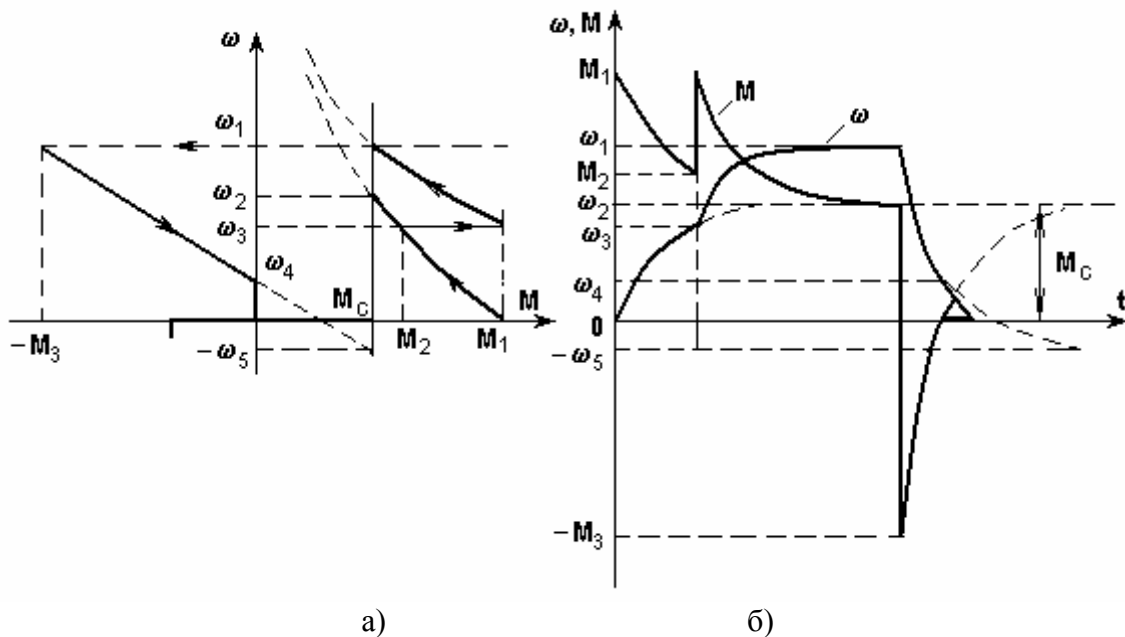


Рис. 5.7. Механические характеристики (а) и кривые переходных процессов (б) при реостатном пуске и динамическом торможении двигателя последовательного возбуждения

В нашем случае таких участков будет четыре:

- I –  $0 < \omega < \omega_3$  (пуск на реостатной характеристике);
- II –  $\omega_3 < \omega < \omega_1$  (пуск на естественной характеристике);
- III –  $\omega_1 > \omega > \omega_4$  (торможение с самовозбуждением);
- IV –  $\omega_4 < \omega < 0$  (торможение под действием  $M_c$ ).

К первым трем участкам может быть применена формула (5.10), так как в пределах этих участков  $M(\omega)$  – линейные функции; к IV участку, где  $M = 0$  и  $M_c = \text{const}$ , следует при-

менить решение, полученное в п. а), т.е. формулу (5.2).

Обратим внимание на то, что отсчет времени в уравнениях (5.10) и (5.2), которыми мы будем пользоваться, ведется от момента  $t = 0$ , в который произошло изменение, вызвавшее переходный процесс. Поэтому, решая задачу по этапам, следует на каждом этапе *отсчет времени вести от своего начала*; общее время переходного процесса определится конечно, как сумма времени на этапах.

Для того, чтобы воспользоваться уравнениями (5.10) и (5.2), следует определить входящие в них начальные и конечные значения величин и постоянные времени.

*Начальные значения скорости* очевидны из графика  $\omega(M)$  – это фактические значения скорости в начале соответствующего этапа. При определении начальных значений момента следует помнить, что в рассматриваемых задачах мы пренебрегаем инерционностью электрических цепей и считаем, что ток, а следовательно, и момент изменяются мгновенно при изменении параметров привода, то есть при переходе с характеристики на характеристику. На графике  $\omega(M)$  это соответствует горизонтальным линиям – момент изменяется скачком при  $\omega = \text{const}$ . Поэтому в качестве *начальных значений момента* следует брать величины из графика  $\omega(M)$ , получившиеся *после* соответствующего мгновенного изменения характеристики.

В качестве *конечных значений*  $\omega$  и  $M$  при использовании уравнения (5.10) следует всегда брать координаты точки пересечения двух прямых  $\omega(M)$  и  $\omega(M_c)$ , *то есть точки установившегося режима, независимо от того будет достигнут этот режим фактически или нет*. Это важное правило вытекает из того, что уравнение (5.10) есть решение уравнения (5.8) именно при указанных условиях. Постоянные времени определяются для каждого этапа по (5.9).

Для рассматриваемой задачи начальные и конечные значения приведены в табл. 5.1 (следует обратить внимание на подчеркнутые величины).

Данные табл. 5.1 позволяют записать уравнения для каждого из четырех этапов и построить графики – рис. 5.7,б.

Таблица 5.1

№№ этапов	$\omega_{нач}$	$\omega_{кон}$	$M_{нач}$	$M_{кон}$	$T_m$	Примечания
I	0	<u><math>\omega_2</math></u>	$M_1$	<u><math>M_c</math></u>	$\frac{J\omega_3}{M_1 - M_2}$	Уравнение (5.10)
II	$\omega_3$	$\omega_1$	$M_1$	$M_c$	$\frac{J(\omega_1 - \omega_3)}{M_1 - M_c}$	Уравнение (5.10)
III	$\omega_1$	<u><math>-\omega_5</math></u>	$-M_3$	<u><math>M_c</math></u>	$\frac{J(\omega_1 - \omega_4)}{M_3}$	Уравнение (5.10)

№№ этапов	$\omega_{нач}$	$\omega_{кон}$	$M_{нач}$	$M_{кон}$	$T_m$	Примечания
IV	$\omega_d$	0	0	0	-	Уравнение (5.2) Процесс заканчивается при $\omega=0$ , так как $M_c$ – реактивный

**Пример 3.** Рассчитать и построить кривые переходного процесса реверса двигателя постоянного тока независимого возбуждения, питающегося от сети  $U = \text{const}$ , при активном и реактивном характере  $M_c$ .

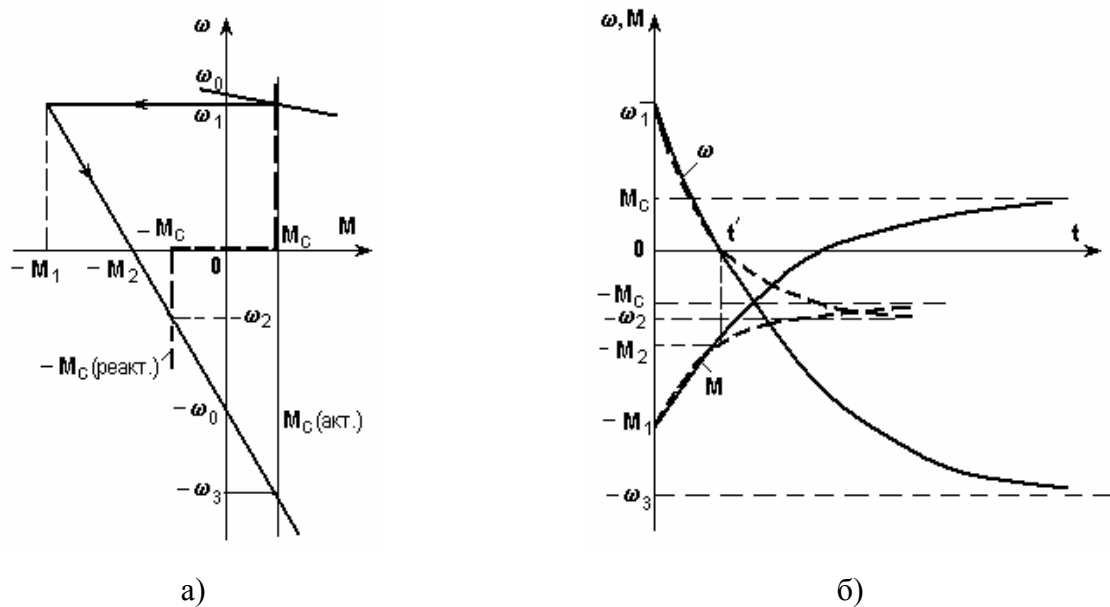


Рис. 5.8. Механические характеристики (а) и кривые переходных процессов (б) при реверсе электропривода

Решение, как всегда, начнем с построения графиков  $\omega(M)$  (рис. 5.8,а); график реактивного  $M_c$  построен жирными пунктирными линиями.

Рассмотрим сначала случай, когда  $M_c$  активный. При этом, очевидно, переходный процесс протекает в один этап, а его уравнения, полученные из (5.10), имеют вид:

$$\omega = [\omega_1 - (-\omega_3)]e^{-\frac{t}{T_m}} + (-\omega_3) = (\omega_1 + \omega_3)e^{-\frac{t}{T_m}} - \omega_3;$$

$$M = (-M_1 - M_c)e^{-\frac{t}{T_m}} + M_c,$$

где

$$T_m = \frac{J\omega_0}{M_2}.$$

Соответствующие графики построены на рис. 5.8,б сплошными линиями.

При реактивном  $M_c$ , изменяющем знак при  $\omega = 0$ , необходимо рассматривать два этапа: I от  $\omega_1$  до  $\omega = 0$  и II от  $\omega = 0$  до  $\omega = -\omega_2$ . На I этапе уравнения не будут отличаться от полученных ранее. Действительно, на этом этапе реактивный характер  $M_c$  не проявляется и он,

как и в первом случае, способствует торможению привода. Этот результат соответствует правилу, изложенному в предыдущем примере.

На II этапе изменяется знак  $M_c$  и, в противоположность предыдущему случаю,  $M_c$  оказывает тормозящее действие при разгоне привода в противоположную сторону. Уравнения для этого этапа имеют вид:

$$\omega = [0 - (-\omega_2)]e^{-\frac{t}{T_m}} + (-\omega_2) = -\omega_2(1 - e^{-\frac{t}{T_m}});$$

$$M = [-M_2 - (-M_c)]e^{-\frac{t}{T_m}} + (-M_c) = (-M_2 + M_c)e^{-\frac{t}{T_m}} - M_c.$$

Графики переходных процессов при реактивном  $M_c$  построены на рис. 5.8,б пунктирными линиями. В момент времени  $t'$  кривые терпят излом, темп процесса замедляется, что связано со скачкообразным уменьшением динамического момента, обусловленным изменением знака  $M_c$ .

Если требуется найти зависимость  $i(t)$ , следует воспользоваться известным соотношением

$$i = \frac{M}{k\Phi} = \frac{M}{c}.$$

**в)  $M_c = const$ ,  $M$  – линейно зависит от  $\omega$ ,  $\beta > 0$**

Рассмотренные выше переходные процессы при  $\beta < 0$  соответствовали устойчивой точке установившегося режима  $\omega_{кон}, M_{кон}$ , то есть  $\omega$  и  $M$ , изменяясь, стремились к этой точке. Вместе с тем, иногда требуется рассчитывать переходные процессы при  $\beta > 0$ , что соответствует неустойчивой точке установившегося режима (см. п. 1.3) – рис. 5.9,а.

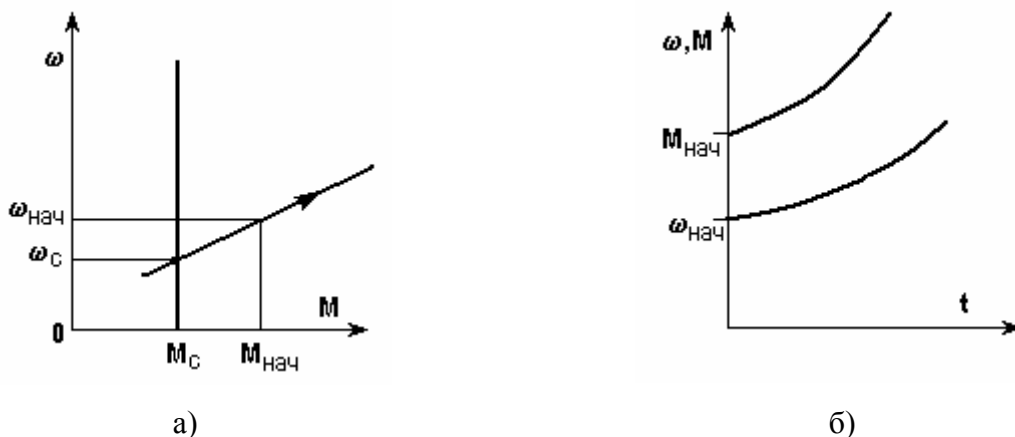


Рис. 5.9. Механические характеристики (а) и кривые переходного процесса (б) при  $\beta > 0$

В этом случае уравнение механической характеристики привода запишется как

$$\omega = \omega_0 + \frac{M}{|\beta|}$$

или

$$M = M_{к.з} + |\beta|\omega,$$

что приведет после подстановки этих выражений в (5.1) и выполнения преобразований к уравнению

$$x - T_M \frac{dx}{dt} = x_c, \quad (5.11)$$

где  $x$  – скорость или момент;

$x_c$  – скорость или момент, соответствующие точке установившегося режима (см. рис. 5.9,а).

По сравнению с (5.8) в этом уравнении изменился знак перед производной, а в правой части стоит величина  $x_c$ , не имеющая теперь смысла конечного значения переменной.

Решим уравнение (5.11), как уравнение с разделяющимися переменными; кстати, мы могли бы решить этим приемом и уравнение (5.8):

$$\begin{aligned} \frac{dx}{x - x_c} &= \frac{dt}{T_M}; \\ \int \frac{dx}{x - x_c} &= \int \frac{dt}{T_M}; \\ \ln(x - x_c) &= \ln e^{\frac{t}{T_M}} + \ln A; \\ x &= x_c + A e^{\frac{t}{T_M}}. \end{aligned}$$

Используя начальные условия  $t = 0, x = x_{нач}$ , получим

$$x = (x_{нач} - x_c) e^{\frac{t}{T_M}} + x_c. \quad (5.12)$$

Графики  $\omega(t)$  и  $M(t)$ , соответствующие (5.12), показаны на рис. 5.9,б.

#### г) $M_c$ и $M$ – линейные функции $\omega$

Полученные в п.п. б) и в) результаты можно распространить на случай, когда  $M$  и  $M_c$  – линейные функции скорости.

Рассмотрим эту возможность на простом примере. Пусть требуется рассчитать переходный процесс пуска привода, если характеристики двигателя и нагрузки заданы, как показано на рис. 5.10,а пунктиром.

Заменим эти характеристики одной – зависимостью динамического момента  $M_{дин} = M - M_c$  от скорости. Эта зависимость линейна, так как линейны  $M(\omega)$  и  $M_c(\omega)$  – сплошная линия на рис. 5.10,а. Теперь, воспользовавшись полученными ранее результатами, можно получить зависимости  $\omega(t)$  и  $M_{дин}(t)$ . При этом  $\omega_{нач} = 0, \omega_{кон} = \omega', M_{дин нач} = M_{дин1}, M_{дин кон} = 0,$



$T_m = \frac{J\omega'}{M_{дин1}}$ ; кривые построены на рис. 5.10,б сплошными линиями. Если необходимо, можно

построить и графики  $M(t)$  и  $M_c(t)$ , так как известны начальные и конечные величины (рис. 5.10,а) и определена  $T_m$ . Эти графики показаны на рис. 5.10,б пунктиром.

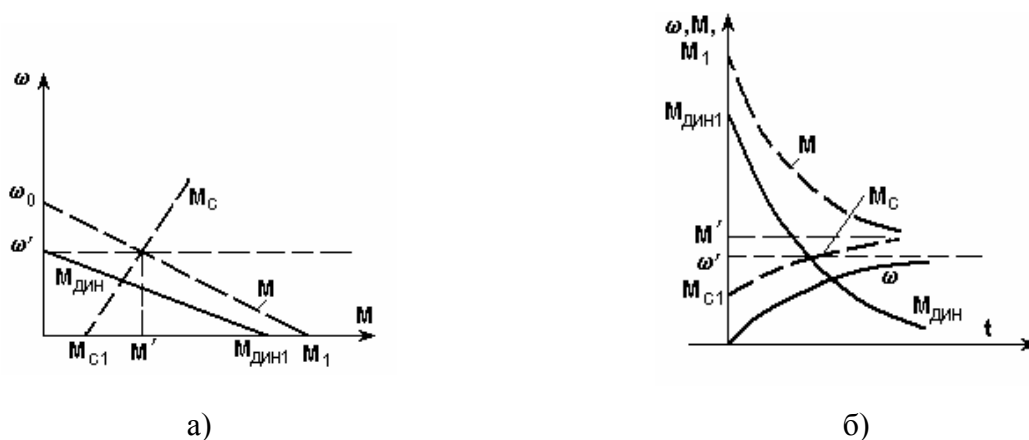


Рис. 5.10. Механические характеристики (а) и кривые переходных процессов (б) при линейных зависимостях  $M(\omega)$  и  $M_c(\omega)$

### 5.3. Переходные процессы при $L=0$ и “медленных” изменениях воздействующего фактора

К задачам данной группы ранее были отнесены переходные процессы в системе преобразователь – двигатель (П-Д). Фактор, вызывающий переходный процесс, изменяется не мгновенно (темп его изменения соизмерим с темпом изменения скорости привода в переходном процессе); учитывается только механическая инерция в приводе ( $J$ ), индуктивности в цепях двигателя малы или не проявляются.

Типичные структуры системы П-Д и соответствующие механические характеристики показаны на рис. 5.11 и 5.12.

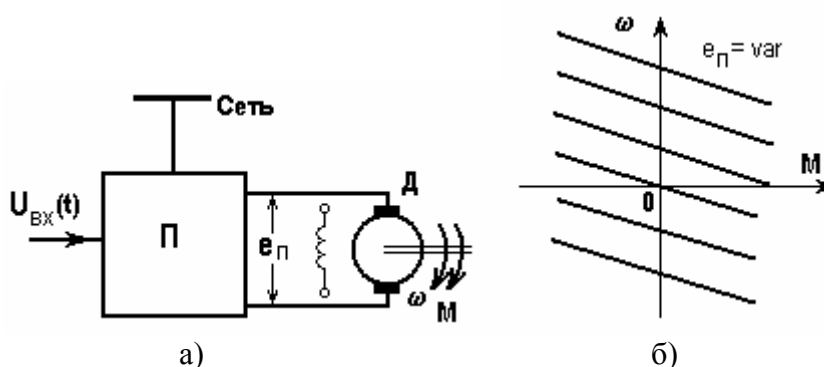


Рис. 5.11. Система ПН-ДПТ и ее механические характеристики

Роль преобразователя  $\Pi$  в схеме на рис. 5.11, как отмечалось, может играть генератор (система  $\Gamma$ -Д) или тиристорный преобразователь (ТП-Д). Фактор, вызывающий переходный процесс в этих системах, – изменение входного сигнала  $u_{вх}$ , приводящее к изменению ЭДС преобразователя  $e_n$ .

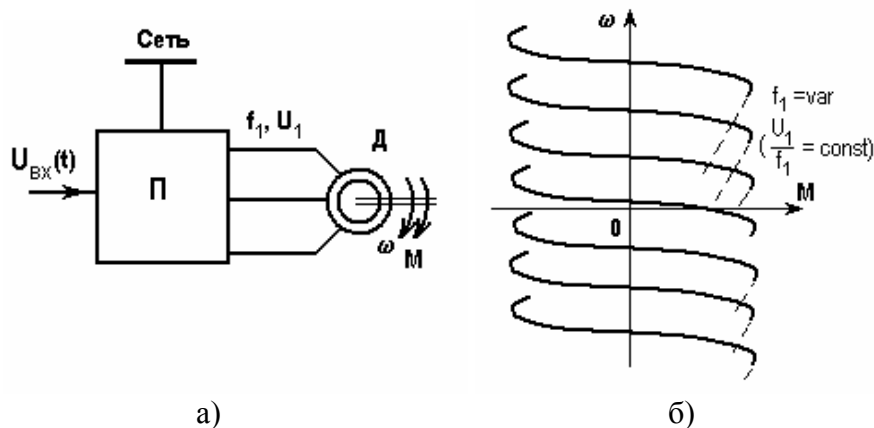


Рис. 5.12. Система ПЧ-АД и ее механические характеристики

Роль преобразователя  $\Pi$  в схеме на рис. 5.12 играет статический преобразователь частоты. Фактор, вызывающий переходный процесс в этих системах, – изменение входного сигнала  $u_{вх}$ , приводящее к изменению частоты и напряжения на выходе преобразователя.

Как и прежде, целью изучения переходных процессов в системе  $\Pi$ -Д будет определение зависимостей  $\omega(t)$ ,  $M(t)$  и иногда  $i(t)$  при известных условиях переходного процесса и параметрах привода.

Введем ряд условий и допущений.

1. Механические характеристики привода  $\omega(M)$  известны, линейны (по крайней мере, на рабочих участках) и параллельны друг другу, то есть выражаются уравнением (5.4):

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{|\beta|},$$

где  $\beta = \frac{dM}{d\omega} = \frac{\Delta M}{\Delta \omega}$  – жесткость характеристик.

2. Известны или могут быть определены зависимости  $e_n(t)$  или  $f_l(t)$ , то есть закон изменения во времени фактора, вызывающего переходный процесс. Так как  $e_n$  или  $f_l$  однозначно связаны со скоростью идеального холостого хода привода  $\omega_0$

$$\omega_0 = \frac{e_n}{c} \text{ – для схемы на рис. 5.11,}$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_l}{p} \text{ – для схемы на рис. 5.12,}$$

то известен закон изменения во времени  $\omega_0$ .

3. Известно начальное ( $\omega_{нач}$ ,  $M_{нач}$ ) и конечное ( $\omega_{кон}$ ,  $M_{кон}$ ) состояние привода, момент инерции  $J$  и момент сопротивления  $M_c = \text{const}$ .

4. Преобразователь  $\Pi$  обладает двусторонней проводимостью, то есть характеристики  $\omega(M)$  могут располагаться во всех квадрантах плоскости  $\omega$ ,  $M$ .

Рассмотрим прежде всего качественные отличия переходных процессов в системе  $\Pi$ -Д

от изученных ранее случаев, когда  $e_n$  или  $f_l$  изменялись мгновенно, то есть мгновенно устанавливалась соответствующая новая механическая характеристика, а изменение скорости  $\omega$  и момента  $M$  в переходном процессе происходило согласно именно этой характеристике. Переходный процесс *определялся статической механической характеристикой* привода.

В рассматриваемых далее задачах  $e_n$  или  $f_l$  изменяются, как указывалось, не мгновенно, то есть переход привода с одной характеристики на другую происходит постепенно, одновременно с изменением скорости, в результате чего соответствие между скоростью  $\omega$  и моментом  $M$  в каждый момент времени определяется не статической механической характеристикой, а другой, отличной от нее характеристикой, которую мы далее будем называть *динамической механической характеристикой* или просто динамической характеристикой.

В качестве примера на рис. 5.13 показана статическая характеристика асинхронного двигателя при номинальной частоте  $l$ , по которой будет происходить пуск при мгновенном приложении к двигателю напряжения такой частоты, и динамическая характеристика 2, соответствующая пуску двигателя путем плавного изменения частоты от нуля до номинальной по некоторому закону.

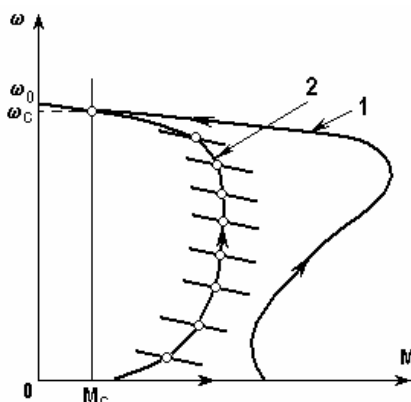


Рис. 5.13. Статическая 1 и динамическая 2 механические характеристики

Динамические характеристики определяются темпом изменения фактора, вызывающего переходный процесс, и параметрами привода, могут очень сильно отличаться от статических характеристик и даже иметь совсем другую форму.

Легко обнаружить связь зависимостей  $\omega(t)$  и  $M(t)$  с динамической характеристикой привода: исключив время  $t$  из уравнений  $\omega(t)$  и  $M(t)$ , мы получим динамическую характеристику.

#### а) Уравнения, описывающие переходные процессы.

Из уравнения механической характеристики (5.4) получим:

$$M = |\beta| \omega_0 - |\beta| \omega. \quad (5.5,а)$$

Подставив (5.5,а) в уравнение движения (5.1), после элементарных преобразований будем иметь:

$$\omega + \frac{J}{|\beta|} \frac{d\omega}{dt} = \omega_0 - \frac{M_c}{|\beta|} = \omega_c. \quad (5.13)$$

Коэффициент при производной  $\frac{J}{|\beta|}$ , как и раньше, – электромеханическая постоянная времени  $T_m$ . Правая часть уравнения представляет собою скорость  $\omega_c$ , соответствующую моменту сопротивления  $M_c$ , однако, в рассматриваемом случае  $\omega_0$ , а значит и  $\omega_c$  не постоянные величины, а *известные функции времени*  $\omega_0(t)$  и  $\omega_c(t)$ . Таким образом, уравнение (5.13) имеет вид:

$$\omega + T_m \frac{d\omega}{dt} = \omega_c(t). \quad (5.14)$$

Решение этого дифференциального уравнения определит искомую зависимость  $\omega(t)$ .

Для получения зависимости  $M(t)$  удобно воспользоваться непосредственно уравнением движения (5.1), подставив в него производную найденной функции  $\omega(t)$ :

$$M = M_c + J \frac{d\omega(t)}{dt}. \quad (5.15)$$

Правая часть уравнения (5.14), вообще говоря, может иметь любой вид. Закон  $\omega_0(t)$  в случае безынерционного преобразователя формируется на его входе; при инерционном преобразователе закон  $\omega_0(t)$  связан со свойствами преобразователя. В ряде случаев закон  $\omega_0(t)$  формируется таким образом, чтобы получить требуемый закон  $\omega(t)$ .

### **б) Уравнение переходных процессов при линейном законе $\omega_c(t)$**

Получим решение уравнения (5.14) для одного важного вида функции  $\omega_c(t)$  – для линейного изменения  $\omega_c$  во времени:

$$\omega_c(t) = a + kt. \quad (5.16)$$

Такой закон может быть сформирован при безынерционном преобразователе с помощью задатчика интенсивности.

Мы используем здесь общее уравнение прямой, не накладывая пока никаких ограничений на величины  $a$  и  $k$  с тем, чтобы, рассматривая частные случаи, можно было пользоваться полученным общим результатом.

Уравнение (5.14) с учетом (5.16) имеем вид:

$$\omega + T_m \frac{d\omega}{dt} = a + kt. \quad (5.17)$$

Решение будем искать, как и прежде, в виде суммы свободной  $\omega_{св}$  и принужденной  $\omega_{пр}$  составляющих:

$$\omega = \omega_{св} + \omega_{np}. \quad (*)$$

Свободная составляющая, то есть решение однородного уравнения, полученного из (5.17) имеет вид:

$$\omega_{св} = A e^{-\frac{t}{T_m}}.$$

Принужденную составляющую будем искать, учитывая (5.16), в виде:

$$\omega_{np} = B + kt,$$

так как в установившемся режиме скорость будет линейно изменяться во времени. Подставив  $\omega_{np}$  в (5.17) получим:

$$B + kt + kT_m = a + kt$$

или

$$B = a - kT_m.$$

Подставим теперь  $\omega_{св}$  и  $\omega_{np}$  в (\*):

$$\omega = A e^{-\frac{t}{T_m}} + a - kT_m + kt.$$

Постоянную  $A$  найдем, используя начальные условия: при  $t = 0 \omega = \omega_{нач}$ :

$$\omega_{нач} = A + a - kT_m,$$

откуда

$$A = \omega_{нач} - a + kT_m$$

Окончательно будем иметь:

$$\omega = (\omega_{нач} - a + kT_m) e^{-\frac{t}{T_m}} + a - kT_m + kt. \quad (5.18)$$

Перейдем теперь к рассмотрению некоторых конкретных переходных процессов в системе П-Д.

### в) Пуск вхолостую.

Будем полагать, что закон изменения во времени фактора, вызывающего переходный процесс,  $e_n$  или  $f_l$  или в общем случае  $\omega_0$  имеет вид, представленный на рис. 5.14 справа вверху. Так как  $M_c = 0$  (пуск вхолостую), то  $\omega_c = (t)$  будет совпадать с  $\omega_0(t)$  – см. уравнение (5.13), т.е.  $a = 0$  и

$$k = \frac{\Omega_{0I}}{t_I} = \varepsilon,$$

где  $\varepsilon$  – ускорение, характеризующее темп изменения  $\omega_0$ ;

$$\text{при } 0 < t < t_I \quad \omega_c(t) = \varepsilon t;$$

$$\text{при } t > t_I \quad \omega_c(t) = \omega_{0I} = \text{const.}$$

Излом функции  $\omega_c(t)$  при  $t = t_l$  свидетельствует о том что переходный процесс состоит из двух этапов, и его необходимо рассчитать отдельно для каждого участка.

I этап ( $0 < t < t_l$ ).

Приняв, что при  $t = 0$   $\omega_{нач} = 0$  и подставив в (5.18)  $a = 0$ ,  $k = \varepsilon$ , получим

$$\omega = \varepsilon T_M e^{-\frac{t}{T_M}} - \varepsilon T_M + \varepsilon t = \varepsilon t - \varepsilon T_M (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}). \quad (5.19)$$

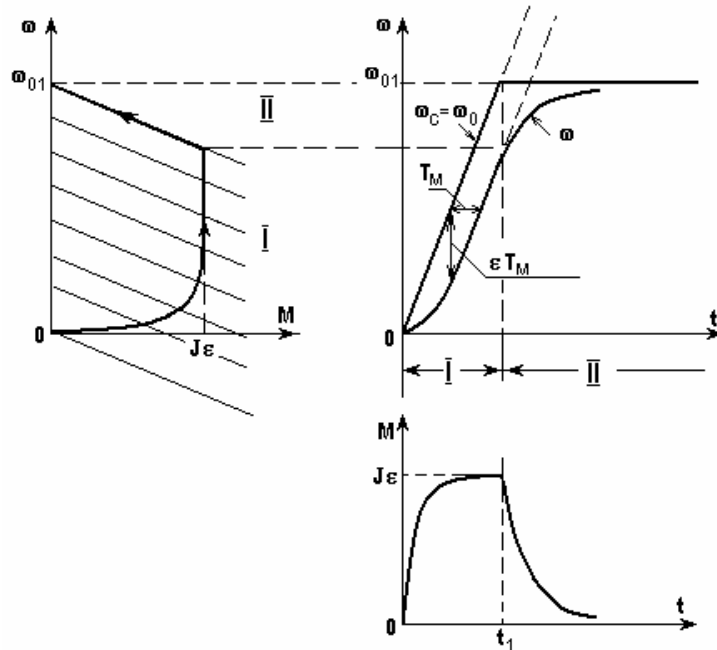


Рис. 5.14. Механические характеристики и графики переходного процесса при пуске вхолостую с  $\omega_0(t) = \varepsilon t$

Воспользовавшись уравнением (5.15), найдем закон изменения момента во времени:

$$M = J\varepsilon(1 - e^{-\frac{t}{T_M}}). \quad (5.20)$$

Проанализируем полученные уравнения.

Ускорение привода определится как

$$\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon(1 - e^{-\frac{t}{T_M}})$$

и при  $t = 0$   $\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t=0} = 0$ . Этот результат очевиден: при  $t = 0$   $\omega_c = \omega_0 = 0$  т.е.  $e_n = 0$  или  $f_l = 0$ ,

привод не развивает момента и в соответствии с уравнением движения (5.1)  $J \frac{d\omega}{dt} = 0$  и

$$\frac{d\omega}{dt} = 0.$$

При  $t > 3T_M$   $\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t > 3T_M} \approx \varepsilon$ , т.е. скорость изменяется в том же темпе, что и фактор, вы-

зывающий переходный процесс. Из уравнения (5.19) следует, что при  $t > 3T_m$

$$\omega = \varepsilon(t - T_m) = \omega_c(t) - \varepsilon T_m. \quad (5.19,а)$$

Графики  $\omega_c(t)$  и  $\omega(t)$  представлены на рис. 5.14. Кривая  $\omega(t)$  сдвинута вправо относительно кривой  $\omega_c(t)$  на величину  $T_m$ ; в каждый момент времени при  $t > 3T_m$  разница между  $\omega_c$  и  $\omega$  составляет  $\varepsilon T_m$ .

Момент в соответствии с (5.20) возрастает по экспоненциальному закону (см. рис. 5.14) и при  $t > 3T_m$  достигает величины

$$M_{\max} = J\varepsilon. \quad (5.20,а)$$

Это соотношение позволяет оценить допустимую величину  $\varepsilon$ . Действительно, если считать, что в переходном процессе  $M_{\max} = M_{\text{доп}}$ , то

$$\varepsilon_{\text{доп}} = \frac{M_{\text{доп}}}{J}.$$

В частности, можно найти минимальное время пуска привода при котором момент не превысит допустимого значения:

$$t_{1\text{мин}} = \frac{\omega_{01}}{\varepsilon_{\text{доп}}} = \frac{J\omega_{01}}{M_{\text{доп}}}.$$

Если положить, что  $M_{\text{доп}} = 2 M_n$ , а  $|\beta| = \frac{20M_n}{\omega_{01}}$ , что справедливо для нормальной электрической машины средней мощности, то получим

$$t_{1\text{мин}} = \frac{J}{|\beta|} \cdot 10 = 10T_m.$$

*II этап ( $t > t_1$ ).*

На II этапе  $\omega_c = \omega_{01}$ , а значит, и  $e_n$  или  $f_l$  имеют постоянную величину. Переходный процесс в этом случае ничем не отличается от рассмотренных ранее переходных процессов, отнесенных к первой группе задач. Если отсчитывать время от  $t_1$ , (точка 0'), то скорость  $\omega$  и момент  $M$  будут изменяться в соответствии с уравнением (5.10); в качестве  $x_{\text{нач}}$  следует принять значения  $\omega$  и  $M$  в момент времени  $t_1$ . Если  $t_1 < 3T_m$ , начальные значения должны быть определены по (5.19) и (5.20) при подстановке в эти уравнения  $t = t_1$ .

В качестве  $x_{\text{кон}}$ , очевидно, следует взять  $\omega_{01}$  и 0.

Графики  $\omega(t)$  и  $M(t)$  на II этапе показаны на рис. 5.14. Там же слева приведена динамическая механическая характеристика для случая пуска вхолостую.

Все рассмотренные выше величины и зависимости имеют очевидный физический смысл для системы П-Д с двигателем постоянного тока. Действительно,

$$\omega_0(t) = \frac{e_n(t)}{c}; \quad \omega(t) = \frac{\mathcal{E}(t)}{c},$$

т.е. кривая  $\omega_0(t)$  представляет собою в некотором масштабе закон изменения во времени  $e_n$ , а кривая  $\omega(t)$  – закон изменения  $e$  в том же масштабе. Разность этих величин в соответствии с вторым законом Кирхгофа определит ток, протекающий в якорной цепи:

$$i(t) = \frac{e_n(t) - \mathcal{E}(t)}{R_\Sigma},$$

а значит, и момент, развиваемый двигателем

$$M(t) = ci(t).$$

### г) Реверс (торможение) вхолостую.

Для осуществления реверса  $\omega_0$  должна изменить направление. Это значит, что  $e_n$  уменьшается до 0, затем изменяет полярность и возрастает до заданной величины, либо  $f_1$  уменьшается до 0, меняется чередование фаз и  $f_1$  возрастает до заданной величины.

Как и прежде, будем считать, что изменение  $\omega_0$  во времени осуществляется по линейному закону при ( $0 < t < t_1$ ), затем при  $t > t_1$   $\omega_0 = \omega_{01}$ . Таким образом, переходный процесс состоит из двух участков, которые следует рассматривать отдельно. Так как переходный процесс осуществляется вхолостую ( $M_c = 0$ ), то  $\omega_c(t) = \omega_0(t)$ .

I этап ( $0 < t < t_1$ ).

На I этапе изменение  $\omega_c(t)$  можно представить уравнением (5.16), подставив в него  $a = \omega_{01}$ ,  $k = -\varepsilon$ . Тогда, воспользовавшись уравнением (5.18), в котором  $\omega_{нач} = \omega_{01}$ , получим

$$\omega = -\varepsilon T_m e^{-\frac{t}{T_m}} + \omega_{01} + \varepsilon T_m - \varepsilon t$$

или

$$\omega = \omega_{01} - \varepsilon t + \varepsilon T_m \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \quad (5.21)$$

Уравнение (5.16) определяет закон изменения  $M$  во времени:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} = -J\varepsilon \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right). \quad (5.22)$$

Проанализируем полученные уравнения.

Ускорение привода

$$\frac{d\omega}{dt} = -\varepsilon \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}\right).$$



При  $t = 0 \frac{d\omega}{dt} \Big|_{t=0} = 0$ , что очевидно и с физической точки зрения: при  $t = 0 M = 0$  т.е.

$$J \frac{d\omega}{dt} = 0 \text{ и } \frac{d\omega}{dt} = 0.$$

При  $t > 3T_M \frac{d\omega}{dt} \Big|_{t>3T_M} \approx -\varepsilon$ , т.е. как и при пуске, скорость изменяется в том же темпе,

что и фактор, вызвавший переходный процесс. При  $t > 3T_M$

$$\omega = \omega_{0I} - \varepsilon(t - T_M) = \omega_c(t) + \varepsilon T_M,$$

т.е. как и при пуске, кривая  $\omega(t)$  располагается правее кривой  $\omega_c(t)$ , причем сдвиг по оси  $t$  составляет величину  $T_M$ , а в каждый момент времени при  $t > 3T_M$  разница между  $\omega_c$  и  $\omega$  составляет  $\varepsilon T_M$ .

Момент отрицателен и изменяется по экспоненциальному закону до величины

$$M_{\text{макс}} = -J\varepsilon.$$

II этап ( $t > t_1$ ).

Переходные процессы на II этапе подчиняются уравнению (5.10) и рассчитывается очевидным образом.

Кривые  $\omega_c(t)$ ,  $\omega(t)$  и  $M(t)$  и динамическая характеристика показаны на рис. 5.15.

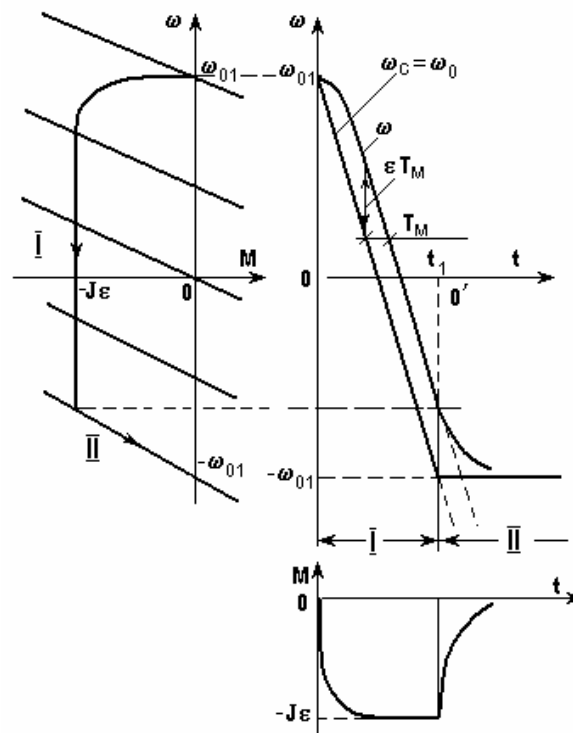


Рис. 5.15. Механические характеристики и графики переходного

процесса при реверсе вхолостую с  $\omega_0(t) = -\varepsilon t$

При торможении вхолостую  $\omega_0$  изменяется от значения  $\omega_{0I}$  до нуля. Как и при реверсе, процесс состоит из двух этапов, причем на I этапе ( $0 < t < t_1$ ) кривые  $\omega(t)$  и  $M(t)$  не отлича-

ются от аналогичных кривых при реверсе, а на II этапе – подчиняются уравнению (5.10) с соответствующими  $x_{нач}$  и  $x_{кон}$ .

Кривые  $\omega(t)$  и  $M(t)$ , а также динамическая характеристика показана на рис. 5.16.

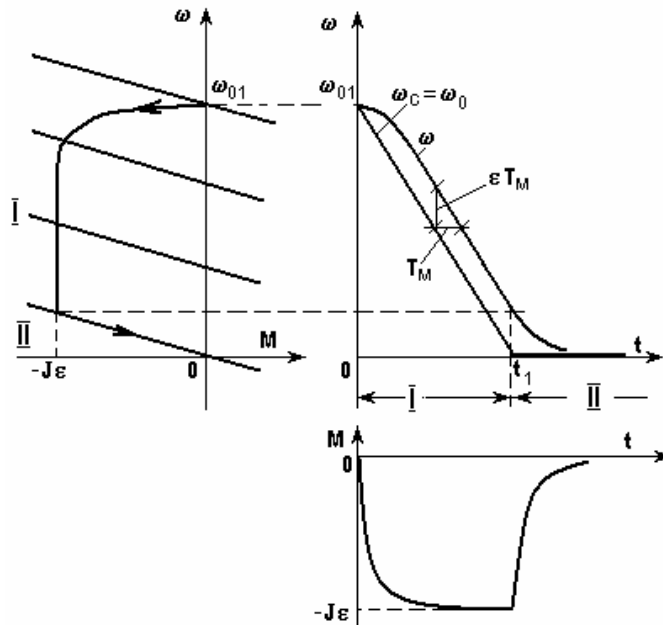


Рис. 5.16. Механические характеристики и графики переходного процесса при торможении вхолостую с  $\omega_0(t) = -\varepsilon t$

Рассмотрим кратко порядок операций при построении кривых переходного процесса в рассматриваемых случаях.

1. Изображается  $\omega_c(t)$ , в рассмотренных случаях  $\omega_c(t) = \omega_0(t)$ ; отмечаются этапы и определяется  $\varepsilon$  на этапе, где  $\omega_c(t)$  изменяется.
2. Проводится линия, параллельная  $\omega_c(t)$  и сдвинутая вправо на  $T_m$ , – это и будет основа графика  $\omega(t)$ .
3. Корректируется график  $\omega(t)$  на начальном и конечном (II) участках, введением экспонент с постоянной времени  $T_m$ .
4. Строится основа графика  $M(t)$  – прямоугольник со сторонами  $0 - t_1$  и  $J\varepsilon$ ; в случае реверса и торможения  $\varepsilon$  имеет отрицательный знак.
5. Корректируется график  $M(t)$  на начальном и конечном участках, введением экспонент с постоянной времени  $T_m$ .

### **Переходные процессы под нагрузкой.**

Общие формулы (5.15) и (5.18) справедливы и для этого случая, вместе с тем различия в характере нагрузки –  $M_c$  может быть как активным, так и реактивным – и в начальных условиях делают задачи разнообразными и иногда не очень простыми.

Выясним прежде всего, как будет изменяться правая часть (5.13), т.е.  $\omega_c(t) = \omega_0(t) - M_c / |\beta|$ , при тех же, что и прежде, изменениях  $\omega_0(t)$ , но различном характере  $M_c$ .

Как показано на рис. 5.17, при *активном моменте* сопротивления  $\omega_c(t)$  располагается ниже  $\omega_0(t)$  на  $\Delta\omega$  и никаких существенных отличий в алгоритме решения задачи нет. Единственное, пожалуй, о чем следует позаботиться, – о правильном учете начальных условий при пуске. Возможны два случая – первый, когда при  $t = 0$   $\omega = 0$ , т.е. когда растормаживание привода с активным моментом и начало роста  $\omega_0(t)$  совпадают, и второй, когда до начала пуска привод вращался под действием активного  $M_c$  с небольшой скоростью  $-\Delta\omega$  – пунктир на рис. 5.17.

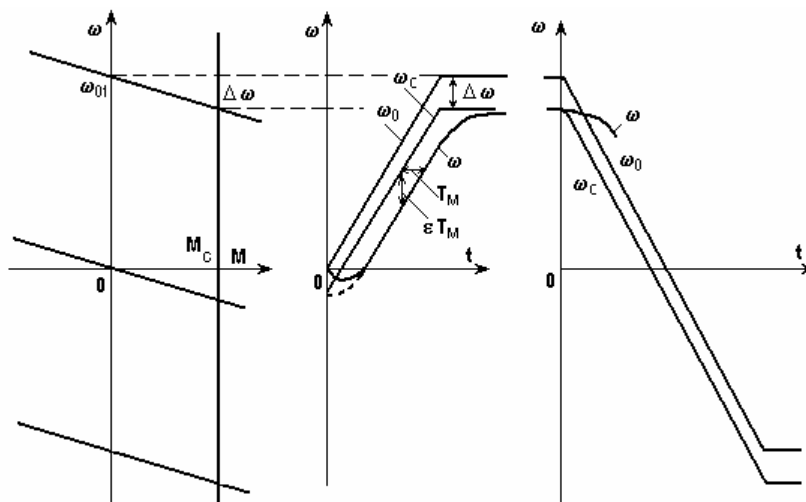


Рис. 5.17. Переходный процесс пуска при активном  $M_c$

При пуске с реактивным  $M_c$  (рис. 5.18) скорость начинает изменяться через некоторое время  $t_3$ , за которое момент двигателя вырастет до значения  $M_c$ . В качестве примера на рис. 5.18 показаны все кривые, соответствующие этому случаю.

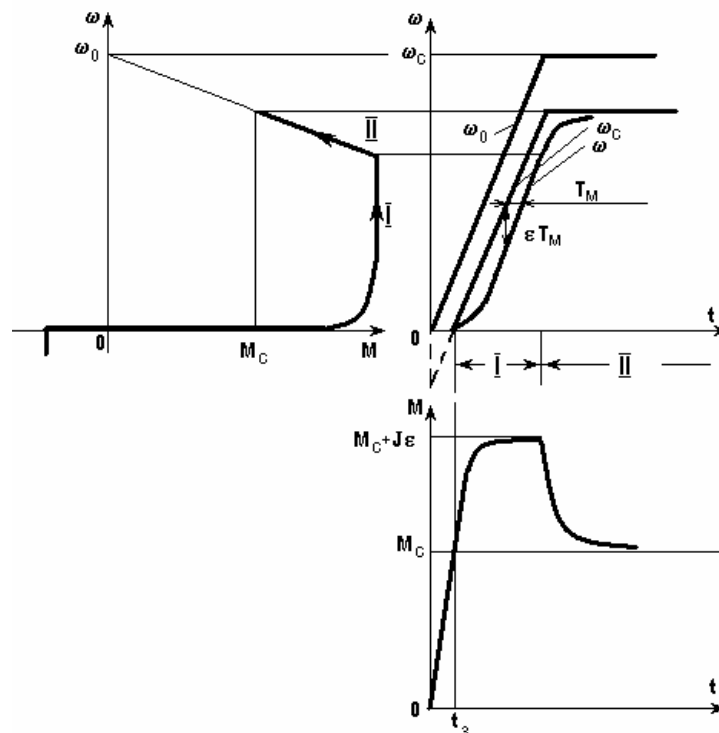


Рис. 5.18. Переходный процесс пуска при реактивном  $M_c$

При реверсе с реактивным  $M_c$  имеются две ветви  $\omega_c(t)$ , причем переход с одной на дру-

гую осуществляется в момент времени, когда скорость, достигнув нулевого значения, изменит знак.

Таким образом, как следует из изложенного в системе преобразователь – двигатель можно формировать любые требуемые динамические характеристики.

#### 5.4. Переходные процессы при $L \neq 0$

Ограничим рассмотрение задач этой группы случаями, когда механические характеристики привода линейны.

Как и прежде, переходный процесс должен удовлетворять уравнению (5.1)

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt},$$

однако изменение  $M$ , а значит и  $\frac{d\omega}{dt}$  теперь будет определяться не только внешним воздействием, но и электрической инерционностью – индуктивностью  $L$ . В системе действуют два накопителя энергии  $J$  и  $L$  и при определенных условиях возможен обмен энергией между этими накопителями, т.е. *колебательный процесс*.

##### а) Переходный процесс в электроприводе с двигателем постоянного тока независимого возбуждения при $L_{я} \neq 0$ .

Рассмотрим схему на рис. 5.19. Отличительной особенностью схемы по сравнению с рассмотренными ранее является индуктивность  $L_{я}$ . Для якорной цепи справедливо уравнение:

$$U = iR_{я} + c\omega + L_{я} \frac{di}{dt}, \quad (5.23)$$

решив которое относительно  $\omega$ :

$$\omega = \frac{U - L_{я} \frac{di}{dt}}{c} - \frac{iR_{я}}{c} \quad (*)$$

и обозначив  $U - L_{я} \frac{di}{dt} = U'$ , получим

$$\omega = \frac{U' - iR_{я}}{c}. \quad (**)$$

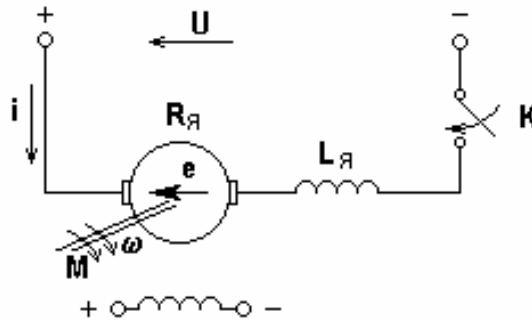


Рис. 5.19. Схема пуска электропривода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения

Если сравнить (\*\*\*) с (3.4), то окажется, что уравнения идентичны, однако в (\*\*\*)  $U'$  зависит от  $\frac{di}{dt}$ , т.е. уравнение (\*\*\*) представляет семейство прямых (рис. 5.20,а), параллельных

естественной характеристике и располагающихся как ниже ( $\frac{di}{dt} > 0$ ), так и выше ( $\frac{di}{dt} < 0$ ) нее.

При  $\frac{di}{dt} = 0$ , очевидно, уравнение (\*\*\*) соответствует естественной характеристике.

После замыкания ключа  $K$  ток  $i$  начинает расти, значит растёт  $M$  и привод разгоняется (для упрощения рассуждений примем  $M_c = 0$ ), переходя при этом с характеристики на на характеристику ( $\frac{di}{dt} > 0$ , но уменьшается по мере разгона). В процессе увеличения тока и скорости (участок  $Oa$  на рис. 5.20) возрастает запас энергии как в индуктивности, так и во вращающемся якоре. В точке  $a$  рост тока прекращается; при этом в соответствии с (\*) привод оказывается на естественной характеристике, но  $M > M_c = 0$ . С точки  $a$  начинается спадание тока, т.е. энергия, запасенная в  $L_я$ , передается вращающемуся якору. Механизм передачи очевиден из (\*): напряжение, приложенное к якору  $U'$ , становится больше, чем напряжение сети  $U$ . На участке  $ab$  привод разгоняется, соответственно растёт  $e = c\omega$ , причем в точке  $b$   $i = 0$  – запас энергии в  $L_я$  исчерпан, однако  $\omega > \omega_0$  и  $e > U$ , т.е. в якоре запасена избыточная механическая энергия.

На участке  $bc$  под действием  $e > U$  ток изменяет направление, привод тормозится, при этом избыточная механическая энергия вновь переходит в электромагнитную энергию, накапливаемую в индуктивности. В точке  $c$   $\frac{di}{dt} = 0$ , однако в  $L_я$  запасена энергия, чему соответствует  $i \neq 0$  и  $M \neq 0$ . Привод продолжает тормозиться до точки  $d$ , затем процесс повторяется.

Кривая  $0abcd\dots \omega_0$  в плоскости  $\omega - M$  представляет собою динамическую механическую характеристику. Соответствующие зависимости  $\omega(t)$ ,  $i(t)$  или  $M(t)$  показаны на рис. 5.20,б.

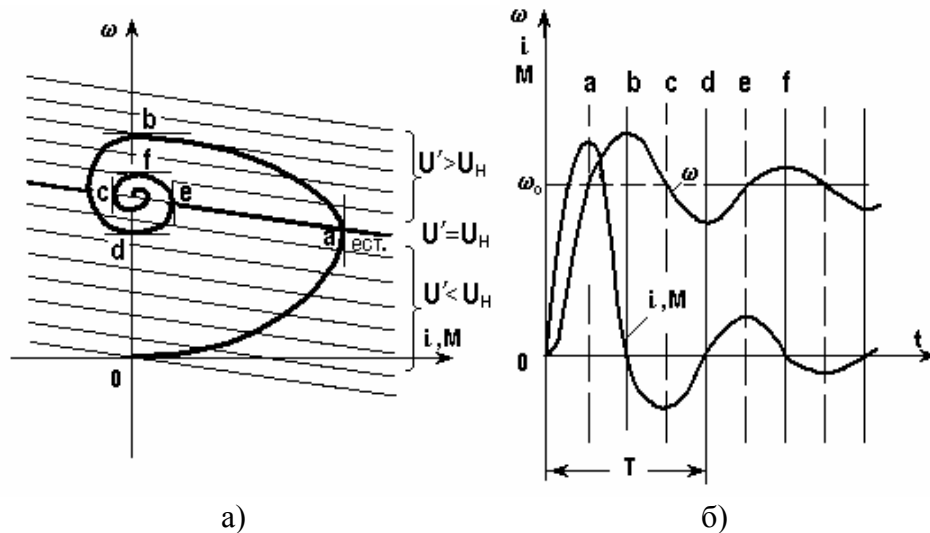


Рис. 5.20. Механические характеристики (а) и переходной процесс пуска при  $L_{я} \neq 0$  (б)

Так как в якорной цепи есть сопротивление  $R_{я}$  процесс перекачивания энергии сопровождается ее рассеиванием, вследствие чего система после ряда колебаний приходит в точку  $\omega_0$ , соответствующую установившемуся режиму. Если бы сопротивление  $R_{я}$  было равным нулю, колебания  $\omega$  и  $M$  имели бы незатухающий характер. Если, наоборот,  $R_{я}$  велико, энергии, запасенной в  $L_{я}$  на участке  $0a$ , может оказаться недостаточно для покрытия потерь в  $R_{я}$  и вывода якоря в точку  $\omega > \omega_0$  при  $i = 0$ . В этом случае процесс будет иметь аperiodический характер.

Количественное описание рассмотренных выше процессов можно получить, решив совместно (5.1) и (5.23). Из (5.1) при  $M_c = 0$  следует:

$$i = \frac{J}{c} \frac{d\omega}{dt}.$$

Подставив это выражение и его производную

$$\frac{di}{dt} = \frac{J}{c} \frac{d^2\omega}{dt^2}$$

в (5.23), получим после элементарных преобразований:

$$\omega + T_m \frac{d\omega}{dt} + T_m T_{я} \frac{d^2\omega}{dt^2} = \omega_0, \quad (5.24)$$

где

$$T_m = \frac{JR_{я}}{c^2}; \quad T_{я} = \frac{L_{я}}{R_{я}}; \quad \omega_0 = \frac{U_H}{c}.$$

Решение (5.24) найдем в виде

$$\omega = \omega_{св} + \omega_{np} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + \omega_0, \quad (5.25)$$

где  $A_1, A_2$  – постоянные, определяемые по начальным условиям

$$\omega|_{t=0} \text{ и } \frac{d\omega}{dt}|_{t=0};$$

$p_1, p_2$  – корни характеристического уравнения

$$1 + T_m p + T_m T_{я} p^2 = 0 \quad (\Delta)$$

Решив ( $\Delta$ ), получим

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{я}} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_{я}}{T_m}} \right),$$

откуда вытекает условие колебательности процесса. Если

$$\frac{4T_{я}}{T_m} > 1, \text{ т.е. } T_m < 4T_{я},$$

корни комплексные и процесс носит колебательный характер; если

$$\frac{4T_{я}}{T_m} \leq 1, \text{ т.е. } T_m \geq 4T_{я},$$

корни действительные и процесс апериодический.

Уравнение для тока или момента легко получить, воспользовавшись, как и прежде, (5.15). Продифференцировав (5.25) и умножив результат на  $J$  получим:

$$M = J (A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}). \quad (5.26)$$

### б) Переходные процессы в системе ИТ-Д, замкнутой по скорости

Рассмотрим переходные процессы в системе ИТ-Д (п. 3.7) на участке, где действует отрицательная обратная связь по скорости. Если при анализе установившихся режимов мы не учитывали индуктивность цепи возбуждения, то теперь это сделать необходимо, так как момент в этой системе определяется  $i_\epsilon$ , а изменение этого тока связано с  $L_\epsilon$ .

Уравнения динамики для схемы на рис. 5.21 имеют вид (примем, как и в предыдущем случае, что  $M_c = 0$ ):

$$M = J \frac{d\omega}{dt}; \quad (5.27)$$

$$U_\epsilon = i_\epsilon R_\epsilon + L_\epsilon \frac{di_\epsilon}{dt}, \quad (5.28)$$

где  $U_\epsilon$  – напряжение на обмотке возбуждения;

$R_\epsilon, L_\epsilon$  – активное сопротивление и индуктивность цепи возбуждения;

$i_\epsilon$  – текущее значение тока возбуждения.

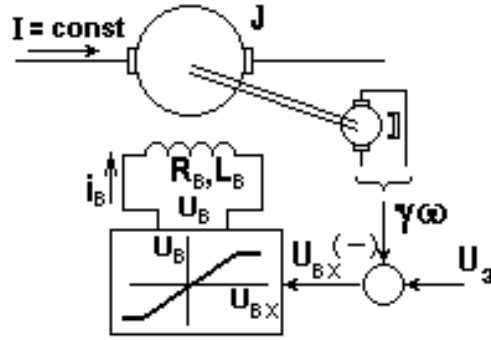


Рис. 5.21. Схема системы источник тока – двигатель, замкнутой по скорости

Эти уравнения отражают динамические свойства системы, так как содержат члены с  $J$  и  $L_e$ . Кроме того, следует записать уравнения, отражающие связи между переменными.

Из общего уравнения для момента (3.1), приняв, что  $\Phi = \alpha i_e$ , имеем:

$$M = k\Phi I = kI\alpha i_e$$

или с учетом (5.27)

$$i_e = \frac{J}{kI\alpha} \frac{d\omega}{dt},$$

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{J}{kI\alpha} \frac{d^2\omega}{dt^2}.$$

Из уравнения замыкания системы при линейном безынерционном возбудителе получаем:

$$U_e = KU_{ex} = \frac{KU_3}{R_e} - \frac{K\gamma\omega}{R_e}$$

или с учетом (5.28)

$$\frac{KU_3}{R_e} - \frac{K\gamma\omega}{R_e} = i_e + \frac{L_e}{R_e} \frac{di_e}{dt}.$$

После простых преобразований получаем окончательно:

$$\omega + T_m \frac{d\omega}{dt} + T_m T_e \frac{d^2\omega}{dt^2} = \omega_0, \quad (5.29)$$

где  $T_m = \frac{JR_e}{kI\alpha K\gamma}$  – электромеханическая постоянная времени;

$T_e = \frac{L_e}{R_e}$  – постоянная времени цепи возбуждения;

$\omega_0 = \frac{U_3}{\gamma}$  – скорость идеального холостого хода.

Сравнив (5.29) с (5.24), обнаруживаем полное сходство уравнений, хотя входящие в



них параметры совершенно различны. В этом факте проявляется глубокая физическая общность систем на рис. 5.19 и 5.21: каждая из них имеет по два накопителя энергии и существуют условия для обмена энергией между ними.

Очевидно, что уравнению (5.29) соответствуют процессы, рассмотренные в п.а).

**в) Переходные процессы при изменении магнитного потока двигателя независимого возбуждения.**

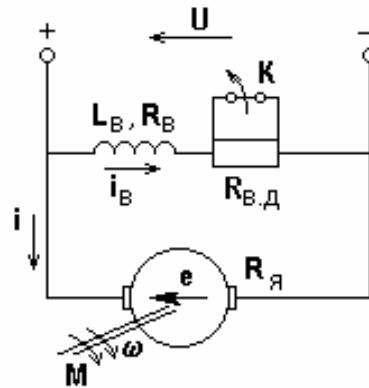


Рис. 5.22. Схема электропривода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения при ослаблении поля

Рассмотрим еще один практически важный случай – изменение  $\Phi$  в двигателе постоянного тока независимого возбуждения (рис. 5.22). В исходном состоянии ключ  $K$  замкнут и привод работает на естественной характеристике (рис. 5.22) в точке  $\omega_{нач} = \omega_{с.нач}$ . Переходный процесс вызывается размыканием в момент  $t = 0$  ключа  $K$ , в результате чего уменьшается ток  $i_B$  и магнитный поток  $\Phi$  и привод переходит на верхнюю характеристику. Если бы обмотка возбуждения не обладала индуктивностью, то ток  $i_B$  изменился бы мгновенно, т.е. мгновенно исходная (естественная) характеристика заменилась бы конечной, и переходный процесс протекал по ней, как было описано в п.5.2 (пунктирные стрелки на рис. 5.23). В действительности же  $L \neq 0$ , и переход от естественной характеристики к конечной происходит во времени, причем темп этого перехода в общем случае соизмерим с темпом изменения скорости. В результате динамическая механическая характеристика имеет вид, показанный на рис. 5.23 сплошной линией со стрелкой.

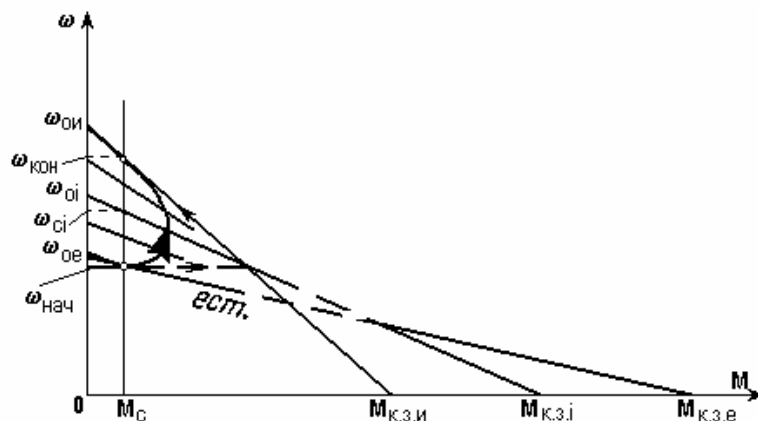


Рис. 5.23. Механические характеристики при ослаблении поля

Получим уравнение, описывающее изменение скорости. Для этого за основу, как и раньше, возьмем уравнение движения (5.1)

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (5.1)$$

Зависимость момента от скорости можно в соответствии с рис. 5.23 записать как

$$M = M_{кз.и} - \frac{M_{кз.и}}{\omega_{0i}} \omega. \quad (*)$$

Подставив (\*) в (5.1), после простых преобразований получим

$$\omega + \frac{J\omega_{0i}}{M_{кз.и}} \frac{d\omega}{dt} = \omega_{0i} - \frac{\omega_{0i}}{M_{кз.и}} M_c,$$

или, если учесть, что

$$\omega_{0i} = \frac{U}{k\Phi} \text{ и } M_{кз.и} = k \frac{U}{R_{я}} \Phi$$

$$\omega + T_m(\Phi) \frac{d\omega}{dt} = \omega_c(\Phi). \quad (5.30)$$

В этом уравнении, похожем внешне на (5.6), есть существенное отличие:  $T_m$  и  $\omega_c$  зависят от потока и растут с его уменьшением.

В свою очередь, магнитный поток экспоненциально изменяется во времени, если принять зависимость  $\Phi(i_e)$  линейной.

Численное решение (5.30), подстановка  $\frac{d\omega}{dt}$  в (5.1) и вычисление тока якоря по соотношению

$$i = \frac{U - k\Phi\omega}{R_{я}}$$

приводят к результату, представленному на рис. 5.24 и имеющему, как и при всяком численном решении, частный характер.

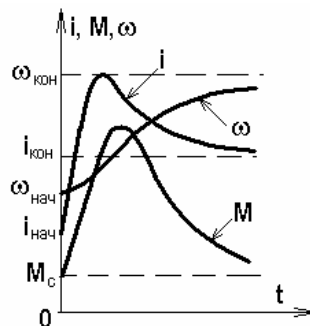


Рис. 5.24. Переходный процесс при ослаблении поля

В данном случае переходной процесс определяется двумя инерционностями —  $J$  и  $L_e$  и описывался двумя дифференциальными уравнениями первого порядка, одно из которых бы-

ло нелинейным. Эти уравнения не имели комплексных корней, в чем отразилась физическая невозможность обмена энергией между двумя накопителями.

## 5.5. Переходные процессы в системах

Рассмотренные ранее случаи переходных процессов относятся к простейшим электроприводам, когда учитываются лишь основные накопители энергии и можно уделять внимание физической стороне дела, относительно просто приходя к результату. Вместе с тем, все современные электроприводы представляют собой весьма сложные многоэлементные замкнутые системы, и для их анализа и синтеза приходится прибегать к приемам, разработанным в теории автоматического управления. Один из самых распространенных на практике приемов – использование *структурных схем с передаточными функциями* входящих в систему элементов.

Передаточная функция – отношение изображений по Лапласу выходной величины к входной при нулевых начальных условиях. Так, для цепи  $R - L$ , подключенной к источнику напряжения  $u(t)$  имеем:

$$u(t) = i(t)R + L \frac{di(t)}{dt}$$

или, заменив  $\frac{d}{dt}$  на  $p$ ,  $u(t)$  на  $u(p)$  и  $i(t)$  на  $i(p)$  и решив уравнение относительно  $i(p)$ , примытом за выходную величину, получим

$$W(p) = \frac{i(p)}{u(p)} = \frac{1/R}{T p + 1},$$

где  $T = \frac{L}{R}$  – постоянная времени.

Для двигателя постоянного тока независимого возбуждения с учетом индуктивности якорной цепи  $L_{я}$  при питании якоря от источника напряжения  $u(t)$  и  $k\Phi = c$ , приняв за выходную величину  $\omega(t)$  и за входную  $u(t)$  после перехода к изображениям, получим для случая  $M_c = 0$  структурную схему на рис. 5.25,а.

Проеделав элементарные преобразования, будем иметь передаточную функцию двигателя в виде колебательного звена (рис. 5.25,б):

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{u(p)} = \frac{1/c}{T_m T_{я} p^2 + T_m p + 1},$$

где  $T_m = \frac{J R_{я}}{c^2}$  – электромеханическая постоянная времени,

$T_{я} = \frac{L_{я}}{R_{я}}$  – постоянная времени цепи якоря.

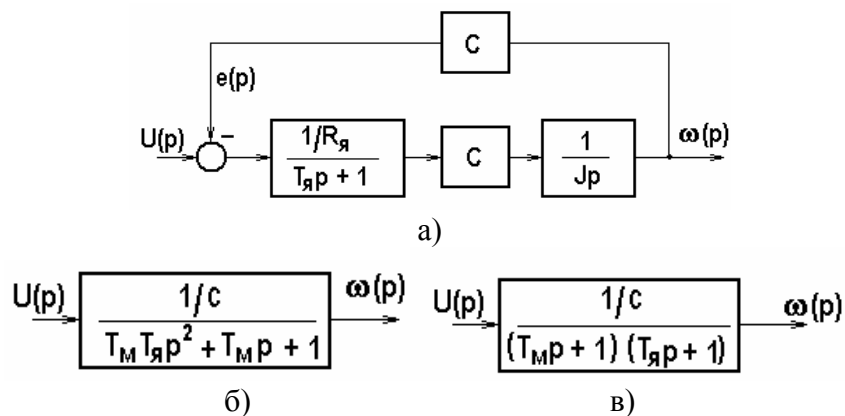


Рис.5.25. Передаточные функции двигателя постоянного тока независимого возбуждения

Если корни характеристического уравнения действительные, будем иметь два аperiodических звена (рис. 5.25, в):

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{u(p)} = \frac{1/c}{(T_{м}p+1)(T_{я}p+1)}$$

Используя подобные действия, можно получить структурную схему любой системы и применить к ней приемы преобразования. анализа и синтеза, разработанные в теории автоматического регулирования.

Рассмотрим здесь кратко лишь один из таких приемов рационального управления динамической системой – построение *систем подчиненного регулирования* с последовательной коррекцией.

Для выходной координаты некоторого объекта регулирования образуют замкнутый контур, в который входит как сам объект, так и специальный регулятор, обеспечивающий заданное качество регулирования.

Пусть передаточная функция объекта регулирования имеет вид, к которому часто удается привести после преобразований передаточную функцию реального устройства:

$$W_0(p) = \frac{K}{T p+1} \cdot \frac{1}{\prod_{j=1}^k (T_j p+1)}, \quad (5.31)$$

где  $K$  – общий коэффициент передачи,  
 $T$  – наибольшая постоянная времени,  
 $T_j$  – малые постоянные времени.

Поставим задачу максимально сократить время переходного процесса, исключив колебательность.

Рассмотрим сначала первый множитель в (5.31).

Теоретически возможно увеличить коэффициент передачи, включив на вход регулятор с передаточной функцией  $W_p(p) = K_I$ , однако это повысит чувствительность к помехам и склонность к колебательности. Теоретически возможен регулятор с передаточной функцией  $W_p(p) = Tp + 1$ , однако такой регулятор нереализуем физически. На практике обычно используют *пропорционально-интегральный регулятор* (ПИ-регулятор) с передаточной функцией

$$W_p(p) = \frac{Tp + 1}{KT_0p} = \frac{T}{KT_0} + \frac{1}{KT_0p}. \quad (5.32)$$

Тогда в разомкнутой структуре с таким регулятором будем иметь без второго сомножителя в (5.31):

$$W_{раз}(p) = W_p(p)W_0(p) = \frac{K(Tp + 1)}{(Tp + 1)KT_0p} = \frac{1}{T_0p}. \quad (5.33)$$

Для выбора  $T_0$  пользуются вторым сомножителем в (5.31). Если принять

$$T_0 \geq 2 \sum_{j=1}^k T_j = 2T_\mu, \quad (5.34)$$

то, как показано в теории, можно считать, что

$$\prod_{j=1}^k (T_j p + 1) \approx T_\mu p + 1. \quad (5.35)$$

Тогда, очевидно, передаточная функция разомкнутой системы будет

$$W_{раз}(p) = \frac{1}{T_0 p (T_\mu p + 1)} = \frac{1}{a T_\mu p (T_\mu p + 1)}, \quad (5.36)$$

а передаточная функция замкнутой системы определится как

$$W_{зам}(p) = \frac{1}{a T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1}, \quad (5.37)$$

где  $a = \frac{T_0}{T_\mu}$  – параметр, характеризующий вид переходного процесса; на рис. 5.26 приведе-

ны переходные функции для различных  $a$ . Очевидно, что компромисс между колебательностью и длительностью переходного процесса достигается при  $a = 2$ , и такая настройка (выбор  $T_0$ ) называется настройкой на технический оптимум. При этом без большой погрешности можно принять, что

$$W_{зам}(p) \approx \frac{1}{2T_\mu p + 1}. \quad (5.38)$$

Итак, оптимизация объекта с передаточной функцией  $W_0(p)$  имеет компромиссный характер, осуществляется включением ПИ-регулятора  $W_p(p)$  с замыканием системы по выходной координате и состоит в замене разомкнутой структуры с большой постоянной времени  $T$

замкнутой структурой с аналогичной передаточной функцией, но с другой постоянной времени, выбираемой из условия желаемого качества переходных процессов.

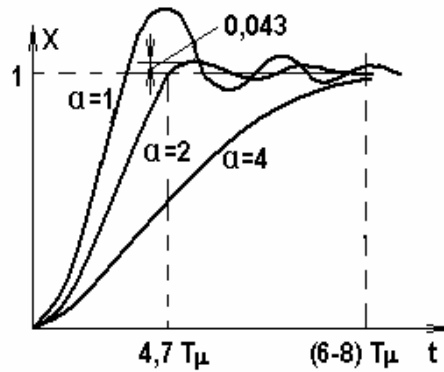


Рис. 5.26. Характер переходных процессов в контуре при различных  $\alpha = T_0/T_\mu$

Изложенная процедура оптимизации особенно удобна и эффективна, если в систему входит несколько контуров – рис. 5.27. Начав с внутреннего (контур 1) и оптимизировав его, как было описано выше, переходят к следующему контуру (контур 2) и действуют аналогичным образом.

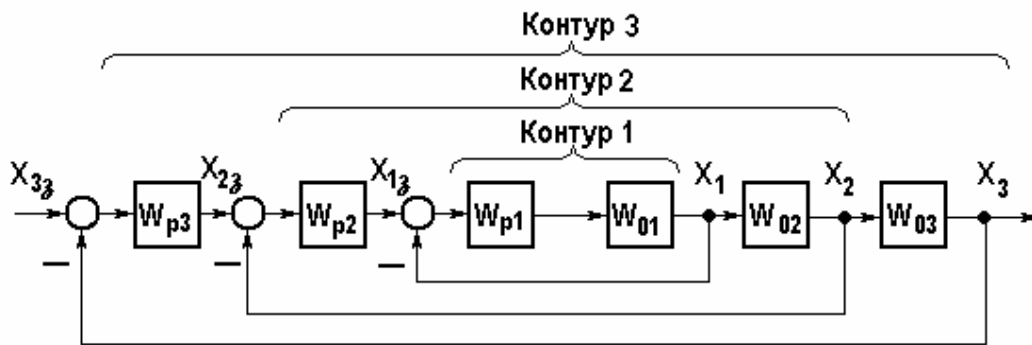


Рис. 5.27. Многоконтурная система

Если принять для упрощения, что малые постоянные  $T_j$ , образовавшие некомпенсируемую постоянную  $T_\mu$ , сосредоточены во внутреннем контуре, а во внешнем отсутствуют, можно получить следующие передаточные функции  $i$ -ого контура:

$$W_{i\text{раз}}(p) = \frac{1}{2^i T_\mu p [2^{(i-1)} T_\mu p + 1]} \quad (5.39)$$

и

$$W_{i\text{зам}}(p) = \frac{1}{2^i T_\mu p [2^{(i-1)} T_\mu p + 1] + 1} \approx \frac{1}{2^i T_\mu p + 1}. \quad (5.40)$$

К достоинствам изложенной оптимизации относится идентичность переходных процессов в каждом контуре при их независимой настройке, простота ограничения координат за счет ограничения задания нелинейной характеристикой вход-выход соответствующего регулятора, удобство в практической наладке систем. К недостаткам можно отнести сравнительно низкое быстродействие внешних контуров – см. (5.40).

Приведенный пример оптимизации сложной системы, разумеется, далеко не исчерпывает всех возможностей. Так, в настоящее время с появлением эффективной компьютерной поддержки все чаще используется прием, состоящий в составлении поэлементного математического описания системы, представлении дифференциальных уравнений в форме Коши и использовании мощных пакетов типа Simnon, Simulink и др. для работы с полученным математическим описанием. Самым сложным, требующим немалых усилий здесь является этап получения адекватного математического описания. Остальное берет на себя мощный, хорошо организованный программный продукт.

Во всех подходах, естественно, теряется физическая сторона процессов, однако появляется возможность работать с весьма сложными системами.

## Глава шестая

### ЭНЕРГЕТИКА

#### 6.1. Общие сведения

Основное назначение электропривода – преобразовывать электрическую энергию в механическую и управлять этим процессом. В связи с этим энергетические показатели и характеристики электропривода имеют первостепенное значение, тем более, что электропривод потребляет около 60-65% электроэнергии, производимой в стране.

Любой процесс передачи и преобразования энергии сопровождается ее потерями, т.е. входная мощность  $P_{вх}$  всегда больше выходной  $P_{вых}$  на величину потерь  $\Delta P$ , и очень важно, сколь велики эти потери.

Энергетическую эффективность процесса в данный момент обычно оценивают посредством коэффициента полезного действия (КПД), определяемого как

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{P_{вых}}{P_{вых} + \Delta P} = \frac{P_{вх} - \Delta P}{P_{вх}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{вх}}. \quad (6.1)$$

Важными энергетическими характеристиками изделия – двигателя, преобразователя, редуктора или электропривода в целом – служит номинальный КПД

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_n}, \quad (6.2)$$

где  $P_n$ ,  $\Delta P_n$  – номинальная выходная мощность и номинальные потери,

и зависимость КПД от относительной нагрузки  $\eta = f(P/P_n)$ ; для регулируемого электропривода часто удобно использовать зависимости  $\eta = f(\omega)$  при заданном моменте.

В случаях, когда в линии, питающей электропривод, напряжение и ток не совпадают по фазе и имеют несинусоидальную форму, используется еще одна энергетическая характеристика – коэффициент мощности, определяемый как

$$\chi = \frac{P}{UI} = v \cos \varphi_{(1)}, \quad (6.3)$$

где  $P$  – активная мощность;

$v = I/I_{(1)}$  – коэффициент искажений;

$U, I, I_{(1)}$  – действующие значения напряжения, тока, первой гармоники тока;

$\varphi_{(1)}$  – угол сдвига между первыми гармониками напряжения и тока.

При небольших искажениях  $v \approx 1$ , т.е.

$$\chi \approx \cos \varphi \quad (6.4)$$



При передаче по линии с некоторым активным сопротивлением  $R_r$  активной мощности  $P$  при  $\cos \varphi \neq 1$  потери  $\Delta P_{\sim}$  вырастут в сравнении с потерями при передаче той же мощности постоянным током  $\Delta P_{=}$  в отношении

$$\frac{\Delta P_{\sim}}{\Delta P_{=}} = \frac{1}{\cos^2 \varphi}.$$

Оценки энергетической эффективности электропривода вида (6.1) справедливы, как отмечалось, лишь, если процесс неизменен во времени. Если же нагрузка заметно *меняется во времени*, следует пользоваться оценками, определяемыми по энергиям за время  $t$ :

$$W = \int_0^t P(t) dt$$

и

$$\Delta W = \int_0^t \Delta P(t) dt.$$

Для циклических процессов с однонаправленным потоком энергии и временем цикла  $t_u$  удобным и информативным показателем служит цикловой КПД, определяемый как

$$\eta_u = \frac{W_u}{W_u + \Delta W_u} = \frac{\int_0^{t_u} P(t) dt}{\int_0^{t_u} P(t) dt + \int_0^{t_u} \Delta P(t) dt}, \quad (6.5)$$

где  $W_u$  и  $\Delta W_u$  – полезная энергия и потери энергии за цикл.

## 6.2. Оценка энергетической эффективности при неоднаправленных потоках энергии

Изложенное выше относилось к однонаправленным потокам энергии, когда мощность не меняет знак. Вместе с тем, часто встречаются случаи, когда направление потока энергии в цикле изменяется: подъем – спуск, разгон – торможение и т.п. Здесь приведенная выше формула КПД (6.5) становится недостаточной – неочевидно понятие «полезной энергии», интегрирование знакопеременных мощностей лишено смысла. Устранить неопределенность можно, условившись о равноправности всех режимов в цикле, если они необходимы для осуществления технологического процесса и, следовательно, полезны. Так, тормозной режим в транспортном средстве ничем не хуже режима разгона. Удержание руки робота в нужном месте какое-либо время – тоже очень полезное действие.

Если принять, что разнополярный график  $P(t)$  полезен, то естественно перейти к определению полезной энергии  $W$  в (6.5) по следующему выражению:

$$W = \int_0^t |P(t)| dt \quad (6.6)$$

Для энергетического канала (рис. 6.1), состоящего из источника электроэнергии, передающих и преобразовательных звеньев, рабочего органа, указывается место оценки – между  $i$ -м и  $(i+1)$ -м звеньями, а также те звенья – от  $k$ -ого до  $l$ -ого, в которых учитываются потери. Тогда с учетом (6.5) показатель энергетической эффективности – обобщенный КПД – имеет вид:

$$H_{i,k-l}^{t_1,\tau} = \frac{W_{i,i+1}^{t_1,\tau}}{W_{i,i+1}^{t_1,\tau} + \sum_{j=k}^l \Delta W_j^{t_1,\tau}}, \quad (6.7)$$

где  $W_{i,i+1}^{t_1,\tau} = \int_{t_1}^{t_1+\tau} |P_{i,i+1}(t)| dt;$

$$\Delta W_j^{t_1,\tau} = \int_{t_1}^{t_1+\tau} \Delta P_j(t) dt.$$

Верхний индекс указывает временной интервал – от  $t_1$  до  $\tau$ , на котором производится оценка.

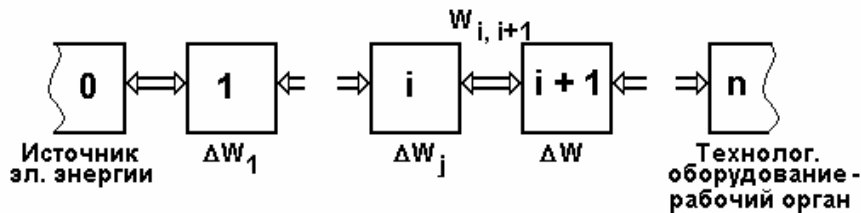


Рис. 6.1. Энергетический канал электропривода

Из (6.7) получаются выражения (6.1) и (6.5), однако обобщенный показатель может дать значительно бóльшую информацию. Например, если выбрать местом оценки сечение 0,1 и учесть потери во всех элементах от 1 до  $n$ , то при  $P_{0,1} > 0$  получим оценку эффективности потребления энергии на интервале  $\tau$ . Оценка будет работать и при  $W_{n-1,n} = 0$ , т.е. при отсутствии электромеханического преобразования энергии. При оценке в сечении  $n-1$ ,  $n$  отразит эффективность преобразования энергии, т.е. меру потерь, которыми сопровождается полезная механическая работа, и т.п.

Обобщенный показатель удобен для сравнения по энергетическому критерию различных систем, выполняющих одинаковые функции при относительно сложных режимах работы.

### 6.3. Потери в установившихся режимах

Потери в электрических машинах детально изучаются в соответствующих курсах. Основные составляющие потерь в машине:

- потери в обмотках (потери в меди),
- потери в магнитопроводе (потери в стали),
- потери в трущихся частях (потери механические).

Для *нерегулируемого электропривода* первую составляющую, пропорциональную  $I^2$ , относят к переменным потерям, поскольку  $I \equiv M$ , а последний определяется моментом сопротивления, т.е. зависит от технологического процесса. Две другие составляющие относят условно к постоянным потерям, так как потери в магнитопроводе определяются практически неизменными амплитудой и частотой магнитной индукции, а механические потери – практически неизменной скоростью. Таким образом, для нерегулируемого электропривода в первом приближении можно считать

$$\Delta P = K + I^2 R, \quad (6.8)$$

где  $K$  – постоянные потери,

$I$  и  $R$  – ток и сопротивление силовой цепи.

Более детальное качественное представление о потерях дает рис. 6.2

– диаграмма потерь при передаче энергии от электрического источника  $P_1 = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi$  (или  $P_1 = UI$  для электропривода постоянного тока) к вращающейся нагрузке  $P_2 = M\omega$ . На диаграмме указана также электромагнитная мощность  $P_{эм} = M\omega_0$  – мощность в воздушном зазоре машины.

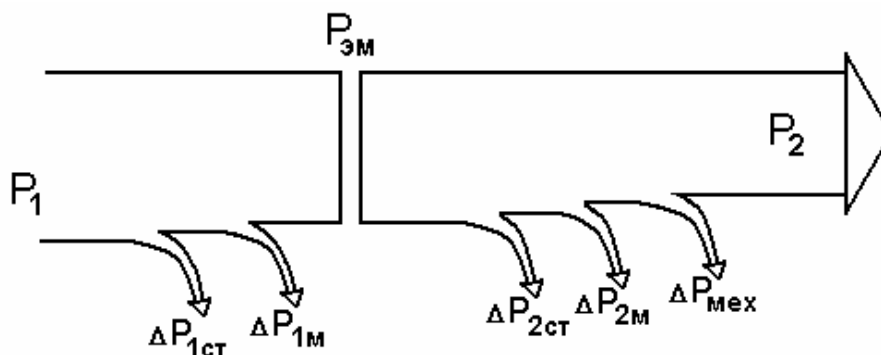


Рис. 6.2. Энергетическая диаграмма электрической машины

В принятых нами моделях электропривода для удобства предполагалось, что момент на валу равен моменту электромагнитному, а момент, связанный с потерями  $\Delta M$ , отнесен к моменту сопротивления  $M_c$ . Это допущение, существенно упрощающее все этапы анализа и синтеза электропривода, не вносит ощутимых погрешностей в результаты в подавляющем большинстве случаев, поскольку сами потери сравнительно невелики. Разумеется, в редких специальных случаях, когда либо потери значительны, либо их аккуратный учет представляет почему-либо самостоятельную задачу, нужно пользоваться более полными и точными моделями.

Общее представление об энергетической эффективности нерегулируемого электропривода дает зависимость КПД двигателя с редуктором от относительной нагрузки. На рис. 6.3 для ориентировки приведена такая зависимость для двигателей средней мощности (15-150 кВт) с хорошим редуктором (КПД больше 0,95).

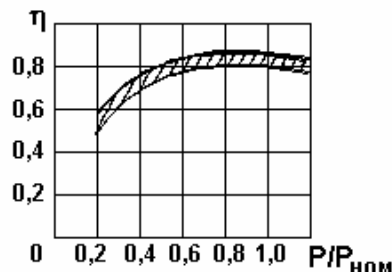


Рис. 6.3. Типичная зависимость КПД от нагрузки

Необходимо подчеркнуть, что работа с недогрузкой приводит к заметному снижению КПД, поэтому неоправданное завышение мощности двигателя «на всякий случай» – вредно. Так же вредны в соответствии с (6.5) неудачно организованные циклы, когда холостой ход занимает в цикле большое место.

В регулируемом по скорости электроприводе энергетическая эффективность определяется главным образом выбранным способом регулирования, в связи с чем все способы можно разделить на две большие группы в зависимости от того, изменяется или нет  $\omega_0$  в процессе регулирования.

К первой группе  $\omega_0 = const$  относятся все виды реостатного регулирования, а также регулирование асинхронного двигателя с к.з. ротором изменением напряжения при неизменной частоте. Если принять для простоты, что  $P_{эм} \approx P_1$  и  $\Delta P_2 \approx \Delta P_{2м}$ , то для этой группы получим:

$$\Delta P_2 = M\omega_0 - M\omega = M(\omega_0 - \omega) = P_1 \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = P_1 s, \quad (6.9)$$

т.е. потери в роторной (якорной) цепи при любой нагрузке пропорциональны разности скоростей  $\Delta\omega$  ( $\omega_0 - \omega$ ) или скольжению  $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ .

При реостатном регулировании лишь часть этих потерь, пропорциональная  $\frac{R_{2p}}{R_{2p} + R_{2доб}}$ , рассеивается внутри машины и греет ее. Другая часть, пропорциональная  $\frac{R_{2доб}}{R_{2p} + R_{2доб}}$ , рассеивается вне машины, ухудшая, разумеется, энергетические показатели электропривода. Именно эта часть в каскадных схемах используется полезно.

Сложнее и неприятнее соотношение (6.9) проявляется в асинхронном электроприводе с к.з. ротором при регулировании изменением напряжения или каким-либо еще «хитрым» способом, но при постоянной частоте. Здесь вся мощность  $\Delta P_2 = P_{1s}$  рассеивается в двигателе, нагревая его и делая способ практически непригодным для продолжительного режима работы.

Интересно, что соотношение (6.9) нельзя «обмануть», хотя такие попытки делались и еще делаются.

К второй группе  $\omega_0 = \text{var}$  относятся все «безреостатные» способы регулирования в электроприводах постоянного тока – изменением напряжения и магнитного потока и частотное регулирование в электроприводах переменного тока.

Принципиально способы второй группы энергетически предпочтительны, поскольку в (6.9) разность скоростей  $\Delta\omega \approx \text{const}$ , однако следует учитывать, что в устройствах, обеспечивающих  $\omega_0 = \text{var}$ , тоже есть потери и при малых мощностях, небольших диапазонах регулирования и немалой стоимости устройств необходимы детальные сопоставления.

#### 6.4. Потери в переходных режимах

Как было показано ранее (п.5.2), переходные процессы при быстрых изменениях воздействующего фактора могут сопровождаться большими бросками момента и тока, т.е. значительными потерями энергии. Поставим задачу оценить величину потерь энергии в переходных процессах и найти связи между потерями и параметрами электропривода. Будем учитывать только потери в активных сопротивлениях силовых цепей двигателя, так как именно эта составляющая общих потерь заметно возрастает в переходных процессах.

Анализ проведем лишь для переходных процессов, отнесенных ранее к первым двум группам (п.п. 5.2 и 5.3) и начнем с важного частного случая, когда *фактор, вызывающий переходный процесс, изменяется мгновенно*, а процесс протекает в соответствии со статическими характеристиками (п. 5.2).

Потери энергии в цепи ротора или якоря за время переходного процесса  $t_{mn}$  определяются с учетом (6.9) как

$$\Delta W_2 = \int_0^{t_{mn}} (M\omega_0 - M\omega) dt = \int_0^{t_{mn}} M\omega_0 s dt. \quad (6.10)$$

Для переходного процесса вхолостую ( $M_c = 0$ ) будем иметь:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} = -J\omega_0 \frac{ds}{dt}. \quad (6.11)$$

Подставив (6.11) в (6.10) и сменив пределы интегрирования, получим:

$$\Delta W_{20} = \int_{s_{нач}}^{s_{кон}} -J\omega_0^2 s ds = J\omega_0^2 \int_{s_{кон}}^{s_{нач}} s ds.$$

После интегрирования получим окончательно

$$\Delta W_{20} = \frac{J\omega_0^2}{2} (s_{нач}^2 - s_{кон}^2). \quad (6.12)$$

Этот результат универсален, очень прост и очень важен: *потери энергии в якорной или роторной цепи за переходный процесс вхолостую ( $M_c = 0$ ) при «мгновенном» появлении новой характеристики зависят только от запаса кинетической энергии в роторе при  $\omega_0$  и от начального и конечного скольжений*. При пуске и динамическом торможении они составят  $J\omega_0^2 / 2$ , при торможении противовключением  $3J\omega_0^2 / 2$ , при реверсе  $4J\omega_0^2 / 2 = 2J\omega_0^2$ . Ни форма механической характеристики, ни время переходного процесса, ни какие-либо параметры двигателя, кроме  $J$  и  $\omega_0$ , не влияют на потери в роторе.

Если в асинхронном двигателе пренебречь током намагничивания и считать, что  $I_1 = I_2'$ , то  $\Delta P_1 = I_1^2 R_1 = \Delta P_2 \frac{R_1}{R_2}$ . Тогда  $\Delta W_{10} = \Delta W_{20} \frac{R_1}{R_2}$ , а общие потери энергии в асинхронном двигателе при этих условиях составят

$$\Delta W_0 = \frac{J\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) (s_{нач}^2 - s_{кон}^2). \quad (6.13)$$

Переходный процесс – очень напряженный в энергетическом отношении режим: потери энергии в десятки раз выше, чем за то же время в установившемся режиме.

Для того чтобы оценить потери энергии в переходном процессе под нагрузкой  $M_c \neq 0$  (другие условия сохраняются), примем, что  $M_c = const$  и  $M = M_{cp} = const$ , – этот случай был детально рассмотрен в п. 5.2; для пуска графики  $\omega(M)$  и  $\omega(t)$  показаны на рис. 6.4. Тогда  $P_1 = M_{cp}\omega_0$ ,  $P_2 = M_{cp}\omega$ ,  $\Delta P = P_1 - P_2$  (рис. 6.4), а потери энергии определяется в соответствии с (6.10)

заштрихованным треугольником, т.е.

$$\Delta W_n = \frac{M_{cp}\omega_0 t_{mn}}{2},$$

или с учетом  $t_{mn} = J\omega_0 / (M_{cp} - M_c)$

$$\Delta W_n = \Delta W_0 \frac{M_{cp}}{M_{cp} - M_c}. \quad (6.14)$$

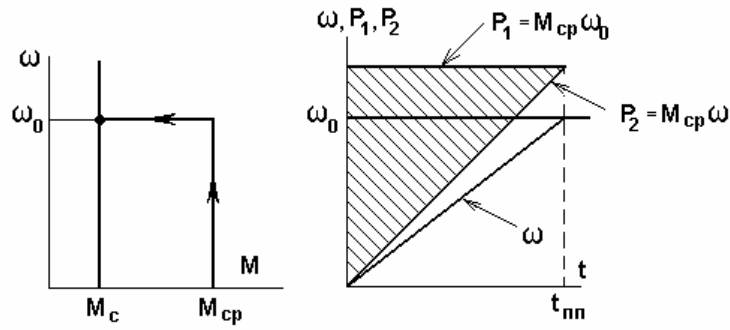


Рис. 6.4. Механические характеристики и потери энергии при пуске

При торможении нагрузка будет снижать потери:

$$\Delta W_m = \Delta W_0 \frac{M_{cp}}{M_{cp} + M_c}. \quad (6.15)$$

Из изложенного следуют возможные способы снижения потерь энергии в переходных процессах:

- уменьшение момента инерции за счет выбора соответствующего двигателя и редуктора или за счет замены одного двигателя двумя половинной мощности;
- замены торможения противовключением динамическим торможением или использование механического тормоза;
- переход от скачкообразного изменения  $\omega_0$  к ступенчатому; при удвоении числа ступеней будет вдвое сокращаться площадь треугольников, выражающих потери энергии;
- плавное изменение  $\omega_0$  в переходном процессе.

Рассмотрим подробнее последний способ, реализуемый практически в системах управляемый преобразователь – двигатель.

При плавном изменении  $\omega_0$  в переходном процессе, как это было показано в п. 5.3, должны уменьшаться потери энергии. Это иллюстрируется на рис. 6.5, где сравниваются два случая – прямой пуск вхолостую (а) и частотный пуск вхолостую за время  $t_1 \gg T_m$ , т.е. при

ускорении  $\varepsilon = \frac{\omega_{01}}{t_1}$  (б) – заштрихованные площади.

При прямом пуске, как уже отмечалось, потери энергии в якорной или роторной цепи определяется площадью заштрихованного треугольника на рис. 6.5,а и составят

$$\Delta W_{2np} = \frac{J\omega_{01}^2}{2}.$$

При плавном пуске потери определяются площадью заштрихованной на рис. 6.5,б трапеции:

$$\Delta W_{2nl} = M_1 \omega_{01} T_M = J \varepsilon \omega_{01} T_M = \frac{J \omega_{01}^2}{2} \cdot 2 \frac{T_M}{t_1} = \Delta W_{2np} \cdot 2 \frac{T_M}{t_1}. \quad (6.16)$$

Отметим, что выражение (6.16), полученное при аппроксимации реальной кривой скорости (см. п. 5.3) прямой линией справедливо лишь при  $t_1 \gg T_M$ ; при иных условиях следует использовать более точные модели.

Из изложенного следует, что уменьшая  $\varepsilon$ , т.е. увеличивая время переходного процесса и снижая момент, можно управлять потерями энергии, снижая их до любой требуемой величины.

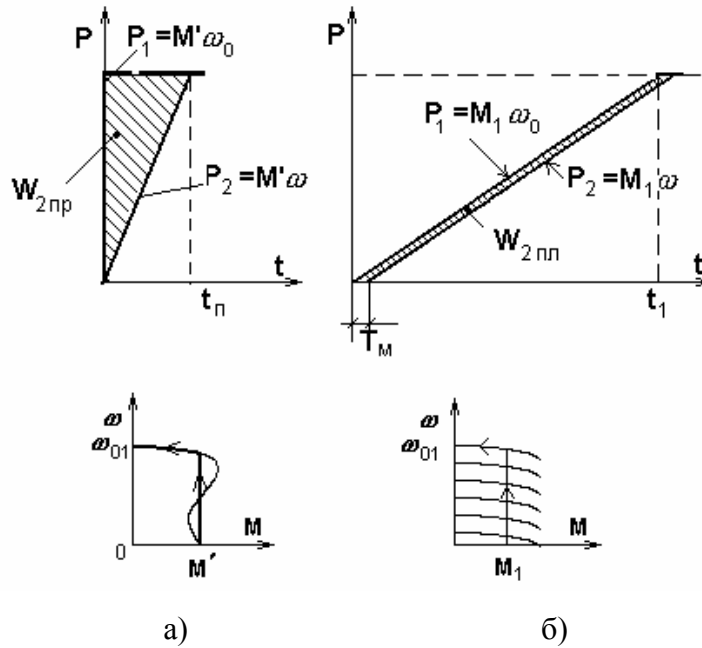


Рис. 6.5. Потери при прямом (а) и плавном (б) пуске

## 6.5. Энергосбережение средствами электропривода

Громадная доля электроэнергии, потребляемая электроприводом, – до 65% в развитых странах, и осуществление электроприводом практически всех технологических процессов, связанных с движением, делают особенно актуальной *проблему энергосбережения в электроприводе и средствами электропривода*. В мировой практике к настоящему времени сформировалось несколько основных направлений, по которым интенсивно ведутся исследования, разработки, осуществляются крупные промышленные проекты.

1. В нерегулируемом электроприводе, реализованном на основе асинхронных электродвигателей с к.з. ротором, много внимания уделяется так называемым энергоэффективным двигателям, в которых за счет увеличения массы активных материалов, их качества, а также за счет специальных приемов проектирования удается поднять на 1–2% (мощные двигатели) или на 4–5% (небольшие двигатели) номинальный КПД при некотором увеличении цены двигателя.



Этот подход, используемый и активно рекламируемый с 70-х годов сначала в США, затем в Европе, может приносить пользу, если технологический процесс действительно не требует регулирования скорости, если нагрузка меняется мало и если двигатель правильно выбран. Во всех других случаях использование более дорогих энергоэффективных двигателей может оказаться нецелесообразным.

2. Правильный выбор двигателя для конкретного технологического процесса – один из важнейших путей энергосбережения. В европейской практике принято считать, что средняя загрузка двигателей составляет 0,6, тогда как в нашей стране, где до недавнего времени не было принято экономить ресурсы, этот коэффициент составляет 0,3 – 0,4, т.е. привод работает с КПД значительно ниже номинального. Завышенная «на всякий случай» мощность двигателя часто приводит к незаметным на первый взгляд, но очень существенным отрицательным последствиям в обслуживаемой электроприводом технологической сфере, – например, к излишнему напору в гидравлических сетях, связанному с ростом потерь и снижением надежности и т.п.

3. Основной путь энергосбережения средствами электропривода – подача конечному потребителю – технологической машине – необходимой в каждый момент мощности. Это может быть достигнуто посредством управления координатами электропривода, т.е. за счет перехода от нерегулируемого электропривода к регулируемому. Этот процесс стал в последние годы основным в развитии электропривода в связи с появлением доступных технических средств для его осуществления – преобразователей частоты и т.п.

4. Выбор рациональных в конкретных условиях типов электропривода и способов управления, обеспечивающих минимизацию потерь в силовом канале, – важный элемент в общей проблеме энергосбережения.

Ожидается, что переход от нерегулируемого электропривода к регулируемому в технологиях, где это требуется, может сэкономить до 25-30% электроэнергии. В одной из технологий – в водо-воздухоснабжении – переход к регулируемому электроприводу, как показал опыт, экономит около 50% электроэнергии, до 25% воды и до 10% тепла.

## Глава седьмая ЭЛЕМЕНТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

### 7.1. Общие сведения

Обычно простые задачи проектирования имеют примерно следующие формулировки: взамен устаревшего электропривода данной установки разработать современный, с лучшими техническими и экономическими показателями; взамен нерегулируемого электропривода агрегата применить регулируемый; разработать электропривод, которым можно заменить импортный, не обеспеченный запасными элементами; разработать электропривод какой-либо уникальной установки – испытательного стенда, специального транспортера и т.п.

Все задачи проектирования совсем не простые, поскольку могут быть решены различными, в общем случае совсем не равноценными способами, а выбор одного решения, которое и будет затем реализовываться, должен быть сделан на основе ряда критериев при учете системы конкретных ограничений. Назовем основные этапы инженерного проектирования.

*Формулировка задачи* – первый этап проектирования. Это точное указание того, что есть и чем это не устраивает и что и в каком смысле должно стать лучше после реализации проекта. На этом этапе не нужны детали, нужны лишь самые главные черты объекта до и после проектирования. Если этот этап выполнен плохо, очень велика опасность, что весь дальнейший труд будет потрачен впустую.

*Анализ задачи* – второй этап проектирования – выявление всех существенных качественных и количественных признаков создаваемого объекта в исходном (до проектирования) и конечном (после проектирования) состояниях, определение ограничений и назначение критериев, по которым будет оцениваться качество спроектированного объекта.

*Поиск возможных решений* – это третий этап проектирования. Здесь в первую очередь необходимы знания, но кроме знаний нужно нестандартное мышление, умение избегать как консерватизма, так и поспешности; очень полезны аналоги, разумеется, при критическом к ним отношении, посещение выставок, чтение литературы, консультации и т.п.

Даже в простом случае уместно предложить несколько (много) решений, которые в принципе соответствуют задаче. Когда предлагается много решений, разумеется, не заведомо негодных, меньше шансов пропустить хорошее.

*Выбор решения* из множества возможных на основе критериев и с учетом ограничений. Это четвертый, очень ответственный этап. Здесь опять не нужны избыточные детали, кроме тех, что позволяют целенаправленно, по критериям, сравнивать решения. Здесь очень важны верные крупные оценки.

В теории проектирования вводится понятие нехудших решений, т.е. решений, попадающих в некоторую допустимую область по совокупности признаков, и формулируются алгоритмы их поиска.

*Детальная разработка выбранного технического решения.* Это пятый этап – этап окончательного выбора оборудования, расчета характеристик, составления алгоритмов управления, конструктивной компоновки узлов, оценки основных показателей и т.п. Пятый этап выполняется всегда – и в серьезных, и в учебных проектах. Однако если ему не предшествуют первые четыре или если они выполнены некачественно, нетворчески, итоги могут быть печальными.

Подчеркнем, что, как и всякий творческий процесс, конкретное проектирование, даже при очень жестких ограничениях во времени, не развивается по равномерно восходящей линии – неизбежны возвраты, повторы и т.п. Характерный график процесса представлен на рис. 7.1. В хороших проектах первые четыре этапа занимают не менее 50 % всего времени – при этом создается или, точнее, может создаваться действительно новое и действительно хорошее, лучшее, чем было, решение.

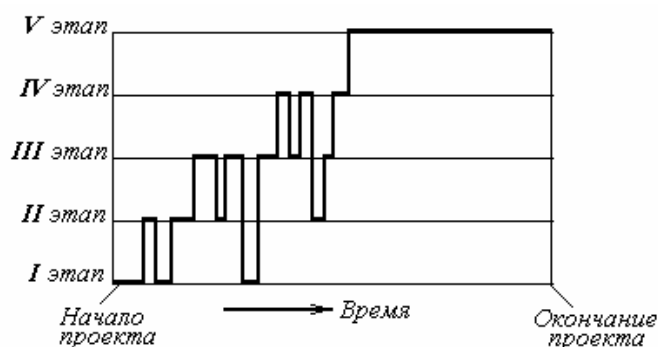


Рис. 7.1. Типичный график процесса проектирования

*Выбор двигателя* – один из ответственных этапов проектирования привода, так как именно двигатель осуществляет электромеханическое преобразование энергии и в значительной мере определяет технические и экономические качества привода в целом.

Ограничим задачу рассмотрением лишь *выбора мощности* двигателя, т.е. будем считать, что тип двигателя и способ управления им выбраны заранее.

Одним из основных требований к двигателю является надежность его работы при минимуме капитальных затрат и эксплуатационных издержек. Это требование может быть удовлетворено лишь при выборе двигателя соответствующей мощности. Применение двигателя завышенной мощности влечет за собой неоправданное повышение капитальных вложений, снижение КПД, а для асинхронных двигателей – ухудшение коэффициента мощности. Применение двигателей недостаточной мощности может привести к нарушению нормальной работы механизма, возникновению аварий и сокращению нормального срока службы двигателя.

Нагрузка на двигатель при длительном ее воздействии ограничивается *нагревом*, а при кратковременном – его *перегрузочной способностью*.

Перегрузочная способность представляет собой отношение максимального момента, который способен развить двигатель хотя бы кратковременно, к его номинальному моменту

$\lambda = \frac{M_{\text{макс}}}{M_n}$ . Для асинхронных двигателей максимальный момент ограничен критическим

значением момента; для синхронных – значением момента, при котором возможна устойчивая работа двигателя в синхронном режиме, для двигателей постоянного тока максимальный момент ограничен значением, при котором коммутация тока протекает без опасного искрения на коллекторе.

Ограничение по нагреву двигателей определяется теплостойкостью их изоляции. При соблюдении установленных заводом ограничений по температуре срок службы изоляции электрических машин составляет около 10 лет, что и является нормальным сроком их эксплуатации. Нагрев изоляции выше предельных значений недопустим, так как вызывает сокращение срока службы электрических машин. Предельные температуры обмоток двигателей с различными классами изоляции соответствуют номинальной нагрузке двигателей и температуре окружающей среды  $+40^\circ\text{C}$ . Если действительное значение температуры  $t_{\text{окр}} < +40^\circ\text{C}$ , то двигатель без опасности перегрева может быть нагружен несколько выше номинальной нагрузки; при  $t_{\text{окр}} > +40^\circ\text{C}$  нагрузка двигателя должна быть снижена против номинальной.

При выборе мощности двигателя основными исходными данными являются требуемые моменты, которые должны быть приложены к валу механизма, требуемые скорости и ускорения рабочего органа механизма. Эти величины должны быть известны из требований технологического процесса.

Задача выбора мощности двигателя осложняется тем, что в динамическом режиме момент, развиваемый двигателем, не равен моменту статической нагрузки, а разница – дина-

мический момент  $J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}$  – зависит от суммарного момента инерции привода, в который

входит и момент инерции двигателя. В связи с этим в тех случаях, когда динамические режимы играют заметную роль, задача решается в два этапа: предварительный выбор двигателя и его проверка по перегрузочной способности и по нагреву. В частном случае, когда двигатель работает преимущественно в установившихся режимах ( $M = M_c$ ), выбор двигателя может быть произведен непосредственно по требуемым  $M_c$  и  $\omega$ .

Далее мы будем рассматривать, в основном, общий случай.

## 7.2. Нагрузочные диаграммы механизма и двигателя.

Исходные данные для выбора двигателя обычно представляются в виде *нагрузочных диаграмм механизма*, т.е. зависимостей  $M_c(t)$  и  $\omega(t)$  и приведенного момента инерции  $J_m'$  (см. п.2.2). Зависимость  $\omega(t)$  иногда называют тахограммой. Иногда  $M_c(t)$  зависит от пути, в этом случае при известной скорости можно перестроить заданный график  $M_c(\varphi)$ , получив его в виде  $M_c(t)$ .

Нагрузочные диаграммы механизма, вообще говоря, могут иметь любой вид, однако всегда можно выделить цикл, т.е. промежуток времени  $t_u$ , через который диаграмма повторяется. Если характер работы таков, что режимы воспроизводятся плохо (лифт, подъемный кран и т.п.), строят нагрузочные диаграммы для наиболее вероятного или наиболее тяжелого цикла.

Следует особо подчеркнуть, что для обоснованного выбора двигателя требуемая нагрузочная диаграмма механизма должна быть известна. На рис. 7.2 в качестве примера приведены требуемые нагрузочная диаграмма и тахограмма некоторого механизма (верхние для графика).

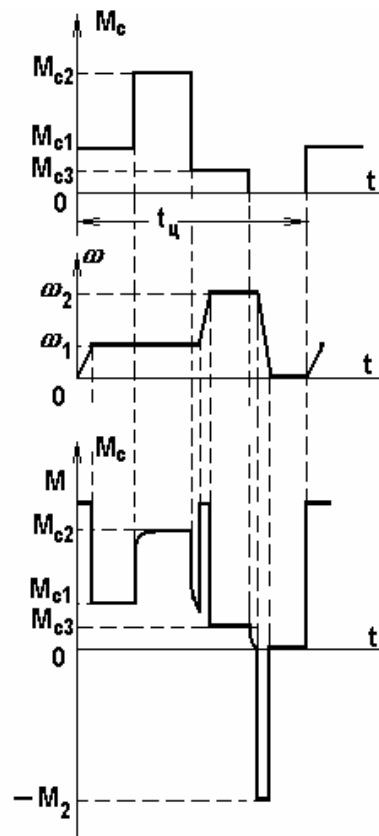


Рис. 7.2. Нагрузочные диаграммы механизма и двигателя

Для предварительного выбора двигателя по известной нагрузочной диаграмме механизма можно найти средний момент статической нагрузки

$$M_{c\text{ ср}} = \frac{\sum_{i=1}^n M_{c i} t_i}{\sum_{i=1}^n t_i},$$

где  $M_{c i}$  – момент статической нагрузки на  $i$ -ом интервале;

$t_i$  – продолжительность  $i$ -ого интервала;

$n$  – число интервалов, где  $M_c = \text{const}$ .

Номинальный момент искомого двигателя с учетом динамических нагрузок может быть оценен как

$$M_n = (1,1 - 1,3) M_{c\text{ ср}}.$$

В качестве номинальной скорости следует взять  $\omega_{\text{макс}}$ , если регулирование однозонное вниз от основной скорости, или  $\omega_{\text{мин}}$ , если регулирование однозонное вверх от основной скорости. По найденным таким образом величинам  $M_n$  и  $\omega_n$  можно выбрать двигатель по каталогу и, следовательно, определить его момент инерции, построить механические характеристики, кривые переходных процессов.

После того, как двигатель предварительно выбран, можно перейти к построению *нагрузочной диаграммы двигателя*, т.е. зависимости  $M(t)$ . Это построение сводится к решению уравнения движения

$$M = M_c + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}$$

одним из описанных в гл.5 приемов.

На рис. 7.2 внизу показана нагрузочная диаграмма двигателя, построенная в предположении, что при изменении скорости  $M \approx \text{const}$ , а при набросе и сбросе нагрузки привод работает на линейной механической характеристике.

Нетрудно видеть, что нагрузочная диаграмма двигателя существенно отличается от нагрузочной диаграммы механизма. На рис. 7.3 – 7.5 показано еще несколько типичных нагрузочных диаграмм и соответствующие динамические характеристики привода.

Рис. 7.3 соответствует случаю, когда механизм с  $M_c = \text{const}$  работает в режиме изменяющейся скорости. Идеализированная динамическая механическая характеристика показана внизу. Следует отметить, что при построении нагрузочных диаграмм двигателя часто прибегают к подобной идеализации, так как для целей выбора двигателя детали диаграммы, обусловленные особенностями конкретной характеристики, обычно несущественны.

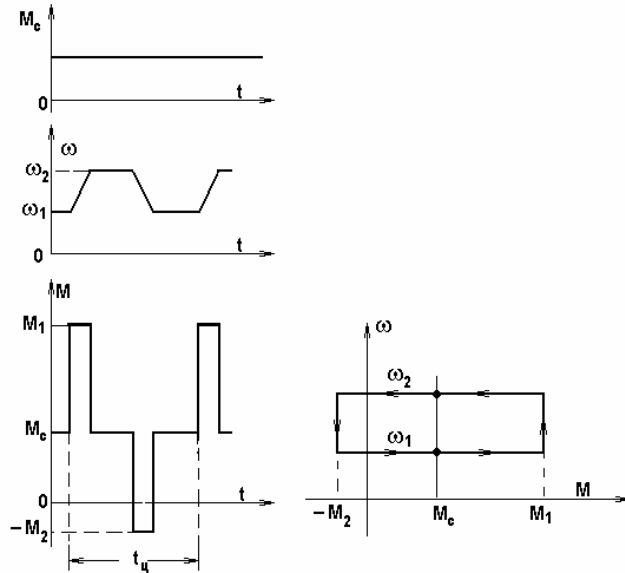


Рис. 7.3. Нагрузочная диаграмма при  $M_c = const$  и  $\omega = var$

На рис. 7.4 показана нагрузочная диаграмма привода, работающего в режиме частых пусков и торможений, осуществляемых по характеристикам, приведенным внизу. Графики  $\omega(t)$   $M(t)$  построены в соответствии с правилами, изложенными в п. 5.2.

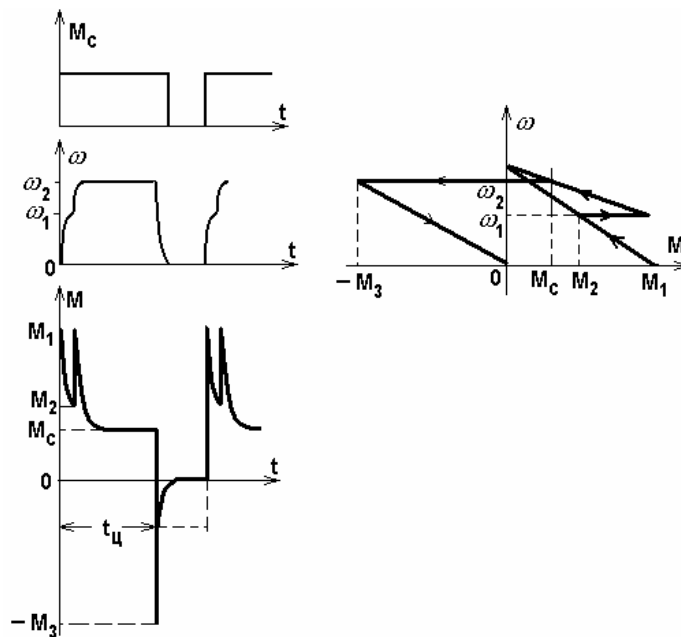


Рис. 7.4. Нагрузочная диаграмма при частых пусках – торможениях

На рис. 7.5 показаны нагрузочные диаграммы электропривода с пиковым характером нагрузки при линейной механической характеристике двигателя. Момент статической нагрузки изменяется мгновенно от  $M_{c0}$  до  $M_{c1}$ . Момент, развиваемый двигателем при приложении  $M_{c1}$  выразится как

$$M = (M' - M_{c1}) e^{-\frac{t}{T_M}} + M_{c1},$$

а при снятии нагрузки

$$M = (M'' - M_{c0}) e^{-\frac{t}{T_M}} + M_{c1},$$

где  $T_M = \frac{J_\Sigma}{|\beta|}$ .

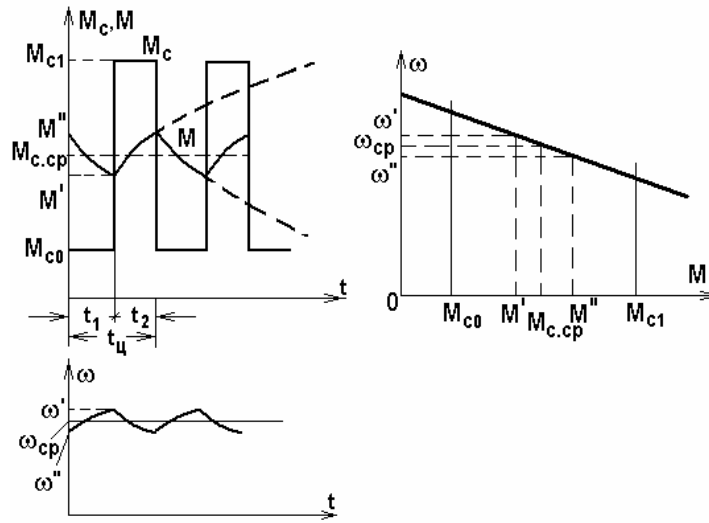


Рис. 7.5. Нагрузочная диаграмма маховикового электропривода

Величины  $M'$ ,  $M''$  и  $\omega'$ ,  $\omega''$  при заданных  $t_1$  и  $t_2$  определяются значением  $T_M$ . Если  $T_M$  мала, то момент, развиваемый двигателем, будет повторять изменение  $M_c$ . Если, напротив,  $T_M$  велика, то  $M'$ ,  $M''$  и  $\omega'$ ,  $\omega''$  будут мало отличаться от соответствующих средних значений  $M_{c\text{cp}}$  и  $\omega_{\text{cp}}$  благодаря тому, что энергия, запасенная во вращающихся частях привода на интервале  $t_1$  ( $M_c = M_{c0}$ ) будет расходоваться на покрытие пика нагрузки на интервале  $t_2$  ( $M_c = M_{c1}$ ). При  $\omega \approx \omega_{\text{cp}}$  эта энергия пропорциональна площадям, заштрихованным на рис. 7.5. «Спрямление» нагрузочной диаграммы двигателя при пиковом характере нагрузки часто оказывается весьма полезным, так как позволяет снизить требования к перегрузочной способности двигателя и уменьшить потери в двигателе.

Увеличение  $T_M$  в этих случаях достигается использованием маховика с моментом инерции  $J_{\text{max}}$  ( $J_\Sigma = J_{\text{дв}} + J_{\text{max}} + J_{\text{м}'}$ ) и выбором соответствующей величины жесткости механической характеристики двигателя  $\beta$ .

Нагрузочная диаграмма двигателя, как отмечалось, служит основой для проверки предварительно выбранного двигателя по перегрузочной способности и по нагреву.

Проверка по перегрузочной способности сводится к проверке выполнения условия

$$M_{\text{макс}} \leq M_{\text{доп}},$$

где  $M_{\text{макс}}$  – максимальный момент из нагрузочной диаграммы двигателя;

$M_{\text{доп}}$  – допустимый по перегрузке момент двигателя.

Для двигателя постоянного тока нормального исполнения



$$M_{\partial on} = (2 - 2,5)M_n;$$

для асинхронного двигателя с учетом возможного снижения напряжения питания на 10%

$$M_{\partial on} = 0,8M_k;$$

для синхронного двигателя нормального исполнения

$$M_{\partial on} = (2 - 2,5)M_n.$$

Асинхронные короткозамкнутые двигатели дополнительно проверяются по пусковому моменту; для нормального пуска должно выполняться условие:

$$M_{c.макс} < M_n,$$

где  $M_{c.макс}$  – максимальный момент статической нагрузки, при котором должен выполняться пуск привода;

$M_n$  – пусковой момент двигателя.

Проверка по нагреву, сводящаяся к оценке фактической температуры изоляции обмоток двигателя и сравнению ее с допустимой, также выполняется с использованием нагрузочных диаграмм двигателя. Эта операция выполняется с использованием тепловой модели двигателя.

### 7.3. Тепловая модель двигателя. Стандартные режимы

В тепловом отношении электрическая машина – сложный объект: она неоднородна по материалу, имеет рассредоточенные внутренние источники тепла, интенсивность которых зависит от режима, теплоотдача зависит от скорости и т.п. Именно эта сложность побуждает пользоваться на практике для относительно грубых оценок предельно простой моделью, построенной в предположении, что машина – однородное тело с постоянной теплоемкостью  $C$ , Дж/°С, с одинаковой температурой во всех точках  $\vartheta$ , с теплоотдачей во внешнюю среду  $A\tau$ , пропорциональной коэффициенту теплоотдачи  $A$ , Дж/с·°С, и разности  $\tau$  температуры машины  $\vartheta$  и окружающей среды  $\vartheta_{oc}$ , т.е.  $\tau = \vartheta - \vartheta_{oc}$ , °С.

Тогда уравнение теплового баланса для некоторого интервала времени  $dt$  будет

$$\Delta P dt = A\tau dt + C d\tau. \quad (7.1)$$

Разделив обе части на  $A dt$ , получим:

$$\frac{\Delta P}{A} = \tau + \frac{C}{A} \frac{d\tau}{dt}$$

или

$$\tau + T_T \frac{d\tau}{dt} = \tau_{кон}, \quad (7.2)$$

где  $T_m = C/A$  – тепловая постоянная времени;

$\tau_{кон} = \Delta P/A$  – конечное (установившееся) значение превышения температуры.

Мы вновь обнаружили, как и в п. 5.2, что при одном накопителе энергии, в данном случае тепловой, переменная, характеризующая ее запас, изменяется по экспоненте, являющейся решением (7.2):

$$\tau = (\tau_{нач} - \tau_{кон})e^{-t/T_T} + \tau_{кон}. \quad (7.3)$$

Уравнение (7.2) позволяет представить динамическую тепловую модель двигателя в виде передаточной функции

$$W(p) = \frac{\tau(p)}{\Delta P(p)} = \frac{1/A}{T_m p + 1}. \quad (7.4)$$

Отметим, что постоянная времени  $T_m$ , вообще говоря, – не постоянная: в начальной части нагрева, когда греются лишь активные части, главным образом медь обмоток, и тепло не успевает распространиться по всему телу машины, процесс идет быстрее, чем по (7.3), т.е.  $T_m' < T_m$  – пунктир на рис. 7.6.

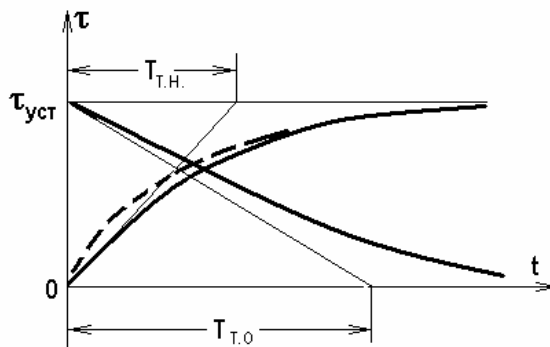


Рис. 7.6. Характеристики нагревания – охлаждения электрической машины

Для самовентилируемых машин теплоотдача зависит от скорости, уменьшаясь с ее уменьшением, т.е.  $T_{\omega=0} > T_{m\omega}$ , причем разница может быть существенной – в 2 и более раза – см. рис. 7.6. Некоторое представление о порядке постоянных времени машин при  $\omega \approx \omega_n$  дает рис. 7.7.

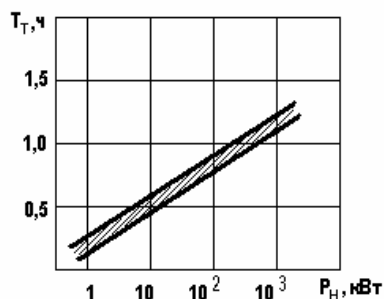


Рис. 7.7. Ориентировочная зависимость тепловой постоянной времени от мощности электрической машины

Итак, реакция машины на быстрые изменения потерь в ней – отрезки экспонент с относительно большими (минуты, даже часы для больших машин) постоянными времени. В установившемся режиме ( $d\tau/dt=0$ ) по (7.2) имеем

$$\tau = \Delta P / A; \quad (7.5)$$

в номинальном режиме по определению

$$\tau_n = \Delta P_n / A. \quad (7.6)$$

Найденные закономерности нагревания и охлаждения двигателей позволяют выделить три характерные стандартные режима работы электроприводов.

*Продолжительный режим S1* характеризуется условием

$$t_p > 3T_{m.n}, \quad (7.7)$$

т.е. за время работы  $t_p$  температура перегрева достигает установившегося значения (рис. 7.8,а), продолжительность паузы роли не играет.

*Кратковременный режим S2*, при котором

$$\begin{aligned} t_p &\ll 3T_{m.n}, \\ t_o &> 3T_{m.o}, \end{aligned} \quad (7.8)$$

т.е. за время работы перегрев не успевает достичь установившейся величины, а за время паузы  $t_o$  двигатель охлаждается до температуры окружающей среды (рис. 7.8,б).

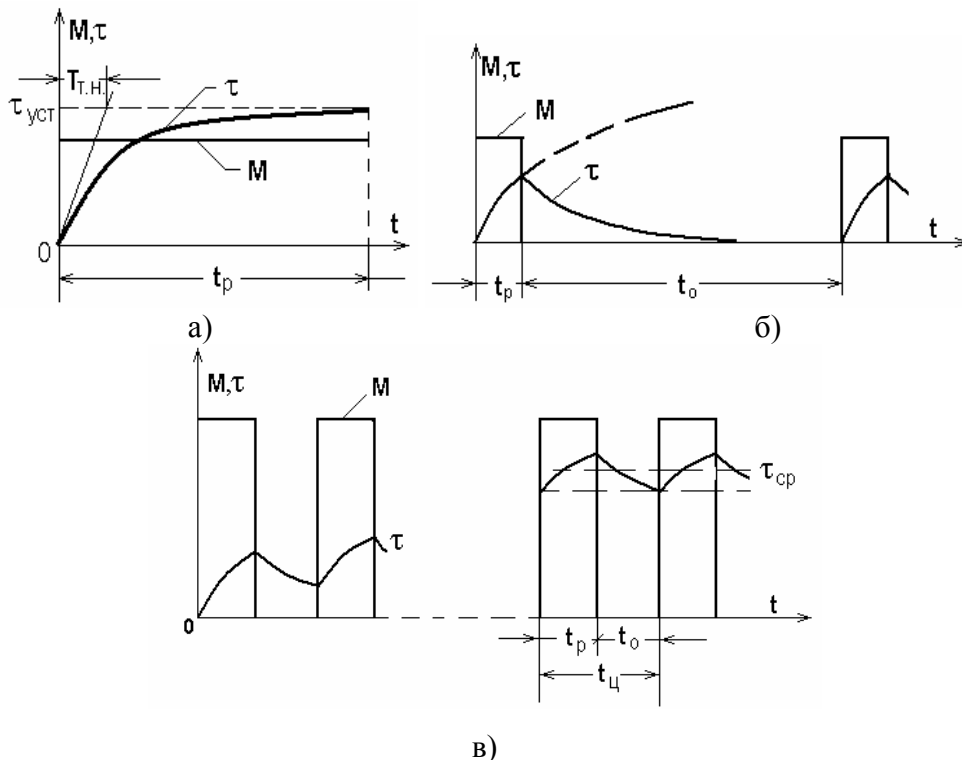


Рис. 7.8. Диаграммы продолжительного S1 (а), кратковременного S2 (б) и повторно-кратковременного S3 (в) режимов

Повторно-кратковременный режим  $S3$  соответствует условиям

$$\begin{aligned}t_p &\ll 3T_{m.n}, \\t_o &\ll 3T_{m.o},\end{aligned}\tag{7.9}$$

т.е. за время работы перегрев не достигает  $\tau_{уст}$ , а за время паузы не становится равным нулю. При достаточно долгом повторении циклов процесс устанавливается, т.е. температура перегрева в начале и конце цикла одинакова и ее колебания происходят около среднего уровня  $\tau_{cp}$  (рис.7.8,в). Повторно-кратковременный режим характеризуется относительной продолжительностью включения  $\varepsilon$  или  $ПВ$

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \frac{t_p}{t_p + t_o}, \\ПВ &= \varepsilon \cdot 100\%.\end{aligned}\tag{7.10}$$

При повторно-кратковременном режиме ограничивается как  $\varepsilon$  ( $\varepsilon \leq 0,6$ ), так и время цикла ( $t_q \leq 10$  мин).

Еще четыре стандартных режима базируются на перечисленных выше основных:  $S4$  и  $S5$  отличаются от  $S3$  учетом динамических моментов при пуске и торможении,  $S6$  и  $S7$  соответствуют  $S1$ , но при переменной нагрузке ( $S6$ ) и с учетом пуска и торможения ( $S7$ ). Стандартный режим  $S8$  отражает самый общий случай периодического изменения  $M$  и  $\omega$ .

#### 7.4. Проверка двигателей по нагреву в продолжительном режиме

Если известна нагрузочная диаграмма двигателя и его тепловые параметры, то можно построить график  $\tau(t)$  и, оценив действительный перегрев, сравнить его с допустимым. Этот путь весьма громоздок, в связи с чем на практике пользуются упрощенными приемами, основанными на косвенной оценке перегрева. В основе этих приемов лежит *метод средних потерь*.

Пусть нагрузочная диаграмма двигателя имеет циклический характер, а момент в каждом цикле не остается неизменным, т.е. двигатель работает с переменной нагрузкой (режимы  $S6$ ,  $S7$  или  $S8$ ).

Рассмотрим «далекий» цикл, в котором тепловые процессы в двигателе установились, т.е. температуры перегрева в начале и в конце цикла равны, а в течение цикла  $\tau$  изменяется около среднего уровня  $\tau_{cp}$ . Равенство температур перегрева в начале и конце цикла свидетельствует о том, что количество тепла, запасенное в двигателе к началу цикла, не отличается от количества тепла, запасенного в двигателе в конце цикла, т.е. тепло в двигателе не запасается. Это значит, что все выделившееся за цикл тепло отводится в окружающую среду т.е.

$$\int_0^{t_u} \Delta P(t) dt = A \tau_{cp} t_u. \quad (7.11)$$

Уравнение (7.11), выражающее закон сохранения энергии в интегральной форме, можно записать в следующем виде:

$$\frac{\int_0^{t_u} \Delta P(t) dt}{t_u} = A \tau_{cp}$$

или, очевидно,

$$\Delta P_{cp} = A \tau_{cp}, \quad (7.12)$$

т.е. *средняя за цикл мощность потерь пропорциональна средней температуре перегрева.*

Для номинального режима, в соответствии с (7.6) имеем:

$$\Delta P_n = A \tau_n, \quad (7.13)$$

где  $\Delta P_n$  – номинальная мощность потерь;

$$\Delta P_n = \frac{P_n (1 - \eta_n)}{\eta_n};$$

$P_n$  – номинальная мощность двигателя;

$\eta_n$  – номинальный КПД двигателя;

$\tau_n = \tau_{дон}$  – номинальная (допустимая) температура перегрева двигателя.

Сравнивая (7.12) и (7.13), легко прийти к формулировке метода средних потерь: *если средняя за цикл мощность потерь не превосходит номинальную мощность потерь, т.е.*

$$\Delta P_{cp} \leq \Delta P_n,$$

*то средняя температура перегрева не превышает допустимую*

$$\tau_{cp} \leq \tau_n = \tau_{дон}.$$

Пусть нагрузочная диаграмма, построенная для предварительно выбранного двигателя, имеет вид, представленный на рис. 7.9. Для каждого уровня нагрузки двигателя (на каждом участке диаграммы) вычислим мощность  $P_i = M_i \omega_i$  по кривой  $\eta(P/P_n)$  определим значение КПД  $\eta_i$ , и найдем потери

$$\Delta P_i = \frac{P_i (1 - \eta_i)}{\eta_i}.$$

Затем вычислим средние потери:

$$\Delta P_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}$$

(в примере  $n = 3$ ) и сравним их с  $\Delta P_n$ . Если  $\Delta P_{cp} \leq \Delta P_n$ , двигатель выбран правильно.

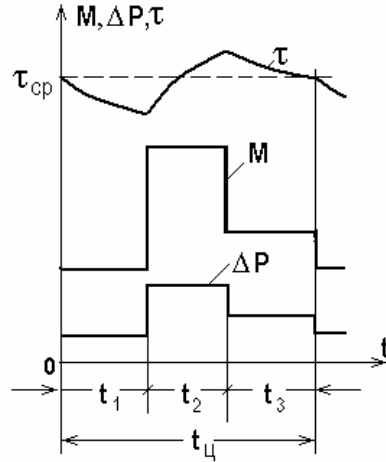


Рис. 7.9. Нагрузочная диаграмма и кривая  $\tau(t)$  для «далекого» цикла

Если при сопоставлении средних потерь за цикл с номинальными потерями окажется, что  $\Delta P_{cp} > \Delta P_n$ , то двигатель будет перегреваться, что недопустимо. Наоборот, при  $\Delta P_{cp} \ll \Delta P_n$  двигатель будет плохо использован по нагреву. В обоих случаях необходимо выбрать другой двигатель, перестроить нагрузочную диаграмму и вновь проверить двигатель по нагреву путем сопоставления средних потерь при переменном графике нагрузки с номинальными потерями при постоянной нагрузке.

Метод средних потерь позволяет оценивать среднюю температуру перегрева, не прибегая к построению  $\tau(t)$ . Действительная температура отличается от средней, однако, если выполняется условие

$$T_{ц} \ll T_{Тн}, \quad (7.14)$$

то эта разница будет весьма малой. Условие (7.14) является необходимым при использовании метода средних потерь.

Метод средних потерь требует знания кривой КПД двигателя в функции его нагрузки и предварительного определения потерь на каждом из участков графика, что вносит некоторые осложнения в расчет. Если в распоряжении расчетчика в результате построения нагрузочной диаграммы имеются кривые тока в функции времени, то при некоторых условиях можно произвести проверку двигателя по нагреву без вычисления потерь, воспользовавшись методом эквивалентного тока.

В соответствии с (6.8) потери в двигателе можно рассматривать как сумму постоянных потерь  $k$ , не зависящих от нагрузки, и переменных  $I^2 R$ , всецело определяемых нагрузкой.

Назовем *эквивалентным током* такой неизменяющийся ток, при работе с которым в электрическом двигателе выделяются потери, равные средним потерям при переменном графике нагрузки, т.е.

$$\Delta P_{cp} = k + I_{\text{экв}}^2 R. \quad (7.15)$$

Средняя мощность потерь за цикл при переменном графике нагрузки двигателя и продолжительном режиме работы

$$\Delta P_{cp} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}.$$

Выразив потери на каждом из участков графика  $\Delta P_i$  через постоянную и переменную составляющие и заменив средние потери их значением через эквивалентный ток, получим:

$$k + I_{\text{экв}}^2 R = \frac{(k + I_1^2 R)t_1 + (k + I_2^2 R)t_2 + \dots + (k + I_n^2 R)t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}.$$

Открыв скобки и сгруппировав постоянные и переменные потери, получим:

$$k + I_{\text{экв}}^2 R = \frac{k(t_1 + t_2 + \dots + t_n)}{t_1 + t_2 + \dots + t_n} + \frac{R(I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n)}{t_1 + t_2 + \dots + t_n},$$

откуда эквивалентный ток при переменном графике нагрузки

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} \quad (7.16)$$

или в общем случае

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{1}{t_y} \int_0^{t_y} i^2(t) dt}. \quad (7.17)$$

Вычисленный таким образом эквивалентный ток сопоставляется с номинальным током предварительно выбранного двигателя и если окажется, что  $I_{\text{экв}} \leq I_n$ , то двигатель удовлетворяет требованиям нагрева.

Метод эквивалентного тока, как и метод средних потерь, основан на допущении близости среднего за цикл и максимального перегревов. Это допущение не влечет за собой существенной погрешности, если выполнено условие (7.14). Кроме того, метод эквивалентного тока исходит из предположения независимости потерь в стали и механических от нагрузки и предполагает постоянство величины сопротивления главной цепи двигателя на всех участках заданного графика нагрузки. Следовательно, в случаях, когда  $k \neq const$  (например, когда асинхронный двигатель работает при изменяющемся напряжении) или  $R \neq const$  (асинхронный двигатель с глубоким пазом или двойной клеткой в режиме переменного скольжения), метод эквивалентного тока может привести к существенным погрешностям.

В ряде случаев при проверке двигателя по нагреву удобно пользоваться графиком момента, развиваемого двигателем, в функции времени. Если поток двигателя при этом постоянен, то между моментом и током существует прямая пропорциональность ( $M = cI$ ). В этих случаях возможна проверка двигателя по эквивалентному моменту, который для ступенчатого графика вычисляется по формуле

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (7.18)$$

Величина эквивалентного момента сопоставляется с номинальным моментом, и если  $M_{\text{экв}} \leq M_n$ , то двигатель удовлетворяет требованиям нагрева.

Метод эквивалентного момента применим для проверки по нагреву синхронных и асинхронных двигателей нормального исполнения и двигателей независимого возбуждения при работе с номинальным потоком.

Если нагрузочная диаграмма двигателя задана в виде графика мощности, то проверка двигателя по нагреву на основе заданного графика может быть произведена непосредственно лишь в случаях, когда между мощностью и током существует прямая пропорциональность, что имеет место при работе двигателя с постоянным потоком и скоростью.

Для ступенчатого графика эквивалентная мощность вычисляется по формуле

$$P_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} \quad (7.19)$$

и сравнивается с номинальной мощностью двигателя; проверяется выполнение условия

$$P_{\text{экв}} \leq P_n.$$

### 7.5. Проверка двигателей по нагреву в повторно-кратковременном режиме

В повторно-кратковременном режиме (рис. 7.8,в), как отмечалось, ограничена длительностью цикла ( $t_{\text{ц}} \leq 10$  мин) и относительная продолжительность включения ( $\varepsilon \leq 0,6$ ), а также введены стандартные значения  $\varepsilon = 0,15, 0,25, 0,4$  и  $0,6$ .

Работать в этом режиме могут как стандартные двигатели, предназначенные для продолжительного режима, так и двигатели, специально спроектированные для повторно-кратковременного режима; в последнем случае в каталоге указаны номинальные токи для каждой стандартной величины  $\varepsilon$ :  $I_{\text{н},0,15}$ ,  $I_{\text{н},0,25}$  и т.д.

Если нагрузочная диаграмма  $M(t)$  имеет несколько участков либо за счет учета динамических моментов при пуске и торможении (рис. 7.10,а), либо за счет изменения  $M_c$ , удобно привести ее, пользуясь одним из изложенных выше приемов, к эквивалентному виду (рис. 7.10,б).



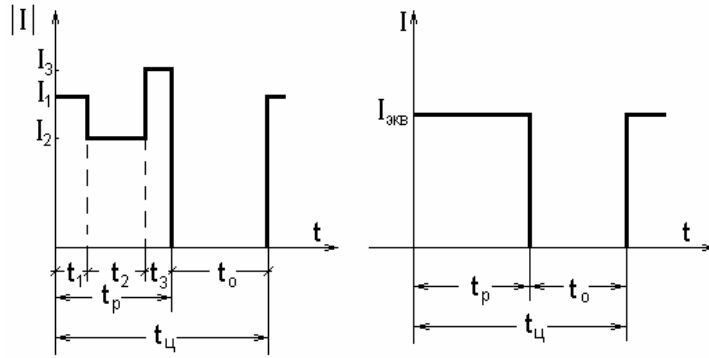


Рис. 7.10. Нагрузочная диаграмма в повторно-кратковременном режиме (а)  
и ее эквивалентное представление (б)

Так для рис. 7.10,а получим

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}}$$

Следующим шагом будет приведение полученной эквивалентной нагрузочной диаграммы к стандартному  $\varepsilon$ .

Если используется двигатель, предназначенный для повторно-кратковременного режима, выбирается ближайшее стандартное значение  $\varepsilon_{\text{ст}}$  и используется соотношение

$$I_{\text{экв}}^2 R \frac{t_p}{t_{\text{ц}}} = I_{\text{н}\varepsilon_{\text{ст}}}^2 R \cdot \varepsilon_{\text{ст}},$$

откуда имеем

$$I_{\text{н}\varepsilon_{\text{ст}}} = I_{\text{экв}} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\text{ст}}}}. \quad (7.20)$$

При использовании двигателя для продолжительного режима из (7.20) получаем

$$I_{\text{н}} = I_{\text{экв}} \sqrt{\varepsilon}. \quad (7.21)$$

В приведенных грубых оценках не учитывается ухудшение теплоотдачи во время паузы, т.е. принимается

$$\beta = \frac{A_{\omega=0}}{A_{\omega\text{н}}} = 1.$$

Поскольку  $I_{\text{н}} < I_{\text{экв}}$  и  $M_{\text{н}} < M_{\text{экв}}$  за счет того, что часть цикла двигатель не работает, следует внимательно относиться к проверке двигателя по перегрузке и по пусковому режиму.

Важным частным случаем повторно-кратковременного режима является режим коротких циклов или частых пучков, используемый, например, в станочных линиях, во вспомогательных механизмах, обслуживающих различные технологические процессы и т.п. Значительная доля в коротких циклах энергетически напряженных динамических режимов приводит к большим погрешностям при использовании изложенных выше упрощенных проце-

дур проверки двигателей. В этих и подобных случаях удобно пользоваться приемом, основанном на составлении прямого теплового баланса для далекого цикла. Пример такого теплового баланса приведен в табл. 7.1 для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором применительно к тахограмме на рис. 7.11.

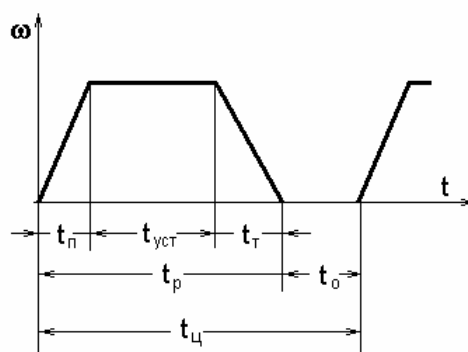


Рис. 7.11. Тахограмма в режиме коротких циклов

Таблица 7.1

Участок цикла	Энергия, выделяемая в двигателе	Энергия, рассеиваемая в окружающую среду
Пуск, $t_n$	$\Delta W_n$	$\frac{1 + \beta}{2} \Delta P_n t_n$
Работа в установившемся режиме, $t_{уст}$	$\Delta P t_{уст}$	$\Delta P_n t_{уст}$
Торможение, $t_m$	$\Delta W_m$	$\frac{1 + \beta}{2} \Delta P_n t_m$
Пауза, $t_0$	0	$\beta \Delta P_n t_0$

В таблице  $\Delta W_n$  и  $\Delta W_m$  – потери энергии при пуске и торможении;  
 $\Delta P$  и  $\Delta P_n$  – потери мощности в рабочем и номинальном режиме;  
 $\beta$  – коэффициент ухудшения теплоотдачи.

Если тепловой режим двигателя установился, т.е. перегрев  $\tau$  в начале и конце цикла одинаков, можно считать, что энергия выделившаяся равна энергии, отданной в окружающую среду:

$$\Delta W_n + \Delta P t_{уст} + \Delta W_m = \frac{1 + \beta}{2} \Delta P_n (t_n + t_m) + \Delta P_n (t_{уст} + \beta t_0). \quad (7.22)$$

Полученное уравнение может использоваться для оценки допустимых параметров режима.

В важном частном случае на его основе можно получить соотношение для определения допустимого числа включений в час  $h = 3600/t_{ц}$ .

Приняв

$$t_{ц} = \frac{3600}{h} \varepsilon - t_n - t_m,$$

$$t_o = \frac{3600}{h}(1 - \varepsilon)$$

и подставив эти выражения в (7.22), получим:

$$h = \frac{(\Delta P_n - \Delta P)\varepsilon + \Delta P_n \beta(1 - \varepsilon)}{\Delta W_n + \Delta W_m - (t_n + t_m) \cdot \left( \Delta P + \frac{1 + \beta}{2} \Delta P_n - \Delta P_n \right)}$$

или, если пренебречь последним членом в знаменателе в сравнении с большими потерями в динамических режимах, будем иметь:

$$h = \frac{(\Delta P_n - \Delta P)\varepsilon + \Delta P_n \beta(1 - \varepsilon)}{\Delta W_n + \Delta W_m}.$$

(7.23)

Для увеличения  $h$  следует увеличить  $\beta$  до максимального возможного значения (внешний обдув), либо снизить потери в динамических режимах.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Филиппов Б.А., Ильинский Н.Ф. Основы электропривода. М.: МЭИ, 1977.
2. Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1992.
3. Токарев Б.Ф. Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1990.
4. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. М.: Наука, 1989.
5. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1986.