

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

ДОНБАССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ («ДГМИ»)

**А.Б. ЗЕЛЕНОВ**

## **ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

часть 1

(механика электропривода, электромеханические свойства  
электроприводов постоянного и переменного тока)

Рекомендовано Министерством образова-  
ния и науки Украины как учебное пособие  
для студентов специальности «Автомати-  
зированные электромеханические системы  
и электропривод»

Алчевск  
ИПЦ «Ладо», ДонГТУ  
2005

УДК 62-83  
ББК 3.291

Рецензенты:

д.т.н., проф. Коцегуб П.Х.

д.т.н., проф. Садовой А.В.

Теория электропривода, ч.1: учебное пособие /  
Сост.: А.Б.Зеленов – Алчевск, ДонГТУ, 2005. – 382 с.

В учебном пособии по курсу теории электропривода изложены классические разделы по механике, электро-механическим свойствам электроприводов постоянного и переменного тока.

Для студентов специальности 7.092203 «Электро-механические системы автоматизации и электропривод».

Теорія електроприводу, ч.1: навчальний посібник /  
Укл. А.Б.Зеленов. – Алчевськ, ДонДТУ, 2005. – 382 с.

В навчальному посібнику з курсу теорії електроприводу розглянуто класичні розділи з механіки, електро-механічних властивостей електроприводів постійного та змінного струму.

Для студентів спеціальності 7.092203 „Електромеханічні системи автоматизації та електропривод”.

Табл. 7. Ил. 225. Библиогр. назв. 9.

©А.Б.Зеленов, 2005.

©ДонГТУ, 2005.

УДК 62-83

ББК 3.291

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В основу учебного пособия по курсу «Теория электропривода» положен одноименный курс лекций, читающийся автором на факультете автоматизации производственных процессов Донбасского государственного технического университета («ДГМИ») для студентов специальности « Автоматизированные электромеханические системы и электропривод».

Учебное пособие включает классические разделы двухсеместрового курса: механика электропривода, электромеханические свойства электроприводов постоянного и переменного тока (включая и взаимосвязанные электроприводы) – в первом семестре, а выбор мощности, переходные процессы и регулирование электроприводов – во втором семестре.

В тексте пособия имеются промежуточные выводы и исторические справки по нечитаемым в курсе деталям тех или иных вопросов, но необходимые для самостоятельной работы студентов и расширения их знаний по изучаемой дисциплине.

Ряд вопросов имеет оригинальную авторскую трактовку, отсутствующую в изданиях других авторов. Это колебания системы электропривода с упруговязкими элементами; влияние конструктивных параметров двигателя на динамику электропривода; сравнение редукторного и безредукторного вариантов электропривода; механические характеристики электродвигателей последовательного возбуждения с различными вариантами потенциометрической схемы включения; вентильные инверсные преобразователи и их использование для выравнивания нагрузок в двухдвигательных электроприводах; авторские разработки специальных методов выбора мощности позиционных электроприводов; динамика работы следящих электроприводов

при различных законах управления; некоторые вопросы регулирования электропривода с управляемым вентиляльным преобразователем.

Большинство электроприводов представляет собой часть сложной электромеханической системы. Поэтому в учебном пособии расширена глава о механике электропривода и раздел о регулировании замкнутых систем.

Автор считает целесообразным и необходимым прививать студентам представления о физических явлениях в электроприводах в понятных терминах электромеханики, а также описанию тех же явлений в адекватных математических моделях электропривода как объекта управления в терминах и понятиях теории автоматического управления.

Наконец, в учебном пособии напоминаются имена ученых и инженеров – создателей тех или иных разделов науки об электроприводе, методов расчета, систем регулирования.

Отзывы и пожелания просьба направлять по адресу: 94204, Луганская обл., г. Алчевск, пр. Ленина, 16, ДонГТУ, ИПЦ «Ладо».

## ВВЕДЕНИЕ

**Основные понятия и определения.** Во всех отраслях промышленного производства, в сельском хозяйстве и в быту, при научных исследованиях на земле и в космосе – всюду используются разнообразные механизмы и устройства, позволяющие перемещать различные детали и материалы или воздействовать на них, осуществляя тот или иной технологический процесс.

Многие современные технологии вообще невозможно осуществлять без использования специальных движущихся установок или механизмов. Движение рабочих органов различных машин или механизмов осуществляется каким-либо п р и в о д о м – гидравлическим, паровым, пневматическим или электрическим.

*Электропривод (ЭП) осуществляет преобразование электрической энергии в механическую работу.* В современном мире примерно 2/3 электрической энергии превращается в механическую работу различными электродвигателями, а 1/3 электроэнергии расходуется на бытовые нужды и электротехнологии (освещение, электронагрев, сварка, электролиз и т.д.). Электромашинные генераторы, приводимые в движение различными механическими или гидравлическими устройствами, выполняют обратное преобразование – преобразование механической работы в электрическую энергию. Этот процесс осуществляется на всех электростанциях.

Широкое распространение электрических машин для преобразования энергии (электрической в механическую и для обратного преобразования) объясняется удобством передачи и аккумулирования электроэнергии, высоким КПД электромеханических устройств. Кроме того, процессы, реализуемые с помощью электрических машин, легко поддаются автоматизации и оптимизации.

Теперь можно сформулировать понятие электропривода. *Электрический привод представляет собой электромеханическую систему, состоящую из преобразовательного, электродвигательного, передаточного и управляющего устройств, предназначенную для управляемого преобразования электрической энергии в механическую работу или для обратного преобразования механической энергии в электрическую.*

В такой электромеханической системе основными так называемыми *фазовыми координатами* являются момент  $M$  или усилие  $F$ , необходимые для движения силовой части ее, а также угловая  $\omega$  или линейная  $v$  скорости, угловое  $\alpha$  или линейное  $S$  перемещение рабочих органов. Кроме этих фазовых координат в различных системах ЭП могут использоваться: напряжение  $U$  и ЭДС  $E$ , ток  $I$ , частота  $f$  и др.

На рис. В.1 приведена функциональная схема ЭП, которая показывает связи между отдельными элементами ЭП, рабочей машины и источника энергии.

*Источник энергии* (ИЭ) – обычно это промышленная сеть электропитания. В некоторых случаях возможно применение автономных источников питания (аккумуляторная батарея, дизель-генератор, преобразователь солнечной энергии и т.п.) на подвижных или удаленных от электросети объектах.

*Электрическое преобразовательное устройство* (ЭПУ) обеспечивает подачу энергии от ИЭ к двигателю устройству (ДУ) с необходимым преобразованием параметров электрической энергии (например, для выпрямления переменного тока или для изменения напряжения или частоты его). Основное назначение ЭПУ в ЭП состоит в формировании *управляемого* потока энергии, поступающего для использования в последующих устройствах ЭП.

Многие годы в качестве ЭПУ использовались раз-

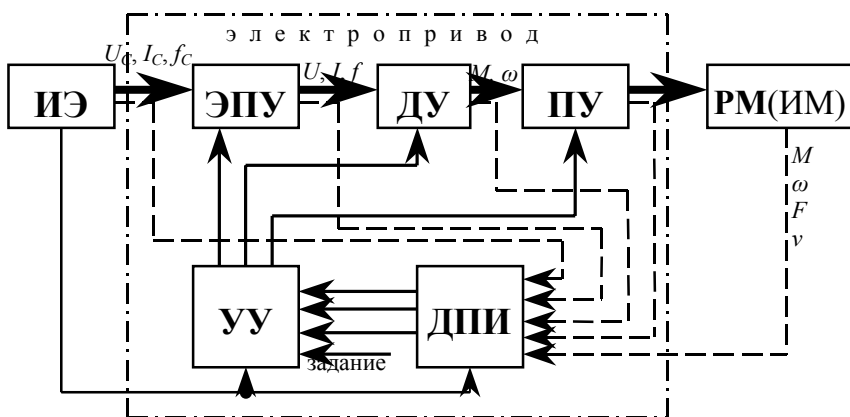


Рисунок В.1

личные электромашинные преобразовательные устройства (генераторы постоянного тока, электромашинные преобразователи частоты) или силовые магнитные усилители. Такие ЭПУ еще и сейчас имеют ограниченное применение, все больше уступая место современным устройствам – различного рода силовым полупроводниковым преобразователям – тиристорным управляемым выпрямителям, тиристорным и транзисторным широтно-импульсным преобразователям (ШИП) для преобразования переменного тока в постоянный, а также различным полупроводниковым (транзисторным и тиристорным) преобразователям частоты (ПЧ).

*Двигательное устройство* (ДУ) преобразует электрическую энергию в механическую энергию вращающегося ротора (якоря). Специальные электрические машины могут осуществлять преобразование электрической энергии в механическую энергию с поступательно движущимся ротором.

*Передающее устройство* (ПУ) осуществляет связь ДУ с *рабочей машиной* (РМ) или *исполнительным механизмом* (ИМ). Более правильно было бы назвать РМ систему или комплекс исполнительных механизмов, приводящих в движение отдельные органы РМ. Наглядными примерами таких РМ могут быть ИМ роботов и манипуляторов или ИМ металлорежущих станков.

ПУ могут быть неуправляемыми (например, механические муфты различных конструкций) или управляемыми (например, асинхронная муфта скольжения). На рис. В.1 показано управляемое ПУ, получающее сигнал управления для изменения потока энергии, передаваемого от ДУ к РМ.

*Управляющее устройство* (УУ) формирует необходимые законы управления потоками энергии от ЭПУ к ДУ, ПУ и РМ. УУ управляет отдельными фазовыми координатами одной или нескольких систем, входящих в ЭП. Для формирования закона управления в состав УУ входит так называемое *задающее устройство* (на схеме рис. В.1 отдельно не показано), которое вырабатывает необходимые законы управления на основании сравнения задаваемой информации с информацией о фактическом движении фазовых координат объекта, поступающей от *датчика-преобразователя информации* (ДПИ). ДПИ производит измерение различных фазовых координат (электрических и неэлектрических) и преобразование их в электрические сигналы с нужными параметрами.

Итак, на функциональной схеме рис. В.1 показана электромеханическая система автоматического управления (САУ). Здесь жирными линиями показано направление передаваемых потоков электрической и механической энергий, тонкими пунктирными линиями – каналы передачи информации об измеряемых фазовых координатах отдельных элементов ЭП, тонкими сплошными линиями – сигналами



лы управления и подача питания УУ и ДПИ от ИЭ.

**Классификация электроприводов.** В стандарте на терминологию ЭП указано несколько десятков различных типов ЭП, отличающихся по функциональному назначению, способу разделения энергии, роду потребляемого тока, специфике основных устройств и многим другим признакам.

Не перечисляя всех типов ЭП, укажем лишь некоторые из них.

По функциональному назначению ЭП делятся на *главные* и *вспомогательные*. Главный ЭП обеспечивает движение исполнительного органа РМ, основную технологическую операцию. Вспомогательный ЭП обеспечивает движение вспомогательных органов РМ. Примерами такого функционального назначения ЭП могут служить главный привод прокатного стана (привод прокатных валков) или главный привод металлорежущего станка (привод движения изделия). Вспомогательные ЭП прокатного стана – это ЭП различных его механизмов (нажимное устройство, рольганги, манипуляторы и др.). У металлорежущих станков вспомогательные ЭП – это ЭП различных подач или суппортов с инструментами.

По способу разделения энергии различают *групповой* ЭП, *индивидуальный* ЭП и *многодвигательный* ЭП. В *групповом* ЭП от одного двигателя движение через различные передаточные устройства передается нескольким РМ. Такой тип ЭП пришел на смену приводу от паровой машины в конце XIX века. Из-за его основного недостатка – невозможности управления каждой РМ – этот тип ЭП в настоящее время практически утратил свое значение. Недостатком группового ЭП являются также большие потери в ПУ. Так как в качестве ПУ использовались ременные передачи, трансмиссии, то этот тип ЭП получил также название *трансмиссионного ЭП*. Примером группового ЭП для

современной РМ является ЭП швейной машины, в которой отдельные ее части (игла, шпуля и заготовка) приводятся в движение от одного электродвигателя. Однако для управления движением каждого из указанных элементов швейной машины необходимо иметь очень сложную кинематику ее механизмов.

*Индивидуальный ЭП* обеспечивает движение только одного исполнительного органа РМ. Это позволяет значительно упростить ПУ и кинематику РМ, снизить потери в ПУ. Индивидуальный ЭП упрощает автоматизацию процессов управления движением исполнительных органов РМ, повышает надежность работы их. Примером индивидуального ЭП может служить современный токарный станок, в котором главный ЭП (движение изделия) и вспомогательные ЭП (продольное и поперечное движения суппортов с инструментом) являются индивидуальными.

*Многодвигательный ЭП* характеризуется использованием нескольких двигателей для привода одной РМ. Примерами многодвигательных ЭП могут служить приводы конвейеров, двухдвигательные ЭП нажимных устройств прокатных станов, в которых оба двигателя, будучи механически связанными, работают на общий вал.

Многодвигательный ЭП является разновидностью так называемого *взаимосвязанного ЭП*, в котором два (или несколько) механически или электрически связанных между собой ЭП при работе поддерживают заданное соотношение их скоростей и (или) нагрузок и (или) положения исполнительных органов рабочих машин. Взаимосвязанный ЭП только с электрической связью нескольких двигателей, но без механической связи между ними (то есть не работающими на общий вал) называется *электрическим валом*. Примерами электрического вала можно назвать ЭП ворот шлюзов, половин подъемных мостов, «ног» рудно-грейферных перегружателей, линий прессов для насекания

ножовочных полотен.

По роду тока различают *ЭП постоянного и переменного тока*. По типу применяемых электродвигателей ЭП классифицируются на *асинхронные ЭП, синхронные ЭП и ЭП постоянного тока* (в последнем случае указывается какой именно тип двигателя используется).

По степени управляемости ЭП классифицируются на *регулируемые и нерегулируемые*. В нерегулируемом ЭП исполнительный орган РМ приводится в действие с одной скоростью. Фазовые координаты (момент, скорость) такого ЭП изменяются только в результате *в о з м у щ а ю щ и х в о з д е й с т в и й*.

В регулируемом ЭП фазовые координаты могут изменяться при действии УУ, то есть в результате *у п р а в л я ю щ и х в о з д е й с т в и й*.

По степени управляемости различают также *следящий ЭП*, то есть такой ЭП, выходная фазовая координата которого (скорость или путь) повторяет движение входной координаты (задания), меняющегося по произвольному закону.

По типу применяемого ЭПУ – *транзисторный* или *тиристорный ЭП*. Используется также более общий термин – *вентильный ЭП*. По типу примененной системы ЭП, то есть по сочетанию ЭПУ с двигателем: ЭП по системе *УВ-Д* (управляемый выпрямитель – двигатель), *ПЧ-Д* (преобразователь частоты – двигатель), *ТП-Д* (тиристорный преобразователь – двигатель), *Г-Д* (генератор – двигатель), *МУ-Д* (магнитный усилитель – двигатель), *ЭМУ-Д* (электромашинный усилитель – двигатель).

По уровню автоматизации различают:

*неавтоматизированный ЭП*, то есть ЭП с ручным управлением, который в настоящее время встречается очень редко и в установках малой мощности (бытовых, медицинских);

*автоматизированный ЭП* – управляемый с помощью различных устройств автоматического управления и с участием оператора;

*автоматический ЭП*, в котором управляющее воздействие вырабатывается автоматическим устройством без участия оператора.

Классифицируют ЭП также по роду передаточного устройства – *редукторный* и *безредукторный*, что не требует особых пояснений.

### **Преимущества и недостатки электропривода.**

Убедительная победа ЭП в конкурентной борьбе с паровой машиной и двигателем внутреннего сгорания объясняется теми *преимуществами*, которыми обладает ЭП, а именно:

1. Значительно больший КПД электродвигателей по сравнению с другими типами двигателей (паровая машина 7-11%, двигатель внутреннего сгорания  $\leq 35\%$ , турбина 53-60%, электродвигатель 85-95%);
2. Удобство передачи электрической энергии к ЭП;
3. Большие возможности автоматизации РМ и оптимизации технологических процессов благодаря более простой реализации необходимых законов управления;
4. Большие диапазоны регулирования скорости (в современных ЭП с замкнутыми системами управления можно обеспечить диапазон регулирования 100000:1);
5. Удобство эксплуатации, надежность и износостойчивость.

ЭП обладает и рядом *недостатков*:

1. Опасность поражения электрическим током, чего нет в других типах привода;
2. Зависимость от бесперебойного электроснабжения;

### 3. Сложность современных систем автоматизированного ЭП, требующих высокой квалификации проектировщиков, наладчиков и эксплуатационного персонала.

**Краткая история развития электропривода.** История развития техники и, в частности, история развития электропривода неотделима от истории социального и экономического развития общества. Историю развития ЭП надо рассматривать на фоне социально-экономических условий того или иного исторического периода. И первым таким периодом следует считать XIX век, в начале и почти до конца которого для приведения в движение станков и различных механизмов использовались пар и вода.

Открытие Г.Х. Эрстедом в 1819г. закона механического взаимодействия магнитного поля и проводника с током, а М. Фарадеем в 1831г. закона электромагнитной индукции послужило толчком к развитию прикладной электротехники. На основе этих законов в 1834г. был сконструирован русскими академиками Б.С. Якоби и Э.Х. Ленцем первый электродвигатель для практического использования.

Первым ЭП следует считать ЭП катера, перевозившего по Неве 12 пассажиров. Этот ЭП с двигателем постоянного тока, питавшимся от гальванической батареи, был разработан академиком Б.С. Якоби. Катер с ЭП был испытан 13 сентября 1838г., он развивал скорость в 4,8 км/час. Эту дату и следует считать днем рождения ЭП. Отсутствие в это время экономичных источников электроэнергии (гальванические батареи имели очень большие габариты) не позволили внедрять такие ЭП в промышленности. Не было ни экономичных двигателей, ни простых и дешевых способов производства и передачи электроэнергии.

Известно лишь несколько единичных примеров использования ЭП на флоте (1867г. – внедрение следящей системы с ЭП для управления артиллерийским огнем на кораблях «Россия» и «Веста» и на батареях Выборгской крепости и в Порт-Артуре; 1882г. – рулевой ЭП на броненосце «12 апостолов»).

В 1872г. В.Н. Чиколев сконструировал ЭП для дуговых ламп, в 1882г. – ЭП швейной машины, в 1886г. – ЭП вентилятора. В 1880г. В.Н. Чиколев основал журнал «Электричество» и был его первым редактором. Этот журнал выходит в свет в Москве и до сих пор, являясь основным теоретическим журналом в различных отраслях электротехники. В 1880г. в первом номере «Электричества» была опубликована статья Д.А. Лачинова «Электромеханическая работа», положившая начало развитию теории электропривода.

В 1899-1905гг. А.В. Шубин впервые создал системы Г-Д для рулевых устройств броненосцев «Князь Суворов», «Слава» и др.

До начала 90-х годов XIX века ЭП развивался весьма медленно. Причины этого следующие: системы ЭП с двигателями постоянного тока, получавшими питание от батарей гальванических элементов, были весьма несовершенны и имели низкий КПД; неудобной была и система передачи электроэнергии на низком напряжении и с большими потерями даже при незначительном расстоянии от двигателя до батареи.

Для дальнейшего развития ЭП большую роль сыграли три великих изобретения. В 1888-89гг. – русским инженером, работавшим в германской фирме «Сименс», М.О. Доливо-Добровольским была предложена трехфазная система передачи переменного тока и простые по принципу действия и конструкции трехфазный асинхронный двигатель и трехфазный трансформатор. Таким образом, была решена проблема производства и передачи с малыми потерями электроэнергии на повышенном трехфазном напряжении к удаленным от источника энергии асинхронным двигателям. Изобретение М.О. Доливо-Добровольским в 1889г. трехфазного асинхронного двигателя создало предпосылки для широкого внедрения ЭП в промышленности.

Однако быстрому внедрению ЭП препятствовал ряд трудностей: отсутствие в России отечественной электротехнической промышленности, отсутствие своих специалистов-электриков и вузов, готовящих соответствующие кадры, многочисленные дискуссии о целесообразности применения ЭП, особенно в текстильной и перерабатывающей промышленности, где процветала монополия паровых и гидравлических двигателей.

Экономические и технические преимущества ЭП с централизованным производством электроэнергии и последующим простым способом ее распространения позволили ЭП постепенно вытеснить другие виды приводов в большинстве отраслей промышленности, но наибольшее развитие и применение получил ЭП в машиностроении, для механизмов прокатных станов и в горной промышленности.

Индивидуальный и многодвигательный ЭП постепенно вытесняет групповой (трансмиссионный) ЭП. В первые два десятилетия XX века в России были разработаны ЭП механизмов доменного подъемника и внедрены разработки ЭП иностранных фирм для механизмов прокатных станов.

В феврале 1920г. была создана под председательством Г.М.Кржижановского комиссия по разработке плана ГОЭЛРО (план

электрификации России), который был утвержден 22 декабря 1920г. Этот план был рассчитан на 10-15 лет и предусматривал сооружение 30 электростанций (в том числе 10 крупных для того времени) общей мощностью 1,75 МВт (в том числе и ДнепроГЭС-1 в 0,65 МВт). Для сравнения: современная АЭС имеет 3-4 блока по 1 МВт каждый. План ГОЭЛРО, в реализацию которого многие не верили, был выполнен к началу 1931 года.

Величайшее значение плана ГОЭЛРО было не только в строительстве электростанций, а в создании отечественной электропромышленности – крупнейших электромашиностроительных заводов «Динамо» в Москве, «Электросила» в Ленинграде (ныне Санкт-Петербург) и «ХЭМЗ» в Харькове. Кроме этих заводов был создан крупный всесоюзный электротехнический институт (ВЭИ) – «мозг» электрификации страны. По плану ГОЭЛРО была создана система подготовки отечественных специалистов по электромеханике, электроэнергетике и другим электротехническим специальностям. В 1922-23гг. в Петербургском электротехническом институте была создана под руководством профессора С.А. Ринкевича первая в России и в мире кафедра «Электрификации промышленных предприятий», выпускавшая инженеров с таким же наименованием специальности. Это был прообраз современного наименования специальности – «Автоматизированные электромеханические системы и электропривод». В 1925г. С.А. Ринкевич создал учебное пособие «Электрическое распределение механической работы» - первый систематизированный труд по теории и практике электропривода.

В 30-е годы были созданы также кафедры электропривода в МЭИ (проф. Морозов Д.П.), ХЭТИ (проф. Аронов Р.Л.), начался процесс систематической подготовки инженеров-электроприводчиков, увеличение производства электроэнергии и развитие электрификации промышленности.

Судят об уровне электрификации по так называемому коэффициенту электрификации ( $\alpha$ ):

$$\alpha = \frac{\sum P_{эл.двиг.}}{\sum P_{всех.двиг.}},$$

где  $\sum P_{эл.двиг.}$  - суммарная установленная мощность всех электродвигателей (в промышленности, конкретной отрасли производства или сельского хозяйства);

$\sum P_{всехдвиг.}$  - суммарная установленная мощность двигателей всех типов.

К 1928г. коэффициент  $\alpha$  достиг значения 0,6 (обогнал Англию и достиг соответствующих значений в Германии). К 1936г. коэффициент  $\alpha$  в некоторых отраслях составил примерно 0,8 (то есть электрификация в СССР достигла показателей США, опередив многие европейские страны). К 1960г. после восстановления промышленности, разрушенной войной, коэффициент  $\alpha$  в важнейших отраслях составил: в химической – 0,977, в металлургической – 0,869, в угольной – 0,991, а в промышленности общего машиностроения –  $\alpha=0,985$ . Это свидетельствует о весьма значительной электровооруженности промышленности СССР уже к этому времени.

Из существенных и выдающихся достижений в 30-е годы в области электропривода можно отметить: в 1931г. создан лучший для того времени автоматизированный комплекс электроприводов Македевского блюминга (главный двигатель в 7000 л.с., изготовитель завод «Электросила», система управления механизмами этого блюминга разработана в Харькове и изготовлена на заводе «ХЭМЗ»); в 1932г. создан первый доменный подъемник с отечественной автоматизированной системой загрузки, признанной лучшей в мире.

В 30-е годы XX в. наряду с развитием на базе электрификации различных отраслей промышленности создались и развились три научные школы по электроприводу: в Ленинграде (проф. Ринкевич С.А. и проф. Попов В.К.), в Москве (проф. Морозов Д.П.) и в Харькове (проф. Аронов Р.Л.). В эти же годы были опубликованы фундаментальные работы по вопросам электрификации промышленности, улучшению энергетических показателей электроприводов и их автоматическому управлению (работы Р.Л. Аронова, С.Н. Вешеневского, Л.Б. Гейлера, А.Г. Голована, Д.П. Морозова, В.К. Попова, С.А. Ринкевича, А.В. Фатеева, В.А. Шубенко и многих других). 10-15 лет индустриализации, создание электрифицированной оборонной промышленности помогли подготовиться к отражению нападения Германии на СССР и победить в Великой Отечественной войне.

Послевоенное развитие ЭП в СССР характеризуется созданием ряда новых систем автоматизированного электропривода в специализированных НИИ и КБ в гг. Москве, Харькове, Новосибирске. При крупных электромашиностроительных заводах организуются НИИ с отделами ЭП.

На смену системам автоматического управления с параллельной коррекцией разрабатываются отечественные системы с последовательной коррекцией и подчиненным управлением (впервые такие системы были предложены в Германии инженером С. Кесслером).



Разрабатываются системы УБСР (универсальные блочные системы регулирования) – в начале на электронных лампах, затем на полупроводниках и интегральных схемах. Внедрение УБСР позволило повысить точность регулирования и быстродействие ЭП. Началось активное внедрение в системы ЭП средств вычислительной техники, микропроцессорных контроллеров. Были открыты ряд новых кафедр электропривода не только в крупных университетских городах, но и в областных городах и промышленных центрах. Так на Украине появились кафедры электропривода в Алчевске, Виннице, Днепропетровске, Запорожье и др. Начали развитие ряд новых научных школ: в Харьковском политехническом институте – теория ЭП с отрицательным вязким трением в нагрузке (проф. Клепиков В.Б.), а также теория работы ЭП с наблюдателями состояния (проф. Акимов А.В.), в Одесском политехническом институте – теория работы асинхронного ЭП с тиристорными регуляторами напряжения на статоре (проф. Петров Л.П.), в Донбасском горно-металлургическом институте (г. Алчевск) – теория работы электроприводов постоянного тока с оптимальным релейным управлением с использованием скользящих режимов (проф. А.Б.Зеленов).

Развитие ЭП – это непрерывная борьба различных идей, вариантов элементной базы и конструктивных систем, борьба за быстродействие, точность, экономичность.

В процессе эволюционного развития ЭП прошел большой путь от простейших релейно-контакторных систем до современного вентильного ЭП с микропроцессорным управлением. И если в основе электродвигательного устройства (см. рис. В.1) остались неизменные по принципу действия двигатели постоянного или переменного тока, то ЭПУ существенно изменились. Для электропривода постоянного тока преобразователь, питающий двигатель, прошел путь от простейшего генератора (система Г-Д), систем ЭМУ-Д, МУ-Д, РВ-Д (причем использовались ртутные выпрямители различной конструктивной сложности и мощности) до современной системы ТП-Д. Для ЭП переменного тока в качестве преобразователя частоты использовались как вентили на основе ртутных выпрямителей (инверторов), так и на основе полупроводниковых (тиристорных) элементов (системы ПЧ-АД). Начали применяться различные каскадные схемы для полезного использования энергии скольжения в АД.

Современная история развития ЭП характерна широким внедрением в управление вычислительной техники, развитием теории и методов исследования динамики электромеханических систем.

В кратком экскурсе в историю развития ЭП невозможно подробно остановиться на большом разнообразии систем и конкретных схем управления, что будет сделано лишь при подробном изучении курса «Системы управления электроприводами» и смежных дисциплин.

**Перспективы дальнейшего развития электропривода.** Темпы и объем дальнейшего развития ЭП неразрывно связаны с развитием силовой преобразовательной техники и комплектных микропроцессорных устройств для систем управления ЭП постоянного и переменного тока.

Наиболее перспективным остается асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором – наиболее простой и дешевый преобразователь энергии. Такой ЭП с тиристорными преобразователями частоты из-за бесконтактности является более простым и надежным в эксплуатации, он может обеспечить регулирование скорости в большом диапазоне с хорошей динамикой переходных процессов. Такой ЭП в ближайшем будущем может существенно потеснить в конкурентной борьбе электропривод постоянного тока. Постоянная тенденция современного развития ЭП – увеличивать долю выпускаемых комплектных регулируемых электроприводов переменного тока (довести ее до 60-70%), что увеличит энергосбережение в промышленности.

В современных силовых вентильных преобразователях широкое применение найдут такие новейшие элементы электроники как биполярные транзисторы с изолированным затвором (ключи IGBT), диапазон регулирования выходной частоты преобразователя – от 0,5 до 400 Гц. На основе применения IGBT будут реализованы многие энергосберегающие системы ЭП.

В системах управления ЭП получают применение такие новые элементы вычислительной техники как транспьютеры, осуществляющие до 3-х триллионов операций в

секунду, что позволит в адаптивном ЭП с наблюдателем состояния обеспечить быстродействие, дающее практически «мгновенную» адаптацию.

Получат применение двигатели переменного тока со встроенными преобразователями и датчиками, будут и далее серийно выпускаться и развиваться системы ЭП с *векторным управлением АД*.

Дальнейшее развитие получают не только системы автоматизации управления ЭП, но и системы оптимального управления, реализующие максимальное быстродействие, точность или минимальные потери при работе ЭП.

В полупроводниковых элементах, используемых для управления вентилях-транзисторов, возможен переход от использования кремния к сульфату галлия (для получения большей плотности тока в кристаллах).

Дальнейшее развитие получают и конструктивные решения – унификация элементной базы, блочно-модульное построение различных систем ЭП, в том числе комплектные ЭП постоянного и переменного тока.

## **Г л а в а   п е р в а я**

### **МЕХАНИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

#### **1.1 Общие положения**

Механика электропривода изучает взаимодействия сил и моментов, действующих в электроприводе при неустановившихся процессах, возникающих при различных управляющих (пуск, реверс, торможение) или возмущающих (сброс и наброс нагрузки) воздействиях.

Автоматизированный электропривод представляет

собой сложную электромеханическую систему, электрическая и механическая части которой находятся в постоянном взаимодействии. Отдельные элементы электропривода содержат различные накопители электрической, электромагнитной, тепловой и механической энергии, а также различные преобразователи энергии (трансформаторы, электромеханические генераторы, вентильные преобразователи), связанные между собой механическими, электрическими или магнитными связями. При неустановившихся процессах происходят непрерывное преобразование энергии и передача ее из одного накопителя в другой.

При изучении механики электропривода учитывается изменение лишь механической энергии, накапливаемой в движущихся частях электродвигателя, передаточного устройства и рабочей машины. Изменения электромагнитной или электрической энергии не учитываются как малые величины. Такой учет проводится при изучении переходных процессов, которым посвящен специальный раздел курса теории электропривода.

Механическая часть электропривода может иметь развитую многомассовую структуру с упруговязкими механическими элементами, например с длинными валами или канатами, связывающими движущиеся массы с постоянными моментами инерции. В некоторых механизмах (например, в транспортерах, разливочных машинах) величина движущейся массы (или момент инерции) меняется в процессе движения. Наконец, есть электроприводы, у которых передаточное устройство между двигателем и рабочей машиной имеет меняющееся передаточное число (например, у кривошипно-шатунных механизмов), что влияет на расчетное значение момента инерции и динамического момента на валу двигателя.

Изучение механики электропривода при полном учете всех механических инерции и всех связей между ни-

ми весьма сложно, а иногда и невозможно из-за недостатка информации. Поэтому (особенно на первом этапе изучения механики электропривода) очень важны сравнительная оценка различных действующих факторов, выявление главных из них, то есть составление упрощенной расчетной электромеханической схемы, учитывающей лишь определяющие инерционные элементы, связи между ними, действующие усилия и моменты. При преобразовании энергии в электроприводе неизбежны потери ее в передаточном и электродвигательном устройствах. Эти потери, направление потоков энергии при различных режимах работы электрических машин привода изучаются в механике электропривода.

Большинство задач механики электропривода решается с помощью известного из курса теоретической механики уравнения движения, которое в самом общем виде может быть представлено как

$$\pm M \pm M_C = M_j, \quad (1.1)$$

$$\text{или } \pm F \pm F_C = F_j. \quad (1.2)$$

Здесь  $M$ ,  $F$  – развиваемые в электродвигательном устройстве моменты (силы);  $M_C$ ,  $F_C$  – статические моменты (силы) сопротивления движению, создаваемые в рабочей машине и передаточном устройстве;  $M_j$ ,  $F_j$  – динамические моменты (усилия), определяющие характер и направление движения электропривода.

Электропривод со сложной кинематической схемой всегда можно расчленить на более простые звенья, для каждого из которых могут быть найдены действующие в этом звене моменты (силы) и имеющиеся здесь скорости движения. Далее задачи механики электропривода можно решать, пользуясь системой уравнений движения, составленных для каждого из движущихся элементов, дополнив их уравнениями связи изменяющихся фазовых координат

(например, соотношение скоростей соседних элементов, связанное передаточным числом) или уравнениями, учитывающими потери в передачах. Такая система многих уравнений с большим числом фазовых координат (скорости и моменты для каждого движущегося звена электропривода) весьма громоздка и сложна для решения.

Упростить решение можно, заменив сложную многозвенную систему некоторой эквивалентной однозвенной, обладающей теми же динамическими и статическими свойствами, что и исходная система. Так возникают задачи пересчета параметров одних фазовых координат в другие. Например, для кинематической схемы барабанной лебедки по рисунку 1.1 можно пересчитать параметры любого движущегося элемента (например, моменты инерции двигателя  $J_D$  и барабана  $J_B$ , массу груза  $m_G$ , силу сопротивления движению  $F_C$ ) к скорости вала двигателя  $\omega$ , скорости

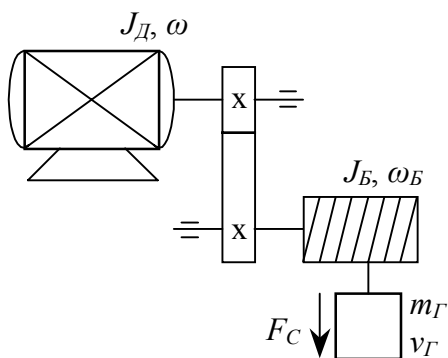


Рисунок 1.1

промежуточного вала барабана  $\omega_B$  или же к скорости перемещения груза  $v_G$ . Задачи пересчета параметров в механике электропривода называются задачами приведения. Это один из важнейших и принципиальнейших вопросов, без знания которого невозможно практическое решение

задач механики электропривода.

Большей частью параметры движущихся элементов приводятся к валу двигателя или (реже) к оси движения рабочей машины. Электрическая машина имеет одну степень свободы. Поэтому уравнение движения электропри-

вода, записанное для параметров, приведенных к валу двигателя, будет обыкновенным дифференциальным уравнением. В механике электропривода не используются дифференциальные уравнения в частных производных.

С помощью уравнения движения в механике электропривода решаются многочисленные задачи, связанные с расчетом параметров на различных осях движения (массы, моменты инерции) или с расчетом фазовых координат (моменты, усилия, скорости, ускорения, пути перемещения) и времени движения.

Изложение механики электропривода (впрочем, как и всех остальных разделов курса теории электропривода) проводится с использованием международных единиц СИ. Однако, учитывая, что заводы-изготовители электрооборудования выпускают изделия с техническими описаниями и каталогами, в которых используется техническая система единиц и даже внесистемные единицы (например, скорость в оборотах в минуту), необходимо хорошо знать правила и формулы перевода от единиц одной системы в единицы другой. Далее это будет показано на конкретных примерах.

## **1.2 Классификация статических моментов и сил сопротивления движению**

Момент нагрузки на валу рабочей машины, или так называемый момент сопротивления движению, создается различными силами полезных и вредных сопротивлений.

Полезными силами сопротивления движению являются те силы, для преодоления которых предназначена данная рабочая машина. Например, это усилия резания в металлорежущих станках, ножницах или пилах; это усилия давления металла на валки в прокатных станах; это усилия, создаваемые массой перемещаемого груза в различных подъемных механизмах, Таким образом, полез-

ные силы сопротивления определяются конструкцией рабочей машины и особенностями технологического процесса.

Вредные силы сопротивления движению обусловлены различными видами потерь, которые возникают при движении. В основном, это потери, создаваемые силами трения (в подшипниках, о воздух, трение газа в газопроводе или воды в водопроводе и т.п.). Учет величины потерь производится при помощи коэффициента полезного действия (если невозможен более точный и детальный учет), либо при помощи расчетных или эмпирических коэффициентов сопротивления движению, которые по своей сути также являются коэффициентами полезного действия, но лишь иначе записанными.

И полезные и вредные силы сопротивления создают моменты статического сопротивления движению на валу рабочей машины  $M_{CM}$  и (при соответствующем пересчете, или так называемом приведении) на валу двигателя  $M_C$ . Эти моменты сопротивления классифицируются по характеру сил сопротивления движению или по конструкции рабочей машины и особенностям технологического процесса.

### *1.2.1 Классификация моментов сопротивления движению по характеру сил сопротивления*

С рассматриваемой точки зрения все моменты статического сопротивления делятся на две группы:

*Реактивные моменты сопротивления* – это моменты, создаваемые силами трения или силами неупругих деформаций – растяжения, сжатия, скручивания или изгиба неупругих тел. Все эти моменты сопротивления  $M_C$  создаются силами реакции (отсюда и их название) и всегда направлены против движения. Потому характеристика реактивного  $M_C$  имеет разрыв непрерывности



при изменении знака направления движения (скорости  $\omega$ ), как это показано на рис. 1.2 для случая  $|M_C| = \text{const}$ .

Направление  $M_C$  против движения учитываются знаком (-) перед величиной этого момента в уравнении движения (1.1).

*Активные (потенциальные) моменты сопротивления* – это моменты, создаваемые силой тяжести или силами упругих деформаций (сжатие, скручивание, растяжение). Характерным примером активного  $M_C$  является момент сопротивления, возникающий при упругой деформации пружины. Рассматриваемые моменты сопротивления называются также потенциальными, так как они являются мерой измерения запаса потенциальной энергии движущихся масс или упругодеформируемых элементов машин.

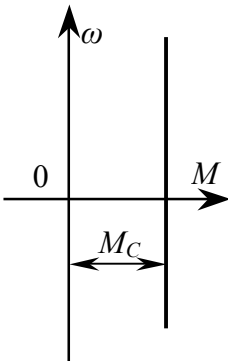


Рисунок 1.3

Активные (потенциальные) моменты сопротивления могут быть направлены по движению или против него, то есть могут быть положительными или отрицательными. В уравнении движения (1.1) это учитывается соответствующим знаком перед  $M_C$ .

При изменении направления движения знак активного момента не меняется (см. рис. 1.3), что можно наглядно показать на примере момента сопротивления, создаваемого массой груза, подвешенного на барабане лебедки подъемника.

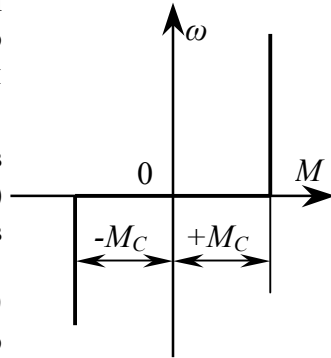


Рисунок 1.2

### 1.2.2 Классификация моментов сопротивления движению по конструкции рабочей машины и особенностям технологического процесса

С указанной точки зрения все рабочие машины можно разбить на несколько групп, для которых механическая характеристика механизма может быть представлена как зависимость момента сопротивления  $M_C$  от различных факторов. Для ряда механизмов таким определяющим фактором является скорость движения рабочего органа. В этом случае зависимость  $M_C=f(\omega)$  может быть представлена математически следующим образом:

$$M_C = M_0 + (M_{CH} - M_0) \left( \frac{\omega}{\omega_H} \right)^x, \quad (1.3)$$

где  $M_0$  – момент трения в движущихся частях механизма;

$M_{CH}$  – момент сопротивления при номинальной скорости  $\omega_H$ ;

$x$  – показатель степени, характеризующий изменение  $M_C$  при изменении скорости  $\omega$ .

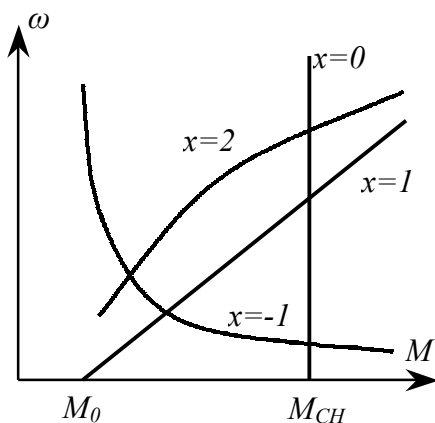


Рисунок 1.4

Рассмотрим возможные механические характеристики рабочих машин  $M_C=f(\omega)$  при реальных значениях показателя степени  $x$ . С этой точки зрения возможны следующие типы механических характеристик основных механизмов (рис. 1.4).

Независящая от скорости механическая харак-

т е р и с т и к а . В этом случае  $x=0$ ,  $M_C = M_{CH} = const$ . Такой механической характеристикой обладают все рабочие машины, преодолевающие трение (прокатные станы, бумагоделательные машины и др.), совершающие подъем грузов или работу при неупругих деформациях (гибочные и пакетирующие механизмы). Мощность в таких рабочих машинах с ростом скорости изменяется линейно, т.е.  $P=M\omega$ .

Л и н е й н о - в о з р а с т а ю щ а я м е х а н и ч е с к а я х а р а к т е р и с т и к а . В этом случае  $x=1$ ,  $M_C = M_0 + \frac{M_{CH} - M_0}{\omega_H} \cdot \omega$ , т.е. момент растет линейно, а мощность квадратично со скоростью. Примером такой характеристики является привод генератора постоянного тока с независимым возбуждением, работающий на внешний нагрузочный резистор постоянной величины.

Н е л и н е й н о - в о з р а с т а ю щ а я ( п а р а б о л и ч е с к а я ) м е х а н и ч е с к а я х а р а к т е р и с т и к а . Такая характеристика получается при  $x=2$  и  $M_C = M_0 + \frac{M_{CH} - M_0}{\omega_H^2} \cdot \omega^2$ . В этом случае момент сопротивления пропорционален квадрату скорости, а мощность – скорости в 3-й степени. Такую квадратичную механическую характеристику, называемую также параболической или вентиляторной, имеют механизмы, преодолевающие сопротивление воздуха, газа или жидкости (вентиляторы, центрифуги, дымососы, судовые гребные винты, центробежные насосы, турбовоздуховки и т.п.).

Н е л и н е й н о - с п а д а ю щ а я м е х а н и ч е с к а я х а р а к т е р и с т и к а . В этом случае  $x=-1$  и  $M_C = M_0 + \frac{M_{CH} - M_0}{\omega} \cdot \omega_H$  т.е. момент сопротивления обратно пропорционален скорости, а мощность примерно посто-

янна. Такая характеристика присуща некоторым токарным и расточным станкам, моталкам прокатных станов и др.

Кроме указанных механических характеристик, у которых момент сопротивления, зависит от скорости рабочей машины, имеются механизмы, определяющие зависимость  $M_C$  от других факторов. Рассмотрим их.

Механическая характеристика с зависимостью момента сопротивления от пути, пройденного рабочим органом. В этом случае  $M_C=f(S)$  или  $M_C=f(\alpha)$ , где  $S$  и  $\alpha$  – соответственно линейное или угловое перемещение рабочего органа. Примером механизмов с такими механическими характеристиками является шахтный подъемник с неуравновешенным канатом (при больших глубинах шахт масса каната значительно превышает суммарную массу клетки и полезного груза в ней). Зависимость  $M_C$  от углового пути характерна для механизмов с кривошипно-шатунной передачей (например, ножницы гильотинного типа для резки металлов, поршневые насосы и компрессоры, подъемно-качающиеся столы прокатных станов и др.).

Механическая характеристика с зависимостью момента сопротивления от пути и скорости движения рабочей машины. Для этого случая  $M_C=f(S, \omega)$ . Примером такого механизма является магистральный рельсовый электро-транспорт, у которого при высоких скоростях сказывается изменение сопротивления движению, возникающего при трении о воздух, и оказывает влияние на  $M_C$  профиль пути (подъемы, спуски, закругления).

Механическая характеристика с зависимостью момента сопротивления от случайных величин. В этом случае изменение момента сопротивления определяется случайными факторами (например, периодичностью появления вкрап-

лений породы различной прочности, сказывающейся на нагрузке угольного комбайна). Момент сопротивления у таких рабочих машин определяется по статистическим данным. Возможно также изменение момента сопротивления как случайной функции времени, то есть  $M_C=f(t)$ .

### **1.3 Приведение статических моментов и усилий, моментов инерции и движущихся масс к одному движению при постоянном передаточном числе редуктора**

#### *1.3.1 Общие принципы решения задач приведения*

Ранее было показано, что для решения различных задач динамики электропривода с многоэлементной кинематической схемой необходимо составить систему уравнений движения, записанных для каждого движущегося элемента (т.е. для каждого движения привода), а также использовать уравнения связи между фазовыми координатами, учитывая постоянные передаточные числа между отдельными движущимися элементами. При этом в уравнения движения различных элементов привода войдут свои значения  $M$ ,  $M_C$ ,  $J$  и  $\omega$  или  $F$ ,  $F_C$ ,  $m$  и  $v$ . Совместное решение уравнений движения в таком случае весьма громоздко.

Та же задача может быть решена весьма просто, если реальная система двигатель – передача – рабочая машина заменяется некоторой эквивалентной системой, движущейся с одной скоростью (обычно это скорость двигателя  $\omega$  или скорость рабочей машины  $\omega_M$ ) и для которой можно составить лишь одно уравнение движения. В это уравнение должны войти так называемые приведенные значения  $M_C$  или  $F_C$ ,  $J$  или  $\omega$ . Эквивалентная система с приведенными значениями параметров должна обладать теми же статическими и динамическими свойствами, что и реальная система. Это возможно лишь в том случае, если мощность эквивалентной системы и запас кинетической энергии ее бу-

дут теми же, что и в реальной системе.

Таким образом, чтобы решить задачу приведения, надо составить уравнение баланса кинетических энергий для реальной и эквивалентной систем, а также уравнение баланса мощности для этих систем, причем при составлении уравнения баланса мощности надо обязательно иметь в виду направление потока энергии, чтобы правильно учесть потери мощности в системе.

Проиллюстрируем эти общие положения на следующем примере. На рис.1.5 показана реальная система электропривода с вращательным

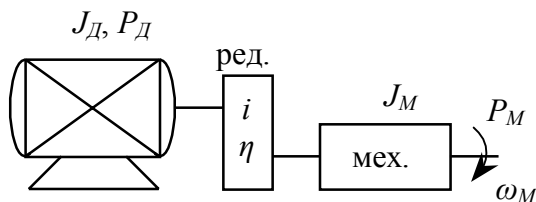


Рисунок 1.5

движением механизма, а на рис.1.6 – эквивалентная система, приведенная к скорости двигателя. На этих рисунках:  $J_д$  – момент инерции двигателя и деталей на его валу;  $P_д$  – мощность на валу двигателя, вращающегося со скоростью

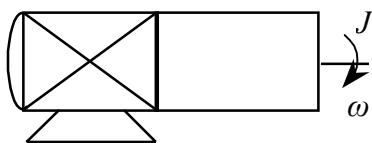


Рисунок 1.6

$\omega$ ;  $\eta$  – КПД передаточного устройства;  $J_M$  – момент инерции рабочей машины, вращающейся со скоростью  $\omega_M$ ;  $P_M$  – мощность на валу механизма;  $J$  – приведенный момент инерции эквивалентной системы.

Параметры промежуточных валов передаточного устройства для упрощения не учтены.

Уравнение баланса кинетической энергии:

$$A = J \frac{\omega^2}{2} = \frac{J_д \omega^2}{2} + \frac{J_M \omega_M^2}{2}. \quad (1.4)$$

Уравнение баланса мощности:

1) если поток энергии идет от двигателя к механизму (т.е. если привод работает в двигательном режиме, и потери в передачах покрываются за счет мощности, забираемой двигателем из электрической сети) –

$$P_M = P_D \cdot \eta, \quad (1.5)$$

$$\text{или } M_{CM} \cdot \omega_M = M_C \cdot \omega \cdot \eta; \quad (1.6)$$

2) если поток энергии идет от механизма к двигателю (т.е. если привод работает в тормозном режиме, и потери в передачах покрываются за счет мощности, поступающей от рабочей машины) –

$$P_D = P_M \cdot \eta, \quad (1.7)$$

$$\text{или } M_C \cdot \omega = M_{CM} \cdot \omega_M \cdot \eta. \quad (1.8)$$

В приведенных соотношениях потери в передачах учитываются при помощи КПД  $\eta$  этих передач. Такой учет будет верен, если нагрузка на передаточное устройство равна (или близка) номинальной, для которой величина  $\eta$  известна. При частичной загрузке, когда  $\eta = f(P)$ , в расчет будет внесена погрешность. Более точный учет потерь в передачах будет показан далее. А теперь рассмотрим решение некоторых конкретных задач приведения.

### *1.3.2 Задачи приведения при вращательном движении механизма*

Рассмотрим задачу приведения при вращательном движении механизма со скоростью  $\omega_M$  и кинематической схемой, показанной на рис. 1.7.

Промежуточный вал передаточного устройства имеет момент инерции  $J_1$  и вращается со скоростью  $\omega_1$ . Две ступени передачи имеют соответствующие передаточные числа  $i_1, i_2$  и КПД  $\eta_1, \eta_2$ .

Момент инерции деталей механизма, вращающихся со скоростью  $\omega_M$  обозначен через  $J_M$ , а деталей на валу двигателя, вращающихся со скоростью  $\omega$ , обозначен через

$J_D$ . Статические моменты сопротивления на валах двигателя и механизма обозначены соответственно через  $M_C$  и  $M_{CM}$ . Теперь рассмотрим следующие задачи приведения для указанной типичной кинематической схемы.

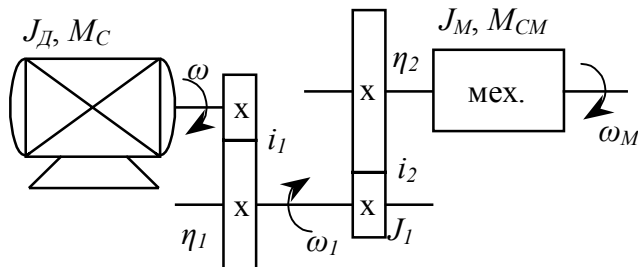


Рисунок 1.7

Приведение  $M_C$  и  $M_{CM}$  при двигательном режиме работы электропривода. В этом случае поток энергии, забираемый из электрической сети, проходит через двигатель и передаточное устройство в рабочую машину. Уравнение баланса мощности при этом запишется, как это показано выше, следующим образом:

$$M_{CM} \cdot \omega_M = M_C \cdot \omega \cdot \eta,$$

где  $\eta = \eta_1 \cdot \eta_2$  - общий КПД передаточного устройства.

В зависимости от постановки задачи и заданных исходных данных по уравнению (1.6) баланс мощности определяется либо статический момент, приведенный к валу двигателя  $M_C$ , либо статический момент на валу механизма  $M_{CM}$ . При этом надо учесть:

$$i_1 = \frac{\omega}{\omega_1}; i_2 = \frac{\omega_1}{\omega_M}; i = i_1 \cdot i_2 = \frac{\omega}{\omega_M}. \quad (1.9)$$

Итак, из уравнения (1.6) с учетом (1.9) можно найти



$$M_C = \frac{M_{CM}}{i \cdot \eta}; \quad (1.10)$$

$$M_{CM} = M_C \cdot i \cdot \eta. \quad (1.11)$$

Приведение  $M_C$  и  $M_{CM}$  при тормозном режиме работы электропривода. В этом случае поток энергии направлен из рабочей машины через передаточное устройство и двигатель в сеть при рекуперативном торможении либо в резисторы при диссипативных режимах торможения.

Уравнение баланса мощности, как это показано выше, запишется при этом так:

$$M_C \cdot \omega = M_{CM} \cdot \omega_M \cdot \eta.$$

Из (1.8) в зависимости от постановки задачи определяется с учетом (1.9) момент сопротивления, приведенный к валу двигателя

$$M_C = \frac{M_{CM} \cdot \eta}{i}, \quad (1.12)$$

либо статический момент, приведенный к валу рабочей машины

$$M_{CM} = \frac{M_C \cdot i}{\eta}. \quad (1.13)$$

Приведение моментов инерции. Как показывалось в разделе 1.3.1, для приведения моментов инерции необходимо составить уравнение баланса кинетической энергии в системе. При этом общий запас кинетической энергии эквивалентной системы может быть выражен через момент инерции, приведенный к валу двигателя  $J_{ПР.Д}$ , или через момент инерции, приведенный к валу вращающегося механизма  $J_{ПР.М}$ . Таким образом, для кинематической схемы рис. 1.7 при приведении моментов инерции к валу двигателя:

$$A = \frac{J_{ПР.Д} \omega^2}{2} = \frac{J_Д \omega^2}{2} + \frac{J_1 \omega_1^2}{2} + \frac{J_M \omega_M^2}{2}, \quad (1.14)$$

откуда приведенный к валу двигателя момент инерции всей системы с учетом (1.9) будет равен:

$$J_{пр.д} = J_д + J_1 \cdot \frac{1}{i_1^2} + J_M \cdot \frac{1}{i_1^2 \cdot i_2^2}. \quad (1.15)$$

При приведении к валу механизма уравнение баланса кинетической энергии запишется так:

$$A = \frac{J_{пр.м} \omega_M^2}{2} = \frac{J_д \omega^2}{2} + \frac{J_1 \omega_1^2}{2} + \frac{J_M \omega_M^2}{2}, \quad (1.16)$$

откуда определяется момент инерции системы, приведенный к валу рабочей машины:

$$J_{пр.м} = J_M + J_1 \cdot i_2^2 + J_д \cdot i_1^2 \cdot i_2^2. \quad (1.17)$$

### 1.3.3 Задачи приведения при поступательном движении механизма

Рассмотрим эту задачу на примере электропривода с кинематической схемой, показанной на рис. 1.8. Здесь рабочий механизм (лебедка с грузом массой  $m_Г$ ) перемещается поступательно со скоростью  $v_M$ . Барабан лебедки, на котором подвешен груз, вращается со скоростью  $\omega_B$ , имеет момент инерции  $J_B$  и КПД  $\eta_B$ . Сила сопротивления в механизме, направленная по оси поступательного движения, обозначена через  $F_{CM}$ . Остальные обозначения те же, что и на рис. 1.7.

Рассмотрим конкретные задачи приведения вращающихся моментов  $M$ , сил  $F$ , моментов инерции  $J$  и движущихся масс  $t$  к одному движению.

Приведение  $M_C$  и  $F_{CM}$  при двигательном режиме работы электропривода. В этом случае поток энергии направлен от двигателя к рабочей машине. Уравнение баланса мощности запишется следующим образом:

$$P_M = F_{CM} \cdot v_M = P_д \cdot \eta = M_C \cdot \omega \cdot \eta, \quad (1.18)$$

где  $\eta = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_B$  - общий КПД передач и рабочей ма-

шины.

Из (1.18) определяется статический момент сопротивления, приведенный к валу двигателя

$$M_C = F_{CM} \cdot \left( \frac{v_M}{\omega} \right) \cdot \frac{l}{\eta}, \quad (1.19)$$

либо (в случае необходимости) статическое усилие, приведенное к оси поступательного движения механизма

$$F_{CM} = \frac{M_C \cdot \eta}{v_M / \omega}. \quad (1.20)$$

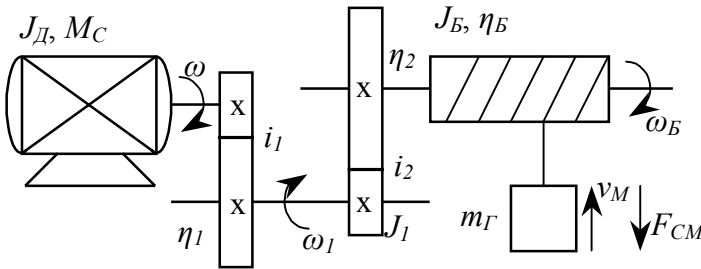


Рисунок 1.8

Здесь и далее отношение  $(v_M / \omega)$  является обобщенным передаточным отношением между рабочей машиной и двигателем.

Приведение  $M_C$  и  $F_{CM}$  при тормозных режимах работы электропривода. В этом случае поток энергии направлен из рабочей машины к двигателю. Уравнение баланса мощности запишется следующим образом:

$$M_C \cdot \omega = F_{CM} \cdot v_M \cdot \eta. \quad (1.21)$$

Из (1.21) в зависимости от постановки задачи определяются либо статический момент сопротивления, приведенный к валу двигателя

$$M_C = F_{CM} \cdot \eta \cdot \left( \frac{v_M}{\omega} \right), \quad (1.22)$$

либо статическое усилие, приведенное к оси поступательного движения механизма

$$F_{CM} = \frac{M_C}{\eta \cdot \left( \frac{v_M}{\omega} \right)}. \quad (1.23)$$

Приведение моментов инерции и поступательно движущихся масс. Для решения этих задач приведения необходимо составить уравнений баланса кинетической энергии в системе, выражая общий запас её либо через момент инерции, приведенный к вращательному движению двигателя  $J_{пр.д}$ , либо через так называемую приведенную массу, т.е. массу, приведенную к поступательному движению механизма  $m_{пр.м}$ . Таким образом, для кинематической схемы рис.1.8 уравнения баланса кинетической энергии записываются в следующем виде:

$$A = \frac{J_{пр.д} \omega^2}{2} = \frac{J_D \omega^2}{2} + \frac{J_I \omega_1^2}{2} + \frac{J_B \omega_B^2}{2} + \frac{m_\Gamma v_M^2}{2}; \quad (1.24)$$

$$A = \frac{m_{пр.м} v_M^2}{2} = \frac{J_D \omega^2}{2} + \frac{J_I \omega_1^2}{2} + \frac{J_B \omega_B^2}{2} + \frac{m_\Gamma v_M^2}{2}. \quad (1.25)$$

Из (1.24) определяется приведенный к валу двигателя момент инерции системы

$$J_{пр.д} = J_D + J_I \cdot \frac{1}{i_1^2} + J_B \cdot \frac{1}{i_1^2 \cdot i_2^2} + m_\Gamma \left( \frac{v_M}{\omega} \right)^2. \quad (1.26)$$

Из (1.25) определяется масса системы, приведенная к оси движения механизма

$$m_{пр.м} = m_\Gamma + J_B \left/ \left( \frac{v_M}{\omega_B} \right)^2 \right. + J_I \left/ \left( \frac{v_M}{\omega_1} \right)^2 \right. + J_D \left/ \left( \frac{v_M}{\omega} \right)^2 \right. . \quad (1.27)$$

## 1.4 Приведение статических моментов и усилий, моментов инерции и движущихся масс к одному движению при меняющемся передаточном числе редуктора

### 1.4.1 Приведение статических моментов

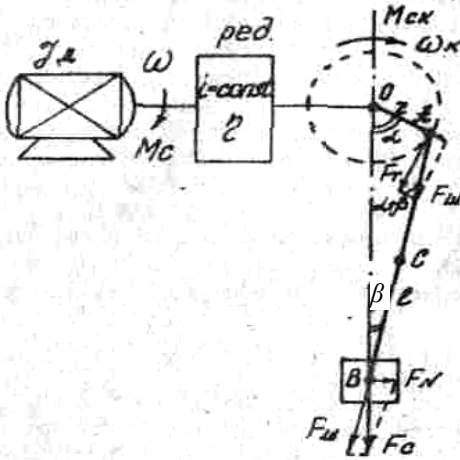


Рисунок 1.9

Примером передаточного устройства с меняющимся коэффициентом передачи является кривошипно-шатунный механизм. На рис. 1.9 показана кинематическая схема электропривода с передаточным устройством, содержащим, кроме обычного редуктора с постоянным передаточным числом, также и кривошипно-шатунный механизм с

$i \neq \text{const}$ .

Рассмотрим вначале приведение статических усилий и моментов, сделав допущение о пренебрежимо малой величине потерь в кривошипном механизме, т.е. считая его КПД  $\eta=1$ . В этом случае уравнение баланса мощности в кривошипном механизме запишется следующим образом:

$$F_T \cdot v_A = F_C \cdot v_B, \quad (1.28)$$

где  $F_T$  – тангенциальное усилие, действующее на конце кривошипа с радиусом  $r$  и полученное путем разложения и переноса исходного усилия сопротивления движению  $F_C$  (рис. 1.9).

Момент сопротивления на валу кривошипа равен с

учетом (1.28)

$$M_{CK} = F_T \cdot r = F_C \cdot r \cdot \left( \frac{v_B}{v_A} \right). \quad (1.29)$$

Величина  $\frac{v_B}{v_A}$  определяется следующим образом. Из (1.29) и разложения сил на рис. 1.9 следует, что

$$\frac{v_B}{v_A} = \frac{F_T}{F_C} = \frac{F_{III} \cdot \sin(\alpha + \beta)}{F_{III} \cdot \cos \beta} = \frac{\sin(\alpha + \beta)}{\cos \beta}. \quad (1.30)$$

Следовательно,

$$M_{CK} = F_C \cdot r \cdot \frac{\sin(\alpha + \beta)}{\cos \beta}. \quad (1.31)$$

Момент сопротивления, приведенный к валу двигателя

$$M_C = \frac{M_{CK}}{i \cdot \eta} = \frac{F_C \cdot r \cdot \sin(\alpha + \beta)}{i \cdot \eta \cdot \cos \beta}. \quad (1.32)$$

При большой длине шатуна  $l$ , когда  $\frac{l}{r} \geq 5$ , можно принять, что  $\beta \approx 0$ ,  $\cos \beta \approx 1$  и упростить выражение (1.32):

$$M_C = F_C \cdot r \cdot \frac{\sin \alpha}{i \cdot \eta}. \quad (1.33)$$

Учет потерь на трение в пальцах и опорах кривошипного механизма производится с помощью эмпирической формулы для определения суммарного момента трения в кривошипе и шатуне ( $M_{TKШ}$ ):

$$M_{TKШ} = F_C \cdot \mu \cdot r_T, \quad (1.34)$$

где  $\mu = 0,08-0,15$  - средний коэффициент трения скольжения в опорах и пальцах,

$r_T$  - приведенный радиус трения кривошипного механизма.

$$r_T = r_0 + r_A \left( 1 + \frac{r}{l} \right) + r_B \frac{r}{l}, \quad (1.35)$$

где  $r_0$ ,  $r_A$ ,  $r_B$  - соответственно радиусы цапфы кри-

вошипного вала (точка «0» рис. 1.9), пальца кривошипа (точка  $A$ ) и пальца ползуна (точка  $B$ ).

С учетом потерь на трение в кривошипе и шатуне момент сопротивления на валу кривошипа

$$M_{СК} = F_C \cdot r \cdot \frac{\sin(\alpha + \beta)}{\cos \beta} + F_C \cdot \mu \cdot r_T. \quad (1.36)$$

Таким образом, величина  $M_{СК}$  меняется в функции углового пути кривошипного вала  $\alpha$  и имеет небольшую постоянную составляющую, определяемую потерями на трение в кривошипном механизме (рис. 1.10).

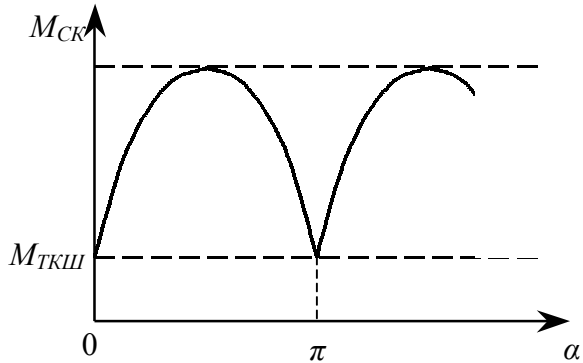


Рисунок 1.10

Переменная составляющая  $M_{СК}$  имеет синусоидальный характер.

#### 1.4.2 Приведение моментов инерции

Для приведения моментов инерции и движущихся масс к одному движению составим уравнение баланса кинетической энергии кривошипного механизма в реальной и эквивалентной системах.

Для случая приведения к вращающемуся валу кривошипа (точка «0»):

$$A = \frac{J_{ПР.К} \cdot \omega_K^2}{2} = \frac{J_{К0} \cdot \omega_K^2}{2} + \frac{m_{П} \cdot v_B^2}{2} + J_{ШС} \cdot \frac{\omega_C^2}{2} + m_{Ш} \cdot \frac{v_C^2}{2}, \quad (1.37)$$

где  $J_{ПР.К}$  - момент инерции кривошипного механиз-

ма, приведенный к валу кривошипа;

$J_{K0}$  - момент инерции собственно кривошипа, т.е. деталей, вращающихся вокруг центра кривошипа (точка «0» рис. 1.9);

$m_{\Pi}$  - масса ползуна;

$v_B$  - скорость движения ползуна (точка  $B$ );

$J_{шC}$  - момент инерции шатуна, вращающегося вокруг своего центра масс (точки  $C$ ) со скоростью  $\omega_C$ ;

$m_{ш}$  - масса шатуна, определяющая запас кинетической энергии при движении его центра масс со скоростью  $v_C$ .

Запас кинетической энергии шатуна при его вращательном ( $J_{шC} \cdot \frac{\omega_C^2}{2}$ ) и поступательном ( $m_{ш} \cdot \frac{v_C^2}{2}$ ) движениях весьма невелик и в дальнейших преобразованиях может без большой погрешности не учитываться. Поэтому для дальнейших выкладок принимаем

$$A = \frac{J_{\text{пр.к}} \cdot \omega_K^2}{2} \cong \frac{J_{K0} \cdot \omega_K^2}{2} + \frac{m_{\Pi} \cdot v_B^2}{2}. \quad (1.38)$$

Из (1.38) следует, что

$$J_{\text{пр.к}} = J_{K0} + m_{\Pi} \cdot \left( \frac{v_B}{\omega_K} \right)^2. \quad (1.39)$$

Соотношение (1.39) нельзя использовать для практических расчетов, так как  $v_B \neq \text{const}$ , а меняется в функции угла поворота кривошипа  $\alpha$ . Учтя, что  $\omega_K = \frac{v_A}{r}$ , а также соотношение (1.30), получим из (1.39) после преобразований:

$$J_{\text{пр.к}} = J_{K0} + m_{\Pi} \cdot r^2 \cdot \frac{\sin^2(\alpha + \beta)}{\cos^2 \beta}. \quad (1.40)$$

Это соотношение упрощается для кривошипных механизмов при  $\frac{l}{r} \geq 5$ , когда  $\beta \approx 0$ :



$$J_{\text{ПР.К}} = J_{\text{К0}} + m_{\text{П}} \cdot r^2 \cdot \sin^2 \alpha . \quad (1.41)$$

С учетом наличия в электроприводе редуктора с передаточным числом  $i$  (см. рис. 1.9) момент инерции электропривода, приведенный к валу двигателя, имеющего собственный момент инерции  $J_{\text{Д}}$ , будет равен

$$J_{\text{ПР.Д}} = J_{\text{Д}} + \frac{J_{\text{К0}}}{i^2} + \frac{m_{\text{П}} \cdot r^2}{i^2} \cdot \sin^2 \alpha . \quad (1.42)$$

Примерный график  $J_{\text{ПР.Д}}=f(\alpha)$  показан на рис. 1.11.

При большом значении постоянной составляющей в  $J_{\text{ПР.Д}}$  в расчетах можно пользоваться средним значением,  $J_{\text{ПР.СР}}$ , показанным на рис. 1.11.

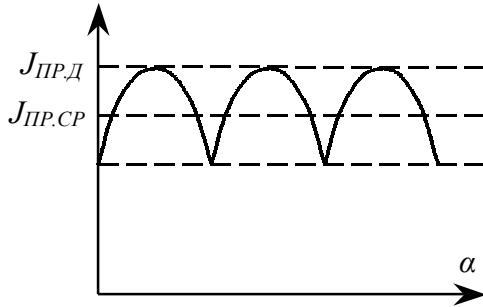


Рисунок 1.11

Для определения (в случае необходимости) массы  $m_{\text{ПР.Д}}$ , приведенной к оси

движения ползуна, уравнение баланса кинетической энергии электропривода записывается следующим образом (с учетом сделанного ранее допущения о малости запаса кинетической энергии в шатуне):

$$A = \frac{m_{\text{ПР.П}} \cdot v_{\text{В}}^2}{2} = \frac{J_{\text{Д}} \cdot \omega^2}{2} + \frac{J_{\text{К0}} \cdot \omega_{\text{К}}^2}{2} + \frac{m_{\text{П}} \cdot v_{\text{В}}^2}{2} , \quad (1.43)$$

откуда величина приведенной к оси ползуна массы системы равна

$$m_{\text{ПР.П}} = m_{\text{П}} + \frac{J_{\text{К0}}}{\left(\frac{v_{\text{В}}}{\omega_{\text{К}}}\right)^2} + \frac{J_{\text{Д}}}{\left(\frac{v_{\text{В}}}{\omega}\right)^2} . \quad (1.44)$$

Учтя, что  $\omega_{\text{К}} = v_{\text{А}}/r$  и  $\omega/\omega_{\text{К}} = i$ , а также соотношение (1.30), получим из (1.44) после преобразований:

$$m_{\text{пр.л}} = m_{\text{л}} + \frac{J_{\text{к0}} + J_{\text{д}} \cdot i^2}{r^2} \cdot \frac{\cos^2 \beta}{\sin^2(\alpha + \beta)}, \text{ или}$$

$$m_{\text{пр.л}} \cong m_{\text{л}} + \frac{J_{\text{к0}} + J_{\text{д}} \cdot i^2}{r^2 \cdot \sin^2 \alpha}. \quad (1.45)$$

График изменения  $m_{\text{пр.л}}=f(\alpha)$  аналогичен показанному на рис. 1.11.

### 1.5 Системы единиц в механике электропривода. Использование внесистемных единиц

Как уже указывалось, изложение теории электропривода ведётся при использовании международной системы единиц (СИ). Однако в каталогах и справочной литературе, особенно на электрические машины, часто используется техническая система единиц. В табл. 1.1 показаны для СИ и технической системы единицы измерений основных величин, используемых в механике электропривода. В этой таблице обозначением *кг* указан килограмм-масса для единиц СИ, а обозначением *кГ* - килограмм-сила (для единиц технической системы).

Для перехода от СИ к технической системе единиц и обратно надо пользоваться следующими соотношениями:

$$1\text{кГ} = 9,81\text{Н}; 1\text{Н} = 0,102\text{кГ}; 1\text{кГ} \cdot \text{м} = 9,81\text{Дж};$$

$$1\text{Дж} = 1\text{Н} \cdot \text{м} = 0,102\text{кГ} \cdot \text{м};$$

$$1\text{Дж} \cdot \text{с}^2 = 1\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2 = 1\text{кг} \cdot \text{м}^2 = 0,102\text{кГ} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2;$$

$$1\text{кГ} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2 = 9,81\text{Дж} \cdot \text{с}^2 = 9,81\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2 = 9,81\text{кг} \cdot \text{м}^2.$$

При решении задач механики электропривода некоторые исходные данные задаются с использованием внесистемных единиц, указанных в табл. 1.2.

Таблица 1.1 – Единицы измерений основных величин для различных систем

Наименование величины	Обозначение	Единицы измерений	
		СИ	Техническая система
1	2	3	4
Сила	<i>F</i>	Н	кГ
Момент	<i>M</i>	Н·м=Дж=Вт·с	кГ·м
Масса	<i>m</i>	кг=Н·с <sup>2</sup> /м	кГ·с <sup>2</sup> /м
Момент инерции	<i>J</i>	Дж·с <sup>2</sup> =Нм·с <sup>2</sup> =кГ·м <sup>2</sup>	кГ·м·с <sup>2</sup>

Продолжение таблицы 1.1.

Наименование величины	Обозначение	Единицы измерений	
		СИ	Техническая система
Скорость вращения	$\omega$	1/с	1/с
Линейная скорость	$v$	м/с	м/с
Мощность	$P$	Вт=Н·м/с=Дж/с	кГ·м/с
Работа	$A$	Дж= Н·м =Вт·с	кГ·м
Угловое перемещение	$\alpha$	рад	рад
Линейное перемещение	$S$	м	м

Таблица 1.2 – Внесистемные единицы

Наименование величины	Обозначение	Единица измерения
Маховой момент	$GD^2$	кГ·м <sup>2</sup>
Скорость вращения	$n$	об/мин
Угловое перемещение	$\alpha^\circ$	град

Рассмотрим основные формулы перехода от внесистемных единиц к технической системе и единицам СИ.

Момент инерции вращающегося тела определяется по соотношению

$$J = m \cdot \rho^2, \quad (1.46)$$

где  $m$  – величина массы, вращающейся вокруг оси тела;

$\rho$  – радиус инерции.

Обозначим через  $J_{ТС}$  момент инерции в технической системе единиц. В этом случае в соотношение (1.46) надо подставить массу как  $m = \frac{G}{g} \left[ \frac{\text{кГ} \cdot \text{с}^2}{\text{м}} \right]$ . Выразив радиус инерции через диаметр инерции  $D$ ,

т.е. учтя  $\rho = D/2$ , получим:

$$J_{ТС} = \frac{G}{g} \cdot \left( \frac{D}{2} \right)^2 = \frac{GD^2}{4g}. \quad (1.47)$$

Выражение (1.47) устанавливает связь между моментом инерции в технической системе единиц  $J_{ТС}$  и внесистемной единицей – маховым моментом  $GD^2$ .

Обозначим через  $J_{СИ}$  момент инерции в единицах СИ. Вспомним, что для СИ численные значения массы и веса равны, т.е.  $m=G$ . В

этом случае преобразование соотношения (1.46) дает следующий результат:

$$J_{СИ} = m \cdot \rho^2 = G \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 = \frac{GD^2}{4}. \quad (1.48)$$

Соотношение (1.48) устанавливает связь между моментом инерции в единицах СИ  $J_{СИ}$  и внесистемной единицей – маховым моментом  $GD^2$ .

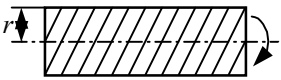
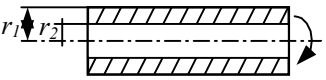
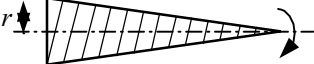
Из (1.47) и (1.48) легко получается соотношение, связывающее  $J_{ТС}$  и  $J_{СИ}$ , а именно:

$$J_{СИ} = g \cdot J_{ТС}; \quad J_{ТС} = \frac{J_{СИ}}{g}. \quad (1.49)$$

В (1.47) и (1.48) обозначение  $[GD^2]$  надо понимать как единый символ обозначения махового момента вращающегося тела, символ адекватный понятию момента инерции ( $J$ ).

В электроприводе не всегда представляется возможным определить расчетным путем массу неоднородных тел (например, якорь электрической машины) или радиус инерции деталей со сложной геометрией. Лишь для некоторых простейших тел вращения можно получить величину радиуса инерции расчетным путем по исходным геометрическим размерам (см. табл. 1.3).

Таблица 1.3 – Формулы расчета радиусов инерции тел вращения

Сплошной цилиндр		$\rho^2 = \frac{r^2}{2}$
Полый цилиндр		$\rho^2 = \frac{r_1^2 + r_2^2}{2}$
Сплошной конус		$\rho^2 = 0,3r^2$

На практике моменты инерции электродвигателей или электропривода в целом, т.е. с учетом момента инерции передаточных устройств, а иногда и с учетом момента инерции рабочей машины, определяют экспериментальным путем, пользуясь различными методами, которые будут рассмотрены отдельно.

## 1.6 Уравнения движения электропривода

Системы механической части электропривода весьма разнообразны по конструкции передаточного устройства и технологии работы исполнительного механизма. Кинематические звенья электропривода во многих случаях можно рассматривать как абсолютно жесткие, а для некоторых механизмов надо учитывать упруговязкие свойства отдельных элементов. Могут быть электроприводы с постоянным или переменным передаточным числом редуктора  $i$ , с постоянным моментом инерции вращающихся масс ( $J = const$ ) или фактически меняющимся моментом инерции ( $J \neq const$ ). Возможно и фиктивное изменение момента инерции электропривода из-за меняющегося передаточного числа редуктора. Наконец, возможны электроприводы, у которых добавляется (или отбирается) поступательно движущаяся масса рабочей машины.

Учет всех возможных меняющихся факторов весьма сложен и практически не нужен, так как в технике нет рабочих машин, у которых одновременно имелись бы все указанные выше переменные факторы, ни одним из которых нельзя было бы пренебречь из-за малого влияния.

При дальнейшем изложении механики электропривода рассмотрим несколько реальных систем с преобладанием лишь некоторых факторов, учет которых при составлении уравнения движения обязателен, и постепенно будем усложнять постановку задачи. Таким образом, используем так называемый индуктивный метод исследования, двигаясь от простого к сложному.

### *1.6.1 Уравнение движения электропривода при постоянном значении движущихся масс и без учета упруговязких элементов*

В этом случае ф а к т и ч е с к о е значение  $J$  или  $m$

неизменно. Передаточное число редуктора в рассматриваемом случае может иметь переменное значение ( $i \neq const$ ). Это характерно для электроприводов станков-качалок нефтепромыслов, подъемно-качающихся столов прокатных станов, гильотинных ножниц для резки металла и других механизмов с кривошипно-шатунным звеном в передаточном устройстве.

Уравнение движения электропривода при принятых ограничениях получается из выражения запаса кинетической энергии системы. Например, при вращательном движении

$$\pm A \pm A_C = A_j, \quad (1.50)$$

где  $A$  – работа всех движущих сил;

$A_C$  – работа всех сил сопротивления движению;

$A_j$  – работа всех сил инерции, равная запасу кинетической энергии системы, вращающейся со скоростью  $\omega$  и имеющей приведенный к этой скорости момент инерции  $J$ :

$$A_j = \frac{J\omega^2}{2}. \quad (1.51)$$

Знаки перед  $A$  и  $A_C$  учитывают возможное направление движущих сил (моментов) при двигательном или тормозном режимах работы электропривода, а также возможный характер сил (моментов) сопротивления движению (активные или реактивные). Дифференцируя (1.50), получим уравнение баланса мощностей в электроприводе, т.е.

$$\pm \frac{dA}{dt} \pm \frac{dA_C}{dt} = \frac{dA_j}{dt}; \quad \pm P \pm P_C = P_j = \frac{dA_j}{dt}. \quad (1.52)$$

Выполнив операцию дифференцирования  $\frac{dA_j}{dt}$  в (1.51), получим:

$$P_j = \frac{dA_j}{dt} = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{dt}. \quad (1.53)$$

Это выражение для  $P_j$  не противоречит принятым ограничениям. Действительно, в (1.53)  $\frac{dJ}{dt}$  предполагает переменную движущуюся массу (переменный момент инерции), хотя и рассматривается электропривод с неизменным моментом инерции ( $J = const$ ). В данном случае имеет место не действительное, а ф и к т и в н о е изменение  $J$ , что может быть в механизмах с переменным передаточным числом ( $i \neq const$ ). Например, в кривошипно-шатунном механизме, где фактически постоянная масса ползуна движется поступательно, в результате пересчета к вращательному движению кривошипного вала, а затем и к валу двигателя получается переменный момент инерции в функции угла  $\alpha$  поворота вала кривошипа (см. разд. 1.4.3). Выполним преобразование, наглядно показывающее зависимость  $J=f(\alpha)$ . Для этого умножим и разделим второе слагаемое в правой части (1.53) на  $d\alpha$ :

$$P_j = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{dt} \cdot \frac{d\alpha}{d\alpha}.$$

Учтем здесь, что  $\frac{d\alpha}{dt} = \omega$ , и получим

$$P_j = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^3}{2} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}. \quad (1.54)$$

Разделив теперь (1.52) на скорость вращения системы  $\omega$  и учтя (1.54), получим уравнение движения электропривода, приведенное к этой скорости:

$$\pm M \pm M_C = M_j = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}. \quad (1.55)$$

Если  $\omega$  – скорость вала двигателя, то все величины, входящие в (1.55), т.е.  $M$ ,  $M_C$ ,  $J$  и  $\alpha$ , также отнесены к этому валу.

Динамический момент  $M_j$ , т.е. правая часть уравнения (1.55), имеет две составляющие:  $M_{j1} = J \frac{d\omega}{dt}$  - состав-

ляющая динамического момента, определяемая изменением скорости  $\omega$ ;  $M_{j2} = \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}$  - составляющая  $M_j$ , определяемая изменением момента инерции при повороте вала на угол  $\alpha$ .

Для электроприводов, у которых  $i = const$ ,  $\frac{dJ}{d\alpha} = 0$ . В этом случае  $M_{j2} = 0$ , и уравнение движения (1.55) упрощается, принимая вид:

$$\pm M \pm M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.56)$$

Обычно уравнение движения используется в форме

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

При этом подразумевается, что в этом уравнении учитываются действительные знаки  $M$  и  $M_c$ , соответствующие направлениям их действия.

Часто уравнение движения в этой форме записи используется в системе с другими уравнениями для математического описания объекта управления (электропривода). Знаки моментов, действующих в электроприводе, учитываются при введении начальных условий и расчете постоянных интегрирования для решения дифференциальных уравнений.

Аналогично выражениям (1.55) и (1.56) можно получить уравнения поступательного движения приведенной массы  $m$  со скоростью  $v$  при действии движущей силы  $\pm F$  и силы сопротивления  $\pm F_c$ . В этом случае в (1.50) запас кинетической энергии (т.е. работу сил инерции) при поступательном движении надо выразить следующим образом:

$$A_j = \frac{mv^2}{2}. \quad (1.57)$$

Далее проводим такие преобразования:



$$\pm \frac{dA}{dt} \pm \frac{dA_C}{dt} = \frac{dA_j}{dt} = P_j = mv \frac{dv}{dt} + \frac{v^2}{2} \cdot \frac{dm}{dt} \cdot \frac{ds}{ds}. \quad (1.58)$$

Так как  $\frac{ds}{dt} = v$ , то  $P_j = mv \frac{dv}{dt} + \frac{v^3}{2} \cdot \frac{dm}{ds}$ . (1.59)

Учтем теперь, что  $P = \frac{dA}{dt}$ ;  $P_C = \frac{dA_C}{dt}$ ;  $F = \frac{P}{v}$ . Тогда

$$\pm F \pm F_C = F_j = m \frac{dv}{dt} + \frac{v^2}{2} \cdot \frac{dm}{ds}. \quad (1.60)$$

При  $i = const$ , то есть при  $\frac{dm}{ds} = 0$ , уравнение (1.60)

упрощается и принимает вид:

$$\pm F \pm F_C = F_j = m \frac{dv}{dt}. \quad (1.61)$$

В этом случае динамическое усилие  $F_j$  при поступательном движении определяется лишь одной составляющей, зависящей от величины движущейся массы и ускорения. Вторая составляющая динамического усилия равна нулю, так как нет фиктивного изменения движущейся массы в функции пути.

Полученное выше уравнение (1.56) при вращательном движении электропривода позволяет решать следующие основные задачи:

1) По известному моменту сопротивления  $M_C$  и приведенному моменту инерции  $J$  определить вращающий момент  $M$ , который необходим для движения электропривода с заданным ускорением  $\frac{d\omega}{dt}$ , то

есть найти  $M = J \frac{d\omega}{dt} + M_C$ .

2) По известным значениям  $M$  и  $M_C$ , то есть при известном динамическом моменте  $M_j = J \frac{d\omega}{dt} = \pm M \pm M_C$  определить характер движения привода.

В этом случае надо найти  $\frac{d\omega}{dt} = \frac{\pm M \pm M_C}{J}$ .

В таблице 1.4 приведены возможные решения этой задачи.

Таблица 1.4 – Режимы работы электропривода при различных соотношениях моментов  $M$  и  $M_C$

Соотношение абсолютных величин $M$ и $M_C$	Уравнения движения при различных значениях $M$ и $M_C$			
$ M  =  M_C $	$+M - M_C = M_j$	$-M + M_C = M_j$	$+M + M_C = M_j$	$-M - M_C = M_j$
	$M_j = 0$ Двигательный установившийся.	$M_j = 0$ Тормозной установившийся.	$M_j > 0$ Двигательный с ускорением.	$M_j < 0$ Тормозной с замедлением.
$ M  >  M_C $	$M_j > 0$ Двигательный с ускорением.	$M_j < 0$ Тормозной с замедлением.	-//-	-//-
$ M  <  M_C $	$M_j < 0$ Двигательный с замедлением.	$M_j > 0$ Тормозной с ускорением.	-//-	-//-

3) Интегрирование уравнения движения позволяет определить время неустановившегося движения и путь, пройденный при этом электроприводом (или рабочей машиной). Решение этих задач будет показано при изложении соответствующих разделов

механики электропривода.

4) Аналитическое, графоаналитическое или графическое интегрирование уравнения движения позволяет также получить графики механических переходных процессов, показывающих движение фазовых координат  $\omega=f(t)$ ,  $M=f(t)$ .

Рассматривая уравнение (1.61) для поступательного движения рабочей машины, можно привести аналогичные рассуждения о типе задач, решаемых с помощью этого уравнения и о возможных энергетических режимах работы электропривода.

#### *1.6.2 Уравнение движения электропривода с переменной движущейся массой и без учета упруговязких элементов*

Имеется много механизмов, у которых даже при постоянном значении передаточного числа редуктора ( $i = const$ ) происходит не фиктивное, а действительное изменение движущихся масс, т.е.  $m_M \neq const$ . Например, моталки станов горячей и холодной прокатки тонких листов, барабаны шахтных подъемников с переменным радиусом навивки каната, транспортеры и конвейеры, на которые поступает или с которых снимается сыпучий материал. Наконец, в общем случае могут быть механизмы, у которых  $i \neq const$  и  $m_M \neq const$ . Например, качающийся конвейер угольных шахт, в конструкции передаточного устройства которого есть кривошипно-шатунный механизм.

Рассмотрим уравнение движения электропривода при условии  $i \neq const$  и  $m_M \neq const$ , что позволяет с большей полнотой учесть факторы, влияющие на динамические режимы работы электромеханической системы. Такое уравнение движения электропривода может быть получено из уравнения количества движения материальной системы. Поскольку реальный механизм при  $i \neq const$  и  $m_M \neq const$  имеет поступательное движение, то и уравнение количества движения рассмотрим для этого случая.

Отнесенное к оси поступательного движения уравнение изменения количества движения, равное импульсу силы, имеет вид:

$$(F_M - F_{CM}) \cdot dt = F_{jM} \cdot dt = d[m_M \cdot (v_M - u_M)], \quad (1.62)$$

где  $F_M$ ,  $F_{CM}$  и  $F_{jM}$  - соответственно движущая сила, сила статического сопротивления и динамическая (инерционная или избыточная) сила, действующая по оси поступательного движения механизма;

$m_M$  - основная движущаяся масса, приведенная к оси поступательного движения механизма (с учетом величины масс, вращающихся на валу двигателя и промежуточных валах передаточного устройства);

$v_M$  - скорость движения основной массы;

$u_M$  - скорость движения частиц, присоединяемых к основной массе (точнее это составляющая скорости в направлении или против движения основной массы, т.е. составляющая касательная к траектории основного движения).

Преобразуем правую часть уравнения (1.62), выполнив операцию дифференцирования. Тогда

$$\begin{aligned} (F_M - F_{CM}) \cdot dt &= F_{jM} \cdot dt = \\ &= m_M \cdot d(v_M - u_M) + (v_M - u_M) \cdot dm_M = \\ &= m_M \cdot dv_M - m_M \cdot du_M + (v_M - u_M) \cdot dm_M. \end{aligned}$$

Учтя, что  $u_M = const$  и  $du_M = 0$  (так как скорость  $u_M$  определяется не кинематикой основного механизма, для которого составляется уравнение движения, а конструкцией устройства для подачи дополнительно присоединяемой или отбираемой массы  $dm_M$ ), получим следующее уравнение количества движения:

$$(F_M - F_{CM}) \cdot dt = F_{jM} \cdot dt = m_M \cdot dv_M + (v_M - u_M) \cdot dm_M. \quad (1.63)$$

Из (1.63) получаем уравнение поступательного движения жесткой системы с переменной массой в наиболее общем виде:

$$F_M - F_{CM} = F_{jM} = m_M \cdot \frac{dv_M}{dt} + (v_M - u_M) \cdot \frac{dm_M}{dt}. \quad (1.64)$$

Пользование уравнением движения (1.64) неудобно, так как здесь нет в явном виде изменения передаточного числа редуктора ( $i$ ). Введем в (1.64) передаточное число редуктора, приведя к валу двигателя все входящие в это уравнение силы, массу и скорости и пренебрегая потерями в передачах:

$$\begin{aligned} F &= F_M / i; \quad F_C = F_{CM} / i; \quad F_j = F_{jM} / i; \\ v &= i \cdot v_M; \quad u = i \cdot u_M; \quad m = m_M / i^2. \end{aligned}$$

Здесь  $m$  - фиктивная, приведенная к валу двигателя масса;  
 $v$ ,  $F$ ,  $F_C$  и  $F_j$  - реально существующие линейная скорость,

движущая сила, сила сопротивления и инерционная (динамическая) сила на окружности якоря (ротора) двигателя;

$u$  - скорость присоединяемой массы, отнесенная к окружности якоря (ротора) двигателя (это фиктивная скорость, удобная для проведения расчетов или вывода формул).

С учетом введенных соотношений приведения к валу двигателя из (1.63) получим

$$i \cdot (F - F_C) \cdot dt = i \cdot F_j \cdot dt = i^2 \cdot m \cdot d\left(\frac{v}{i}\right) + \frac{v-u}{i} d(i^2 \cdot m) \quad (1.65)$$

Выполнив теперь операции дифференцирования с переменными  $v$  и  $i$  (как уже указано ранее,  $u = const$ ) и разделив обе части уравнения на  $i$ , получим из (1.65) уравнение количества поступательного движения, приведенное к валу двигателя:

$$\begin{aligned} (F - F_C) \cdot dt = F_j \cdot dt &= i \cdot m \cdot \frac{i \cdot dv - v \cdot di}{i^2} + \frac{v-u}{i^2} \cdot (i^2 \cdot dm + 2im \cdot di) = \\ &= m \cdot dv - \frac{m \cdot v}{i} \cdot di + (v-u) \cdot dm + \frac{2m \cdot v}{i} \cdot di - \frac{2m \cdot u}{i} \cdot di; \\ (F - F_C) \cdot dt = F_j \cdot dt &= m \cdot dv + (v-u) \cdot dm + \frac{m}{i}(v-2u) \cdot di \end{aligned} \quad (1.66)$$

На основании (1.66) запишем следующее уравнение поступательного движения:

$$F - F_C = F_j = m \cdot \frac{dv}{dt} + (v-u) \cdot \frac{dm}{dt} + \frac{m}{i}(v-2u) \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.67)$$

Соотношение (1.67) показывает, что динамическое усилие в общем случае определяется: изменением скорости  $\frac{dv}{dt}$ ; изменением массы  $\frac{dm}{dt}$ ; изменением передаточного числа  $\frac{di}{dt}$ .

Обычно в кинематической схеме механизма приведенная масса  $m$  и передаточное число  $i$  меняются не в функции времени, а в функции пройденного линейного  $S$  или углового  $\alpha$  перемещения. Учтя, что  $ds = v \cdot dt$ , можно получить уравнение движения в следующем виде:

$$F - F_C = F_j = m \cdot \frac{dv}{dt} + v \cdot (v-u) \cdot \frac{dm}{ds} + \frac{v \cdot m}{i} (v-2u) \cdot \frac{di}{ds}, \quad (1.68)$$

где  $ds = R \cdot d\alpha$  - элементарное перемещение на окружности якоря (ротора) двигателя с радиусом  $R$ . Чтобы перейти к вращательному движению вала двигателя, надо учесть также следующие соотношения:

$\omega = v/R$  - угловая скорость двигателя;

$\omega_u = u/R$  - угловая скорость, соответствующая линейной скоро-

сти присоединяемых (отбираемых) частиц дополнительной массы;

$$M_j = F_j \cdot R - \text{динамический момент на валу двигателя};$$

$M = F \cdot R$ ,  $M_c = F_c \cdot R$  - движущий момент и момент сопротивления на валу двигателя;

$J = m \cdot \rho^2 = m \cdot R^2$  - момент инерции, приведенный к валу двигателя (радиус инерции ротора  $\rho$  примерно равен его геометрическому радиусу  $R$ ).

С учетом введенных соотношений получим теперь из (1.68) уравнение вращательного движения привода (промежуточные преобразования опускаем):

$$M - M_c = M_j = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega(\omega - \omega_u) \cdot \frac{dJ}{d\alpha} + \frac{\omega \cdot J}{i} (\omega - 2\omega_u) \cdot \frac{di}{d\alpha}. \quad (1.69)$$

Так как  $d\alpha = \omega \cdot dt$ , то можно представить уравнение движения следующим образом:

$$M - M_c = M_j = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + (\omega - \omega_u) \cdot \frac{dJ}{dt} + \frac{\omega \cdot J}{i} (\omega - 2\omega_u) \cdot \frac{di}{d\alpha}. \quad (1.70)$$

Это наиболее общие формы записи уравнений движения жесткой системы с переменным моментом инерции (переменной движущейся массой) и переменным передаточным числом редуктора.

В отдельных частных случаях (а для реальных промышленных объектов таких частных случаев большинство) общее уравнение движения упрощается. Рассмотрим эти случаи:

1)  $u_M = v_M$  - (добавляемая масса имеет скорость основной движущейся массы), то есть  $\omega_u = \omega$ . В этом случае из (1.69) получим

$$M - M_c = M_j = J \cdot \frac{d\omega}{dt} - J \cdot \frac{\omega^2}{i} \cdot \frac{di}{d\alpha}. \quad (1.71)$$

В рассматриваемом случае (при  $\omega_u = \omega$ ) в действительности  $m_M = const$ , так как скорости добавляемых частиц  $\omega_u$  и скорость основной (снимаемой) массы  $\omega$  равны. Если при этом еще и  $i = const$  (нет кривошипно-шатунного узла в передаче), то  $\frac{di}{d\alpha} = 0$  и

$$M - M_c = M_j = J \cdot \frac{d\omega}{dt}, \quad (1.72)$$

т.е. получается уже выведенное ранее уравнение движения (1.56) в разделе 1.6.1.

2)  $u_M = 0$ , то есть  $\omega_u = 0$  (скорость добавляемых частиц равна нулю, т.е. частицы дополнительной массы падают на конвейер перпендикулярно направлению движения основной массы). В этом случае из общих уравнений (1.69) и (1.70):

$$M - M_C = M_J = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega^2 \cdot \frac{dJ}{d\alpha} + \frac{\omega^2 \cdot J}{i} \cdot \frac{di}{d\alpha}; \quad (1.73)$$

$$M - M_C = M_J = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega \cdot \frac{dJ}{dt} + \frac{\omega^2 \cdot J}{i} \cdot \frac{di}{d\alpha}. \quad (1.74)$$

В этих уравнениях отражено изменение динамического момента под влиянием всех переменных факторов (изменение скорости движения, движущейся массы и передаточного числа). Если же при рассматриваемом условии будет еще и  $i = const$ , т.е.  $\frac{di}{d\alpha} = 0$ , то эти уравнения упростятся и примут вид:

$$M - M_C = M_J = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega \cdot \frac{dJ}{dt}, \quad (1.75)$$

т.е. такое уравнение движения отображает лишь влияние на динамический режим работы привода изменения скорости и движущейся массы за счет подачи дополнительно  $dJ$ .

3)  $m_M = const$ , то есть присоединяемых частиц нет, не происходит действительного изменения движущейся массы ( $\frac{dJ}{dt} = 0$ ,  $J = const$ ).

Это условие может быть выполнено только тогда, когда  $u_M = v_M$ , то есть когда скорость дополнительной массы, поступающей на конвейер, равна скорости основной массы, снимаемой с конвейера. Поэтому в общем уравнении надо полагать  $J = const$ ,  $\omega = \omega_M$ . Тогда

$$M - M_C = M_J = J \cdot \frac{d\omega}{dt} - J \cdot \frac{\omega^2}{i} \cdot \frac{di}{dt}. \quad (1.76)$$

Так как  $i \neq const$ , то уравнение (1.76), как и ранее полученное соотношение (1.71) при  $u_M = v_M$ , отображает фиктивное изменение момента инерции  $J$ , что, однако, из этих уравнений ясно не видно. Лучше представить (1.76) и (1.71), воспользовавшись следующим преобразованием:

$$\text{так как } J = \frac{J_M}{i^2},$$

$$\text{то } \frac{dJ}{d\alpha} = -J_M \cdot \frac{2}{i^3} \cdot \frac{di}{d\alpha} = -\frac{2i^2 \cdot J}{i^3} \cdot \frac{di}{d\alpha} = -\frac{2 \cdot J}{i} \cdot \frac{di}{d\alpha}, \text{ откуда}$$

$$\frac{di}{d\alpha} = -\frac{i}{2J} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}. \quad (1.77)$$

Подставляя  $\frac{di}{d\alpha}$  из (1.77) в (1.76) или (1.71), получим:

$$M - M_C = M_J = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}, \quad (1.78)$$

то есть из общего уравнения движения получен уже рассматривавший-

ся ранее в разделе 1.6.1 частный случай для движения жесткой системы при  $i \neq const$ , когда было получено аналогичное уравнение (1.55) при  $i = const$ , когда  $\frac{dJ}{d\alpha} = 0$ :

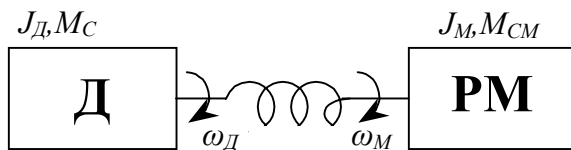
$$M - M_c = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (1.79)$$

Наличие в движущейся системе переменных масс ( $m_M \neq const$ ) или переменного передаточного числа ( $i \neq const$ ) делает уравнения движения таких систем нелинейными, что затрудняет или делает невозможным их аналитическое решение в конечных функциях. В этих случаях возможны лишь графические или графоаналитические приближенные решения, в том числе и с помощью ЭЦВМ.

### 1.6.3 Уравнения движения электропривода с учетом упругих элементов в передаточном устройстве

Ранее рассматривалось движение жесткой механической системы, в которой для определения положения (фазовой координаты) любого элемента достаточно было знать закон движения какой-либо точки одного из элементов этой системы. Например, зная уравнение движения вала двигателя, можно легко определить уравнение движения вала рабочей машины, так как эти валы принимались жестко связанными между собой (люфты и упругое закручивание валов не учитывались).

В действительности все элементы механической системы электропривода обладают упругими свойствами, что в некоторых случаях определяет принципиальное отличие их движения от движения механической системы с жесткими связями.



На рис. 1.12 показана простейшая двухмассовая система «двигатель – рабо-

Рисунок 1.12



чая машина», движущиеся массы которой связаны между собой упругим передаточным устройством (валом) с передаточным числом  $i=I$ .

При резком изменении момента сопротивления движению на валу рабочей машины  $M_{CM}$  из-за упругости соединительного вала не будет такого же мгновенного изменения момента сопротивления движению  $M_C$  на конце гибкого вала, связанного с двигателем. Вначале произойдет закручивание упругого вала, причем это упругое закручивание будет происходить до тех пор, пока упругая деформация не достигнет величины, равной новому значению  $M_{CM}$ . Лишь после этого начнется изменение момента на валу двигателя  $M_C$ . Таким образом, при передаче меняющегося момента сопротивления движению от рабочей машины к двигателю имеется некоторое запаздывание, величина которого зависит от упругости соединительного вала.

При изменении  $M_{CM}$  происходит также изменение скорости механизма  $\omega_M$ , а скорость двигателя  $\omega_D$  вначале остается неизменной. Таким образом, в системе с упругими элементами закон изменения скорости двигателя будет отличаться от закона изменения скорости рабочей машины, то есть электропривод с одним упругим элементом имеет две степени свободы.

Следовательно, для определения положения или скорости элементов в системе с упругими связями уже недостаточно знать закон движения одного из элементов. В этом случае число обобщенных координат системы должно быть равно числу степеней свободы. В рассматриваемой на рис. 1.12 схеме двухмассовой системы с одним упругим элементом число степеней свободы равно двум.

В общем случае число степеней свободы  $q$  на единицу больше числа упругих элементов  $n$ , то есть

$$q = n + 1. \quad (1.80)$$

Уравнений движения в системе электропривода с упругими элементами должно быть столько, сколько степеней свободы.

В реальных передаточных устройствах может быть несколько упругих элементов с вращательным и поступательными движениями, причем жесткость всех этих элементов в общем случае различна. Математическое описание движения такой упругой системы требует составления большого числа уравнений. Более удобным является составление так называемой расчетной схемы механической части электропривода, в которой выделяются сосредоточенные движущиеся массы, соединенные упругими валами, приведенная (расчетная) жесткость которых рассчитывается по определенным правилам.

Рассмотрим в качестве примера составление расчетной схемы механической части электропривода лебедки, кинематическая схема которой показана на рис. 1.13. Здесь  $C_1-C_4$  - коэффициенты жесткости упругих элемен-

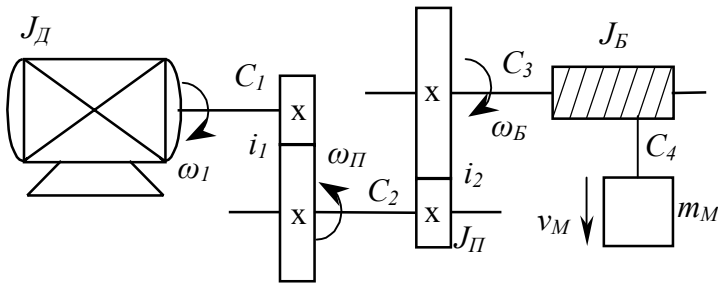


Рисунок 1.13

тов передаточного устройства, представляющие величину момента или силы, необходимых для упругого закручивания или вытягивания (сжатия) элемента на единицу угло-

вого или линейного перемещения. Таким образом, размерность коэффициентов жесткости  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  равна  $[Нм/рад]$ , а коэффициента  $C_4$  -  $[Н/м]$ .

Расчетная схема механической части электропривода лебедки с приведенной кинематикой может быть представлена в виде трехмассовой системы (рис. 1.14). Здесь каждая из движущихся масс с моментами инерции  $J_1$ ,  $J_2$  и  $J_3$  имеет свою скорость  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega_3$ .

Моменты инерции движущихся масс определяются по известным правилам приведения (см. разд. 1.4), а именно:

$$J_1 = J_D + \frac{J_{II}}{i_1^2}; \quad J_2 = \frac{J_B}{i_1^2 \cdot i_2^2}; \quad J_3 = m_M \cdot \left( \frac{v_M}{\omega_1} \right)^2, \quad (1.81)$$

где  $J_D$ ,  $J_{II}$ ,  $J_B$  - соответственно моменты инерции двигателя, промежуточного вала и барабана лебедки;

$i_1$ ,  $i_2$  - передаточные числа ступеней редуктора;

$m_M$ ,  $v_M$  - масса и скорость рабочей машины.

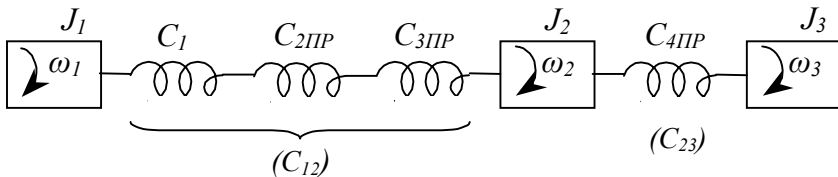


Рисунок 1.14

На расчетной схеме рис. 1.14 движущиеся массы с моментами инерции  $J_1$ ,  $J_2$  и  $J_3$  соединены упругими валами, расчетные коэффициенты жесткости которых (или так называемые приведенные коэффициенты жесткости  $C_{ПП}$ ) должны быть эквивалентны реальным коэффициентам жесткости.

Приведение коэффициентов жесткости упругих

элементов производится из условия сохранения неизменным запаса потенциальной энергии в реальной и эквивалентной системах. Иными словами, запас энергии, накапливаемой при упругой деформации реального и эквивалентного элементов, должен быть один и тот же. С учетом этого правила приведенные значения коэффициентов жесткости  $C_{4ПР}$ ,  $C_{3ПР}$  и  $C_{2ПР}$  рассчитываются следующим образом:

1) для упругого вытягивания каната с коэффициентом жесткости  $C_4$

$$\Pi = \frac{C_4 \cdot x_4^2}{2} = \frac{C_{4ПР} \cdot \varphi_{4ПР}^2}{2}, \quad (1.82)$$

где  $x_4 = x_I - x_{II}$  [м] - линейная упругая деформация вытягивания каната;

$\varphi_{4ПР} = \varphi_1 - \varphi_2$  [рад] - угол упругого закручивания эквивалентного вала.

Из (1.82) следует, что

$$C_{4ПР} = C_4 \cdot \left( \frac{x_4}{\varphi_{4ПР}} \right)^2. \quad (1.83)$$

Так как скорость упругой деформации в реальном и эквивалентном упругих элементах одна и та же, то

$$x_4 = v_M \cdot t, \quad \varphi_{4ПР} = \omega_1 \cdot t, \quad \text{откуда} \quad \frac{x_4}{\varphi_{4ПР}} = \frac{v_M}{\omega_1};$$

$$C_{4ПР} = C_4 \cdot \left( \frac{v_M}{\omega_1} \right)^2. \quad (1.84)$$

В (1.84) при расчете приведенного коэффициента жесткости  $C_{4ПР}$  необходимо учитывать скорость двигателя  $\omega_1$  (т.е. скорость после окончания упругой деформации), а не мгновенные значения фазовых координат  $\omega_2$  или  $\omega_3$  для движущихся масс  $J_2$  и  $J_3$ .

2) для упругого закручивания вала барабана с ко-

эффицентом жесткости  $C_3$

$$\Pi = \frac{C_3}{2} = \frac{C_{3ПР} \cdot \varphi_{3ПР}^2}{2}, \quad (1.85)$$

откуда  $C_{3ПР} = C_3 \cdot \left( \frac{\varphi_3}{\varphi_{3ПР}} \right)^2$ .

Так как  $\frac{\varphi_3}{\varphi_{3ПР}} = \frac{\omega_B}{\omega_1} = \frac{l}{i_1 \cdot i_2}$ , то

$$C_{3ПР} = C_3 \cdot \frac{l}{i_1^2 \cdot i_2^2}. \quad (1.86)$$

3) для упругого закручивания промежуточного вала с коэффициентом жесткости  $C_2$

$$\Pi = \frac{C_2 \cdot \varphi_2^2}{2} = \frac{C_{2ПР} \cdot \varphi_{2ПР}^2}{2}, \quad (1.87)$$

откуда  $C_{2ПР} = C_2 \cdot \left( \frac{\varphi_2}{\varphi_{2ПР}} \right)^2$ .

Так как  $\frac{\varphi_2}{\varphi_{2ПР}} = \frac{\omega_{\Pi}}{\omega_1} = \frac{l}{i_1}$ , то

$$C_{2ПР} = C_2 \cdot \frac{l}{i_1^2}. \quad (1.88)$$

На расчетной схеме рис. 1.14 последовательно соединены три упругих элемента с различными коэффициентами жесткости ( $C_1$ ,  $C_{2ПР}$ ,  $C_{3ПР}$ ). В окончательной расчетной схеме они должны быть заменены одним упругим элементом, приведенная жесткость которого  $C_{12}$  определяется из соотношения

$$\frac{l}{C_{12}} = \frac{l}{C_1} + \frac{l}{C_{2ПР}} + \frac{l}{C_{3ПР}}, \text{ откуда}$$

$$C_{12} = \frac{l}{\frac{l}{C_1} + \frac{l}{C_{2ПР}} + \frac{l}{C_{3ПР}}}. \quad (1.89)$$

$\frac{l}{C}$  - так называемая податливость упругого элемента. В общем случае при последовательном соединении упругих элементов

$$\frac{l}{C_{\Sigma}} = \sum \frac{l}{C_i}. \quad (1.90)$$

При параллельном соединении упругих элементов

$$C_{\Sigma} = \sum C_i. \quad (1.91)$$

Таким образом, рассматриваемую расчетную схему рис. 1.14 необходимо представить (см. рис. 1.15) в виде трехмассовой системы, между массами которой есть упругие элементы (валы) с коэффициентами жесткости  $C_{12}$  и  $C_{23} = C_{4np}$ . На каждую из вращающихся масс действуют

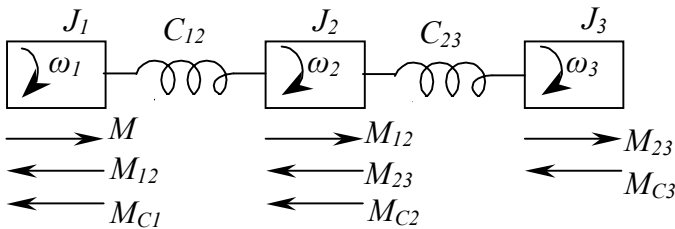


Рисунок 1.15

указанные на рис. 1.15 движущие моменты и моменты сопротивления движению. На первую массу с моментом инерции  $J_1$  действует приложенный к ней движущий момент двигателя  $M$ , которому противодействует момент сопротивления движению  $M_{c1}$  и момент упругого закручивания вала  $M_{12}$  между первой и второй массами.

Величины этих моментов определяются следующим образом:

$$M_{12} = C_{12} \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{C_{12}}{p} \cdot (\omega_1 - \omega_2), \quad (1.92)$$

где  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  - углы, закручивания концов упругого вала, а  $\omega_1$  и  $\omega_2$  соответствующие им скорости;

$$M_{C1} = M_{BT1} + M_{BШ1} + \Delta M, \quad (1.93)$$

$$M_{BT1} = \beta_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2), \quad (1.94)$$

$$M_{BШ1} = h_1 \cdot \omega_1. \quad (1.95)$$

Здесь  $M_{BT1}$  - момент внутреннего вязкого трения в упругом элементе,  $\beta_{12}$  - коэффициент внутреннего вязкого трения в  $Нм \cdot с$ . Внутреннее вязкое трение – это физическое явление, свойственное упругой деформации, это способность упругого элемента поглощать часть энергии упругой деформации (в рассматриваемом примере – упругого закручивания). Если бы при упругом закручивании не поглощалась энергия, то колебания упругого элемента механической системы были бы незатухающими, что не соответствует действительности. Следует однако отметить, что величина  $M_{BT1}$  весьма мала.

$M_{BШ1}$  - момент внешнего вязкого трения (или так называемый момент демпфирования), а  $h_1$  - коэффициент демпфирования в  $Нм \cdot с$ . По своей сути  $M_{BШ1}$  – это момент дополнительного трения в передачах, связанный с упругой деформацией элементов. Величина  $M_{BШ1}$  пренебрежимо мала и часто не учитывается в расчетах.

$\Delta M \cong (0,01 - 0,02) \cdot M_H$  - момент механических потерь в двигателе (потерь на трение в подшипниках и о воздух), принимаемый в расчетах как 1-2% от номинального момента электрической машины. При практических расчетах  $\Delta M$  не учитывается, и далее принимается  $\Delta M \cong 0$ .

На вторую массу с моментом инерции  $J_2$  действует момент сопротивления  $M_{C2}$ , аналогичный моменту  $M_{C1}$ , но

без составляющей момента механических потерь в двигателе, то есть

$$M_{C2} = M_{BT2} + M_{ВШ2} = \beta_{23} \cdot (\omega_2 - \omega_3) + h_2 \cdot \omega_2, \quad (1.96)$$

а также момент упругого закручивания  $M_{23}$ , аналогичный моменту  $M_{12}$  то есть:

$$M_{23} = C_{23} \cdot (\varphi_2 - \varphi_3) = \frac{C_{23}}{p} \cdot (\omega_2 - \omega_3). \quad (1.97)$$

Движущим моментом, действующим на вторую массу, является момент упругого закручивания  $M_{12}$ .

Движущим моментом, действующим на 3-ю массу с моментом инерции  $J_3$ , является момент упругого закручивания  $M_{23}$ , а моментом сопротивления является

$$M_{C3} = \frac{M_{CM}}{i \cdot \eta}, \quad (1.98)$$

определяемый как приведенный к валу двигателя момент сопротивления движению, создаваемый в рабочей машине -  $M_{CM}$ .

Таким образом, движение трехмассовой механической системы электропривода можно описать следующей системой из 3-х уравнений движения, записанных для каждой из вращающихся масс:

$$\begin{aligned} M - M_{12} - M_{C1} &= J_1 \cdot \frac{d\omega_1}{dt}; \\ M_{12} - M_{23} - M_{C2} &= J_2 \cdot \frac{d\omega_2}{dt}; \\ M_{23} - M_{C3} &= J_3 \cdot \frac{d\omega_3}{dt}. \end{aligned} \quad (1.99)$$

Учитывая приведенные выше соотношения для расчета упругих моментов и составляющих моментов сопротивления и вводя оператор дифференцирования  $p$ , систему (1.99) можно представить в следующем виде:



$$M - \frac{C_{12}}{p} \cdot (\omega_1 - \omega_2) - \beta_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2) - h_1 \cdot \omega_1 = J_1 \cdot p \omega_1;$$

$$\frac{C_{12}}{p} \cdot (\omega_1 - \omega_2) - \frac{C_{23}}{p} \cdot (\omega_2 - \omega_3) - \beta_{23} \cdot (\omega_2 - \omega_3) - h_2 \cdot \omega_2 = J_2 \cdot p \omega_2; \quad (1.100)$$

$$\frac{C_{23}}{p} \cdot (\omega_2 - \omega_3) - M_{C3} = J_3 \cdot p \omega_3.$$

Уравнения (1.100) могут быть использованы для аналитического решения задачи о движении трехмассовой механической системы или для построения структурной схемы такой системы, что будет показано далее в разд. 1.7.

Если передаточное устройство между третьей и второй массами является жестким, то в нем не действуют, моменты  $M_{BT2}$ ,  $M_{BШ2}$ ,  $M_{23}$ , то есть  $C_{23} \rightarrow \infty$ ,  $h_2 = 0$ ,  $\omega_2 = \omega_3$ ,  $J_3 + J_2 = J'_2$ .

Учитывая это и сложив второе и третье уравнения системы (1.100) и оставив 1-е уравнение неизменным, получим следующее математическое описание движения двухмассовой (см. рис. 1.16) механической системы электропривода:

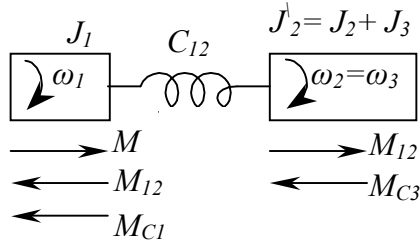


Рисунок 1.16

$$M - \frac{C_{12}}{p} \cdot (\omega_1 - \omega_2) - \beta_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2) - h_1 \cdot \omega_1 = J_1 \cdot p \omega_1,$$

$$\frac{C_{12}}{p} \cdot (\omega_1 - \omega_2) - M_{C3} = J'_2 \cdot p \omega_2. \quad (1.101)$$

Аналогично можно перейти к уравнению движения жесткой одномассовой системы. В этом случае  $C_{12} \rightarrow \infty$ ,  $\omega_2 = \omega_1 = \omega$ ,  $J_1 + J_2 + J_3 = J$ ,  $M_{C3} = M_C$ ,  $h_1 = 0$ .

Сложив уравнения системы (1.101) получим:

$$M - M_C = J \cdot p\omega,$$

то есть преобразование приводят к выведенному ранее уравнению (1.56) или (1.79).



Коэффициент жесткости вала при численных практических расчетах определяется по формуле [9]:

$$C = \frac{G\pi d^4}{32L}, \text{ Нм/рад}, \quad (1.102)$$

где  $G$  – модуль упругости при сдвиге,  $\text{Н/м}^2$ ;

$d$  – диаметр вала, м;

$L$  – длина вала, м.

Величина модуля упругости  $G$  определяется по выражению:

$$G = \frac{E}{2(1 + \mu)}, \text{ Н/м}^2,$$

где  $E = 2,06 \cdot 10^{11} \text{ Н/м}^2$  – модуль упругости при растяжении стали;

$\mu = 0,3$  – коэффициент Пуассона для стали.

С учетом приведенных данных коэффициент жесткости стального вала будет равен:

$$C \cong 77,75 \cdot 10^8 \cdot \frac{d^4}{L}, \text{ Нм/рад}.$$

Если упругий вал имеет участки с различными диаметрами, то необходимо определить коэффициенты жесткости для каждого участка, а затем по выражению (1.89) вычислить коэффициент жесткости всего вала с последовательным соединением участков с различной упругостью.

Для квадратных валов (например, для хвостовой части нажимного винта прокатной клети) можно приближенно принимать для расчетов диаметр вписанной в квадрат окружности.

## 1.7 Механическая часть электропривода как объект управления

В задачах динамики электропривода необходимо представить механическую систему его как часть объекта

управления, составив соответствующую структурную схему. Рассмотрим структурную схему механической системы многомассового электропривода на примере трехмассового, уравнения движения которого получены в разд. 1.6.3.

В соответствии с уравнениями движения (1.99) структурная схема трехмассовой механической системы представлена на рис. 1.17. Ее удобно использовать, если величины  $M_{C1}$  и  $M_{C2}$  из-за малости их численных значений не учитываются.

При детальном расчете или уточненном структурном моделировании электропривода, т.е. при учете значений моментов  $M_{C1}$  и  $M_{C2}$  структурная схема трехмассовой механической системы в соответствии с уравнениями (1.100) должна быть принята по рис. 1.18. Если коэффициент жесткости  $C_{23} \rightarrow \infty$ , то, как уже отмечалось в разд. 1.6.3, трехмассовая система вырождается в двухмассовую, описываемую уравнениями (1.101). Структурная схема такой двухмассовой механической системы представлена на рис. 1.19 и 1.20.

При  $C_{12} \rightarrow \infty$ ,  $\omega_2 = \omega_1 = \omega$ ,  $J = J_1 + J_2 + J_3$  и  $h_1 = 0$  структурная схема рис.1.20 преобразуется к схеме рис. 1.21 одномассовой системы, описываемой уравнением (1.102).

## **1.8 Колебания системы электропривода с упруговязкими элементами при неустановившихся процессах**

### *1.8.1 Механическая двухмассовая система электропривода*

Рассмотрим более подробно поведение типовой двухмассовой системы электропривода с упруговязкими элементами. В такой системе наибольшую податливость (т.е. величину, обратную коэффициенту жесткости) имеют последние (ближе к рабочей машине) ступени редуктора, шлицевые и шпоночные соединения. Применение высокоскоростных (более дешевых) двигателей вызывает необходимость использования редукторов с большими передаточными числами, для которых выходная ступень, где действует наибольший вращаю

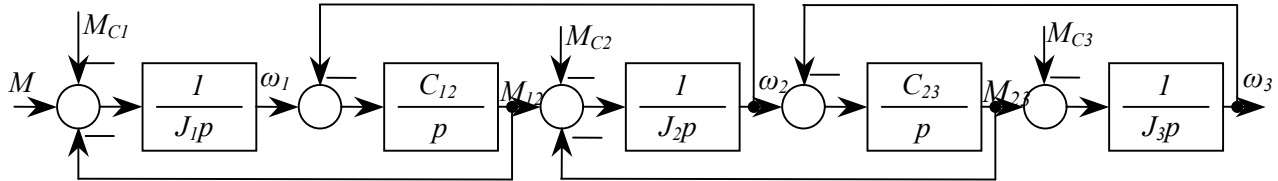


Рисунок 1.17

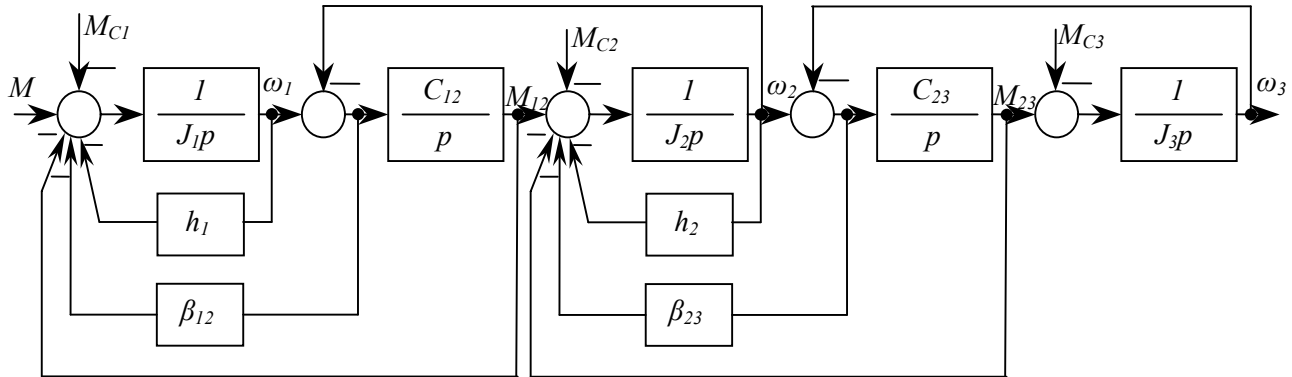


Рисунок 1.18

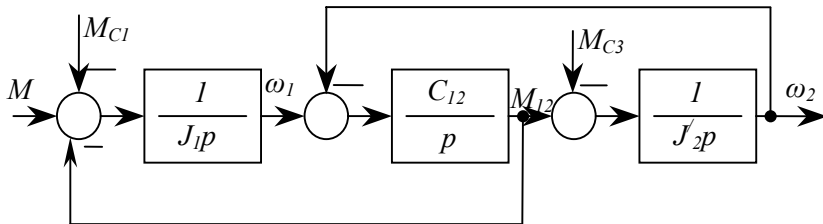


Рисунок 1.19

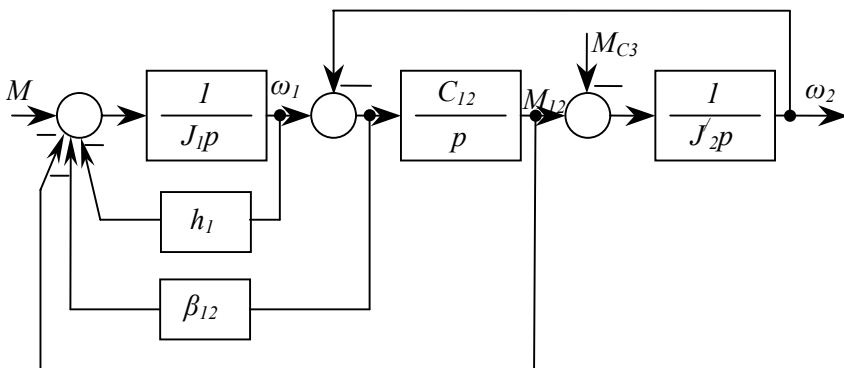


Рисунок 1.20

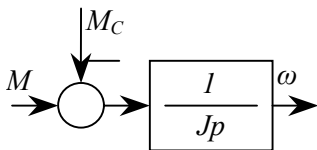


Рисунок 1.21

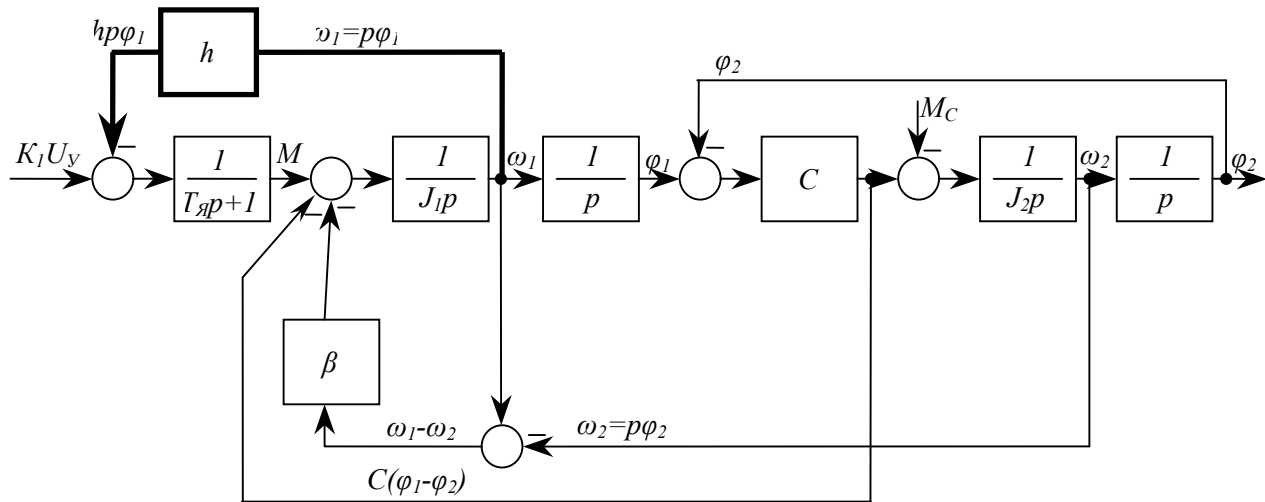


Рисунок 1.22

щий момент, как раз и обладает наибольшей податливостью, сосредоточенной у массы рабочей машины. Это позволяет с большей степенью достоверности свести механическую систему электропривода к двухмассовой. Пренебрегая малыми величинами момента внешнего вязкого трения ( $M_{виз} = h \cdot \omega$ ) и момента механических потерь в двигателе ( $\Delta M \cong 0$ ), запишем движение двухмассовой системы электропривода следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} M - C \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) - \beta \cdot p \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) &= J_1 \cdot p^2 \cdot \varphi_1; \\ C \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) - M_C &= J_2 \cdot p^2 \cdot \varphi_2, \end{aligned} \quad (1.103)$$

где  $M$  – момент, развиваемый двигателем;

$J_1$  – момент инерции двигателя и части передачи, приведенной к валу двигателя;

$J_2$  – момент инерции механизма (рабочей машины) и части передачи, приведенные к валу механизма;

$\varphi_1$  и  $\varphi_2$  – углы поворота вала двигателя и механизма, приведенные к валу двигателя;

$M_C$  – момент нагрузки, приведенный к валу двигателя;

$C$  – коэффициент жесткости упругих элементов передачи, приведенный к валу двигателя;

$\beta$  – коэффициент внутреннего вязкого трения в упругом элементе;

$\omega_1$  и  $\omega_2$  – скорости, соответствующие углам  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ .

Преобразуем (1.103), введя как обобщенную координату величину  $\delta = \varphi_1 - \varphi_2$  – угол упругого закручивания вала. В этом случае

$$\begin{aligned} M - C \cdot \delta - p \cdot \beta \cdot \delta &= J_1 \cdot p^2 \cdot \varphi_1; \\ C \cdot \delta - M_C &= J_2 \cdot p^2 \cdot \varphi_2. \end{aligned} \quad (1.104)$$

Деля уравнения (1.104) соответственно на  $J_1$  и  $J_2$  и вычитая их друг из друга, получим

$$p^2 \cdot \delta = \frac{M}{J_1} - \frac{C \cdot \delta}{J_1} - p \cdot \frac{\beta \cdot \delta}{J_1} - \frac{C \cdot \delta}{J_2} + \frac{M_C}{J_2},$$

или

$$p^2 \cdot \delta + p \cdot a \cdot \delta + b \cdot \delta = \frac{M}{J_1} + \frac{M_C}{J_2}, \quad (1.105)$$

где  $a = \frac{\beta}{J_1}$ ;  $b = C \cdot \left( \frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)$ .

Выражение (1.105) является дифференциальным уравнением упругого закручивания вала. Соответствующее ему характеристическое уравнение имеет вид:

щий момент, как раз и обладает наибольшей податливостью, сосредоточенной у массы рабочей машины. Это позволяет с большей степенью достоверности свести механическую систему электропривода к двухмассовой. Пренебрегая малыми величинами момента внешнего вязкого трения ( $M_{виз} = h \cdot \omega$ ) и момента механических потерь в двигателе ( $\Delta M \cong 0$ ), запишем движение двухмассовой системы электропривода следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} M - C \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) - \beta \cdot p \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) &= J_1 \cdot p^2 \cdot \varphi_1; \\ C \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) - M_C &= J_2 \cdot p^2 \cdot \varphi_2, \end{aligned} \quad (1.103)$$

где  $M$  – момент, развиваемый двигателем;

$J_1$  – момент инерции двигателя и части передачи, приведенной к валу двигателя;

$J_2$  – момент инерции механизма (рабочей машины) и части передачи, приведенные к валу механизма;

$\varphi_1$  и  $\varphi_2$  – углы поворота вала двигателя и механизма, приведенные к валу двигателя;

$M_C$  – момент нагрузки, приведенный к валу двигателя;

$C$  – коэффициент жесткости упругих элементов передачи, приведенный к валу двигателя;

$\beta$  – коэффициент внутреннего вязкого трения в упругом элементе;

$\omega_1$  и  $\omega_2$  – скорости, соответствующие углам  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ .

Преобразуем (1.103), введя как обобщенную координату величину  $\delta = \varphi_1 - \varphi_2$  – угол упругого закручивания вала. В этом случае

$$\begin{aligned} M - C \cdot \delta - p \cdot \beta \cdot \delta &= J_1 \cdot p^2 \cdot \varphi_1; \\ C \cdot \delta - M_C &= J_2 \cdot p^2 \cdot \varphi_2. \end{aligned} \quad (1.104)$$

Деля уравнения (1.104) соответственно на  $J_1$  и  $J_2$  и вычитая их друг из друга, получим

$$p^2 \cdot \delta = \frac{M}{J_1} - \frac{C \cdot \delta}{J_1} - p \cdot \frac{\beta \cdot \delta}{J_1} - \frac{C \cdot \delta}{J_2} + \frac{M_C}{J_2},$$

или

$$p^2 \cdot \delta + p \cdot a \cdot \delta + b \cdot \delta = \frac{M}{J_1} + \frac{M_C}{J_2}, \quad (1.105)$$

где  $a = \frac{\beta}{J_1}$ ;  $b = C \cdot \left( \frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)$ .

Выражение (1.105) является дифференциальным уравнением упругого закручивания вала. Соответствующее ему характеристическое уравнение имеет вид:



$$p^2 + p \cdot a + b = 0. \quad (1.106)$$

Чтобы судить о характере процесса при упругом закручивании, проанализируем уравнение (1.106). Корни этого уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{a}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 - b} \quad (1.107)$$

будут комплексными сопряженными с отрицательной вещественной частью, так как всегда  $a > 0$  и  $|b| > \frac{a^2}{4}$ . Действительно, при реально измеримых значениях  $J_1$  и  $J_2$  (для упрощения рассуждений примем  $J_1 = J_2 = J$ ):

$$b = c \cdot \left( \frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right) = \frac{2c}{J}; \quad a = \frac{\beta}{J};$$

$$\frac{a^2}{4} - b = \frac{\beta^2}{4J^2} - \frac{2c}{J} = \frac{2}{J} \cdot \left( \frac{\beta^2}{8J} - c \right).$$

Для реальных электроприводов и передаточных устройств коэффициент жесткости  $c \cong (1-10) \cdot 10^6 \frac{H \cdot м}{рад}$ , а момент внутреннего вязкого

трения  $M_{BT} = \beta \omega \cong (0,01-0,001) \cdot M_H$ . Из последнего соотношения следует, что даже для тихоходных двигателей ( $\omega_H < 100$  1/с) коэффициент внутреннего вязкого трения  $\beta = \frac{0,01-0,001}{\omega_H^2} \cdot P_H = (10^6 - 10^7) \cdot P_H$ . Рассматривая мощные ( $P_H \approx 1000$  кВт) тихоходные электроприводы, нетрудно получить,

что  $\beta \cong 0,1-1,0$ . Поэтому в выражении (1.107)  $\frac{a^2}{4} - b = \frac{2}{J} \cdot \left( \frac{\beta^2}{8J} - c \right) \ll 0$ , то

есть электропривод с упруговязким элементом представляет собой колебательное затухающее звено 2-го порядка.

Таким образом, при упругом закручивании элементов механической системы электропривода будут затухающие колебания с поглощением энергии, т.е. диссипативные колебания. Незатухающие колебания в рассматриваемой системе возможны при отсутствии поглощения энергии колебаний, т.е. при отсутствии момента сопротивления, создаваемого внутренним вязким трением в упругом элементе (при  $M_{BT} = \beta \omega = 0$ , т.е. при  $\beta = 0$ ). В этом случае  $a = 0$  и идеализированная механическая система описывается характеристическим уравнением консервативного звена

$$p^2 + b = 0; \quad p = \pm j\sqrt{b}.$$

Аналогичный вывод можно получить, рассматривая движение фазовых координат  $\varphi_2$  или  $\varphi_1$ . Например, получим из уравнений (1.103)

общее уравнение движения механической системы электропривода для фазовой координаты  $\varphi_2$ . Из первого уравнения системы (1.103) определим значение  $\varphi_1$ :

$$\varphi_1 = \frac{p \cdot \beta \cdot \varphi_2 + C \cdot \varphi_2 + M}{p^2 \cdot J_1 + p \cdot \beta + C}. \quad (1.108)$$

Подставив (1.108) во второе уравнение системы (1.103) и приняв нагрузку, прикладываемую к валу, в виде функции единичного скачка (т.е. учтя, что  $p \cdot M_C = 0$ ) получим после преобразования

$$M - M_C = \frac{J_1 J_2}{C} p^4 \cdot \varphi_2 + \frac{J_2 \beta}{C} p^3 \cdot \varphi_2 + (J_1 + J_2) p^2 \cdot \varphi_2, \quad (1.109)$$

где  $M_{J_1} = \frac{J_1 J_2}{C} p^4 \cdot \varphi_2 + \frac{J_2 \beta}{C} p^3 \cdot \varphi_2$  - динамический момент, обусловленный упругой связью между движущимися массами и внутренним вязким трением;

$M_{J_2} = (J_1 + J_2) p^2 \cdot \varphi_2$  - динамический момент, обусловленный изменением скорости движения масс в электроприводе.

Если связь между вращающимися массами с моментами инерции  $J_1$  и  $J_2$  жесткая, т.е. при  $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ ,  $J_1 + J_2 = J$ ,  $C \rightarrow \infty$  из (1.109) следует, что  $M - M_C = J \frac{d\omega}{dt}$ . Это обычное уравнение движения одномассовой системы. При отсутствии в механической системе внутреннего вязкого трения ( $\beta = 0$ ) дифференциальное уравнение (1.109) приводится к виду

$$M - M_C = p^2 \left[ \frac{J_1 J_2}{C} p^2 + (J_1 + J_2) \right] \cdot \varphi_2, \quad (1.110)$$

характеристическое уравнение которого

$$p^2 + C \cdot \left( \frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right) = 0$$

является уравнением консервативного звена, что свидетельствует о наличии в механической системе незатухающих колебаний. Изложенные, выше рассуждения приводят к парадоксальному выводу, который заключается в том, что вся энергия колебаний механической системы электропривода должна поглощаться за счет весьма малого внутреннего вязкого трения и за счет еще меньшего внешнего вязкого трения, не учтенного из-за малости в исходных уравнениях (1.103). При поглощении энергии колебаний только за счет внутреннего и внешнего вязкого трения требуется очень большое время, что и подтверждается в том случае, если рассматривать движение механической части электропривода после отключения двигателя от источника питания, т.е.

для разомкнутой упруговязкой механической системы, имеющей перед отключением запас кинетической энергии и тормозящейся на выбеге.

### 1.8.2 Электромеханическая двухмассовая система электропривода

При анализе динамики электропривода нельзя рассматривать лишь локальную механическую систему его. Необходимо учитывать также и физические процессы, происходящие в электромагнитной системе двигателя, в первую очередь в системе якоря (ротора).

Для подтверждения этого рассмотрим в качестве примера электропривод постоянного тока с независимым возбуждением ( $C\Phi_H = \text{const}$ ), в цепи якоря которого имеются сопротивления  $R_{я}$  и индуктивность  $L_{я}$ . Питание якорной цепи двигателя осуществляется от практически безынерционного источника (транзисторный или тиристорный преобразователь), малой постоянной времени которого можно пренебречь ( $T_{\mu} \cong 0$ ).

Уравнение электрического равновесия цепи якоря такого двигателя запишется в виде:

$$K_y U_y = (C\Phi_H) \cdot \omega_l + R_{я} \cdot i + L_{я} \cdot p \cdot i, \quad (1.111)$$

где  $K_y$  – коэффициент усиления линейного усилителя (преобразователя), питающего якорь двигателя;

$U_y$  – напряжение управления на входе этого усилителя.

Так как  $(C\Phi_H) \cdot i = M$  и  $T_{я} = \frac{L_{я}}{R_{я}}$ , то (1.111) можно записать

как

$$K_y U_y = (C\Phi_H) \cdot \omega_l + \frac{R_{я}}{(C\Phi_H)} (T_{я} p + 1) \cdot M. \quad (1.112)$$

Дальнейшие преобразования уравнения (1.112) приводят к такой форме записи этого выражения:

$$T_{я} \cdot p \cdot M + M = K_y U_y - h \cdot p \cdot \varphi_l, \quad (1.113)$$

$$\text{где } K_l = \frac{K_y \cdot (C\Phi_H)}{R_{я}}; \quad h = \frac{(C\Phi_H)^2}{R_{я}}; \quad p \cdot \varphi_l = \omega_l.$$

Таким образом, описание динамических режимов работы двухмассового упруговязкого электропривода с учетом механической характеристики двигателя и электромагнитной инерции якорной цепи необходимо выполнить с помощью следующей системы трех уравнений:

$$\begin{aligned} M - C \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) - \beta \cdot p \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) &= J_1 \cdot p^2 \cdot \varphi_1; \\ C \cdot (\varphi_1 - \varphi_2) - M_C &= J_2 \cdot p^2 \cdot \varphi_2; \end{aligned} \quad (1.114)$$

$$T_{Я} \cdot p \cdot M + M = K_I U_Y - h \cdot p \cdot \varphi_1.$$

Для анализа работы электромеханической системы привода уравнения (1.114) надо решить относительно любой из неизвестных фазовых координат –  $M$ ,  $\varphi_1$  или  $\varphi_2$ . Для сопоставления с ранее рассмотренной задачей о движении только механической системы найдем из (1.114) закон изменения фазовой координаты  $\varphi_2$  и проанализируем возможности возникновения колебаний.

Для решения системы (1.114) с помощью определителей представим её следующим образом:

$$\begin{aligned} M \cdot a_{11} + \varphi_1 \cdot a_{12} + \varphi_2 \cdot a_{13} &= 0; \\ M \cdot a_{21} + \varphi_1 \cdot a_{22} + \varphi_2 \cdot a_{23} &= M_C; \\ M \cdot a_{31} + \varphi_1 \cdot a_{32} + \varphi_2 \cdot a_{33} &= K_I U_Y, \end{aligned} \quad (1.115)$$

где  $a_{11}=I$ ,  $a_{12}=-J_1 \cdot p^2 - C - \beta \cdot p$ ,  $a_{13}=C + \beta \cdot p$ ,  $a_{21}=0$ ,  $a_{22}=C$ ,  $a_{23}=-J_2 \cdot p^2 - C$ ,  $a_{31}=T_{Я} p + I$ ,  $a_{32}=h \cdot p$ ,  $a_{33}=0$ .

Составим и найдем значения определителей  $\Delta$  и  $\Delta_{\varphi_2}$ , записав лишь начальный вид их и конечную формулу для расчета:

$$\Delta = \begin{vmatrix} I & a_{12} & a_{13} \\ 0 & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & 0 \end{vmatrix} = -a_{23} \cdot a_{32} + a_{31} \cdot a_{12} \cdot a_{23} - a_{31} \cdot a_{13} \cdot a_{22}, \quad (1.116)$$

$$\begin{aligned} \Delta_{\varphi_2} &= \begin{vmatrix} I & a_{12} & 0 \\ 0 & a_{22} & M_C \\ a_{31} & a_{32} & K_I U_Y \end{vmatrix} = a_{22} \cdot K_I \cdot U_Y - a_{32} \cdot M_C + a_{31} \cdot a_{12} \cdot M_C; \\ \varphi_2 &= \frac{\Delta_{\varphi_2}}{\Delta} = \frac{a_{22} \cdot K_I \cdot U_Y - a_{32} \cdot M_C + a_{31} \cdot a_{12} \cdot M_C}{-a_{23} \cdot a_{32} + a_{31} \cdot a_{12} \cdot a_{23} - a_{31} \cdot a_{13} \cdot a_{22} - a_{23} \cdot a_{32}}, \end{aligned} \quad (1.117)$$

откуда

$$\begin{aligned} (a_{31} \cdot a_{12} \cdot a_{23} - a_{31} \cdot a_{13} \cdot a_{22} - a_{23} \cdot a_{32}) \cdot \varphi_2 &= \\ = a_{22} \cdot K_I \cdot U_Y - a_{32} \cdot M_C + a_{31} \cdot a_{12} \cdot M_C. \end{aligned} \quad (1.118)$$

Подставляя в (1.118) значения коэффициентов  $a_{ki}$ , приведенные выше, и учитывая, что  $p \cdot M_C = 0$  ( $M_C$  – функция единичного скачка), получим после преобразований:

$$\begin{aligned} p \cdot \left[ \frac{T_{Я} \cdot J_1 \cdot J_2}{C} p^4 + \frac{J_2 \cdot (T_{Я} \cdot \beta + J_1)}{C} p^3 + \left( T_{Я} \cdot J_1 + \frac{J_2 \cdot (\beta + h)}{C} \right) p^2 + \right. \\ \left. + (J_1 + J_2) p + h \right] \cdot \varphi_2 = K_I \cdot U_Y - M_C. \end{aligned} \quad (1.119)$$

Выражение (1.119) показывает, что даже если не учитывать внутреннее вязкое трение в упругих элементах механической системы (т.е. принять  $\beta=0$ ), то порядок уравнения не понизится:

$$p \left[ \frac{T_{Я} \cdot J_1 \cdot J_2}{C} p^4 + \frac{J_2 \cdot J_1}{C} p^3 + \left( T_{Я} \cdot J_1 + \frac{J_2 \cdot h}{C} \right) p^2 + (J_1 + J_2)p + h \right] \cdot \varphi_2 = K_V \cdot U_V - M_C. \quad (1.120)$$

Характеристические уравнения электромеханической системы привода, соответствующие дифференциальным уравнениям (1.119) и (1.120), будут иметь по две пары комплексных сопряженных корней с отрицательной вещественной частью, а все коэффициенты характеристических уравнений положительны. Таким образом, анализируемая система устойчива и работает с затухающими колебаниями даже при  $\beta=0$ . Пренебрежение электромагнитной постоянной цепи якоря ( $T_{Я} \approx 0$ ) понижает порядок уравнения, но сохраняет тот же качественный результат анализа. При  $T_{Я}=0$

$$p \left[ \frac{J_2 \cdot J_1}{C} p^3 + \frac{J_2 \cdot h}{C} p^2 + (J_1 + J_2)p + h \right] \cdot \varphi_2 = K_V \cdot U_V - M_C. \quad (1.121)$$

Поглощение значительной части энергии колебаний при  $\beta=0$  и при  $\beta \neq 0$  происходит в сопротивлении якорной цепи. Так как  $R_{Я} \neq 0$ , то всегда  $h = \frac{(C\Phi_H)^2}{R_{Я}} \neq 0$  и передаточная функция рассматриваемой системы

никогда не запишется в виде консервативного звена. Как и в рассматриваемых выше примерах, при жестких элементах механической части ( $C \rightarrow \infty$ ) уравнение (1.121) преобразуется к простейшей форме, если учесть, что при  $h = const$ ,  $ph=0$ ,  $K_I = \frac{K_V \cdot (C\Phi_H)}{R_{Я}}$ ;  $K_V \cdot U_V = U$ ;  $\frac{U}{R_{Я}} = i$ ;

$$i \cdot (C\Phi_H) = M; \quad J_1 + J_2 = J; \quad J \cdot p^2 \cdot \varphi_2 = \frac{K_V \cdot (C\Phi_H) \cdot U_V}{R_{Я}} - M_C = M - M_C,$$

$$\text{то есть } M - M_C = J \cdot \frac{d\omega}{dt}.$$

В заключение представим на рис. 1.22 структурную схему двухмассового разомкнутого электропривода с упруговязким элементом, связывающим две вращающиеся массы. Эта структурная схема соответствует уравнениям (1.114). Основная отрицательная демпфирующая обратная связь с помощью противоЭДС двигателя показана на рис. 1.22 жирной линией.

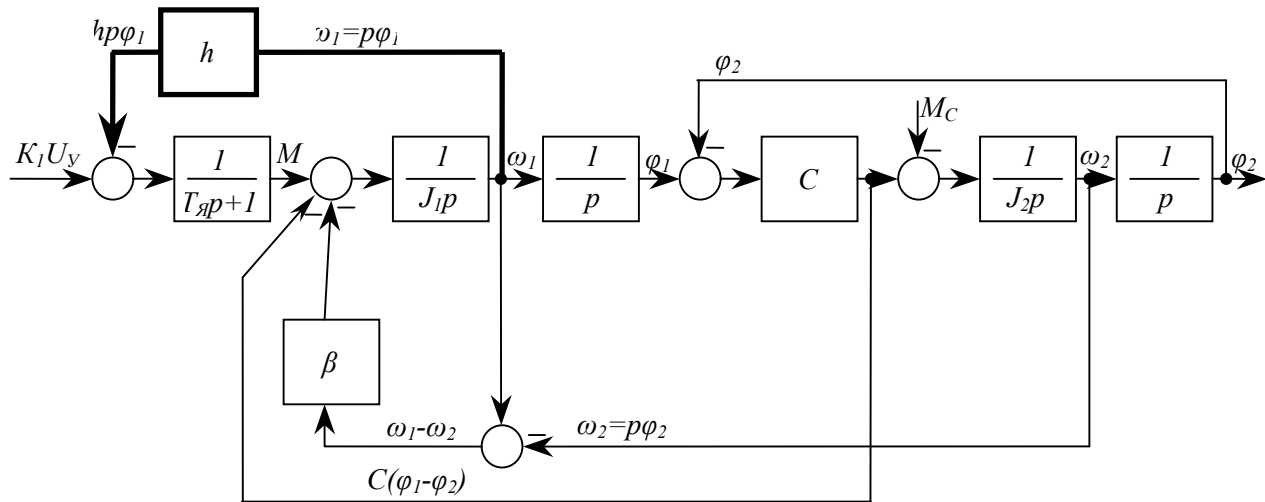


Рисунок 1.22

## 1.9 Уточненный учет потерь в передаточном устройстве

### 1.9.1 Учет потерь при приведении статических моментов сопротивления

Ранее при решении задач приведения вращающих моментов к одному движению потери в передаточном устройстве учитывались с помощью коэффициента полезного действия (КПД), причем величина КПД принималась неизменной для данного типа передачи. Этот учет неточен, так как КПД передачи зависит от величины передаваемой нагрузки, причем с ростом нагрузки КПД изменяется нелинейно. В расчетные формулы вводится значение так называемого номинального КПД, то есть КПД при номинальной нагрузке, который и приводится в справочных данных для передач различного типа.

Рассмотрим, к чему приведет такой учет потерь в передачах на примере грузоподъемного механизма (рис.1.23).

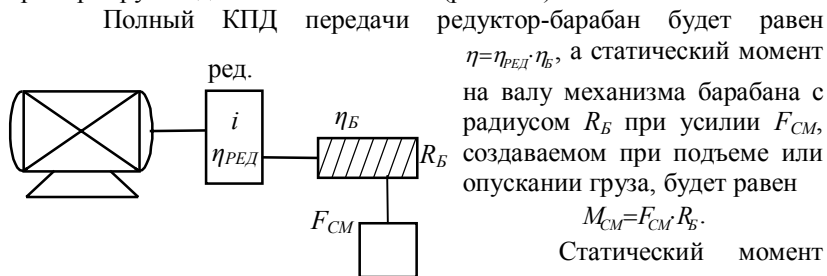


Рисунок 1.23

$\uparrow M_c$  и при опускании  $\downarrow M_c$  груза определяется по уже известным из разд. 1.4 соотношениям:

при двигательном режиме работы электропривода

$$\uparrow M_c = \frac{M_{см}}{i \cdot \eta}; \quad (1.122)$$

при тормозном режиме работы электропривода

$$\downarrow M_c = \frac{M_{см}}{i} \cdot \eta. \quad (1.123)$$

В (1.122) и (1.123) принято, что КПД передачи при подъеме и опускании груза одинаков, что справедливо лишь для передач с малыми потерями и при значительной (близкой к номинальной) нагрузке механизма. При этих допущениях из формул для расчета  $\downarrow M_c$  и  $\uparrow M_c$  можно получить их следующее соотношение (выражая из каждой формулы  $M_{см}$  и приравнявая эти значения):

$$\uparrow M_c \cdot i \cdot \eta = \downarrow M_c \cdot i \cdot \frac{1}{\eta}, \text{ откуда} \\ \downarrow M_c = \uparrow M_c \cdot \eta^2. \quad (1.124)$$

Эта упрощенная формула применяется при расчетах, не требующих большой точности. Расчет будет более точен, если основывать его на предположении равенства потерь (а не КПД!) в передачах при спуске и подъеме груза.

При подъеме груза момент потерь в передачах, приведенный к валу двигателя, равен:

$$\Delta M = \frac{M_{CM}}{i \cdot \eta} - \frac{M_{CM}}{i} = \frac{M_{CM}}{i} \cdot \left( \frac{1-\eta}{\eta} \right). \quad (1.125)$$

Этот момент потерь компенсируется за счет мощности, развиваемой двигателем при потреблении им энергии из сети (двигательный режим работы электропривода).

При спуске момент потерь в передачах компенсируется за счет мощности, передаваемой с вала механизма. Поэтому от двигателя при этом тормозном режиме работы электропривода требуется меньший момент, а именно:

$$\downarrow M_c = \frac{M_{CM}}{i} - \Delta M.$$

Подставляя сюда неизменное значение  $\Delta M$  из (1.125), получим:

$$\downarrow M_c = \frac{M_{CM}}{i} - \frac{M_{CM}}{i} \cdot \left( \frac{1-\eta}{\eta} \right) = \frac{M_{CM}}{i} \cdot \left( 1 - \frac{1-\eta}{\eta} \right), \text{ или} \\ \downarrow M_c = \frac{M_{CM}}{i} \cdot \left( \frac{2\eta-1}{\eta} \right). \quad (1.126)$$

По этой уточненной формуле, в отличие от приближенной (1.123), можно проанализировать, при каких значениях КПД получают различные характерные режимы работы электропривода грузоподъемного механизма.

Из (1.126) легко видеть, что есть три характерных значения КПД:

- а)  $\eta > 0,5$ . В этом случае  $\downarrow M_c > 0$ , т.е. направлен в сторону движения опускаемого груза. Двигатель должен развивать тормозной момент, чтобы обеспечить опускание груза с постоянной скоростью. Это так называемый **тормозной спуск** груза;
- б)  $\eta < 0,5$ . В этом случае  $\downarrow M_c < 0$ . При отрицательном значении  $M_c$  он направлен против движения, т.е. против на-



правления опускания груза. Двигатель должен работать в двигательном режиме, чтобы преодолеть сопротивление  $\downarrow M_c$  и обеспечить так называемый силовой спуск груза при самотормозящей передаче;

- в)  $\eta = 0,5$ . При таком КПД  $\downarrow M_c = 0$ . Это как бы граничное состояние между двумя ранее рассмотренными значениями. При  $\eta = 0,5$  передача становится самотормозящей, когда момент, создаваемый грузом, уже недостаточен для преодоления потерь в передачах и опускание груза прекращается.

Во всех приведенных выше расчетных формулах величина КПД должна соответствовать передаваемой нагрузке, а в справочниках указывается лишь номинальное значение КПД, соответствующее номинальной нагрузке, на которую рассчитана передача.

Значение КПД при частичной нагрузке определяется из кривых  $\eta = f(K_3)$ , где  $K_3 = \frac{M_c}{M_{c,ном}}$  – коэффициент загрузки. Эти кривые (см. рис.1.24) очень редко приводятся даже в специальных справочниках, что очень затрудняет выполнение точных расчетов.

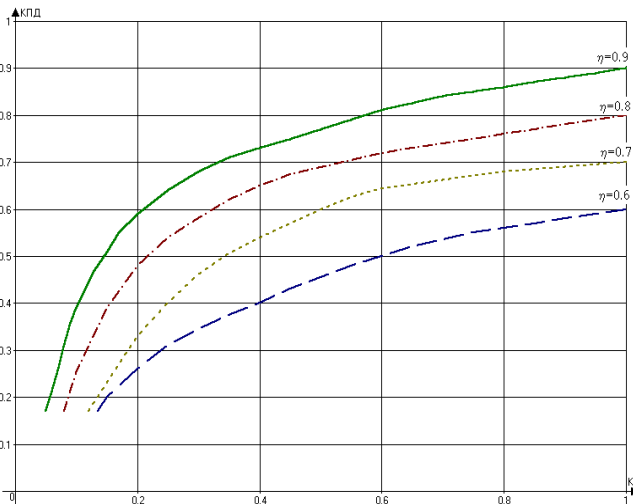


Рисунок 1.24

Существуют методы расчета КПД при частичной загрузке аналитическим путем, однако для этого требуются дополнительные исходные данные о распределении величин постоянных и переменных потерь в функции номинального КПД. Рассмотрим это более подробно. Итак, потери в передачах имеют две составляющие:

1) п о с т о я н н ы е потери ( $\Delta M_{ПОСТ}$ ), зависящие от конструкции опор передаточного устройства, от вязкости смазки, качества зубцов и износа их, а также от величины скорости. Зависимость  $\Delta M_{ПОСТ}=f(\omega)$  незначительна и мало исследована, поэтому она не учитывается;

2) п е р е м е н н ы е потери  $\Delta M_{ПЕР}$ , зависящие от величины нагрузки.

КПД передачи может быть выражен следующим образом:

$$\eta = \frac{M_c}{M_c + \Delta M} = \frac{M_c}{M_c + \Delta M_{ПОСТ} + \Delta M_{ПЕР}}. \quad (1.127)$$

Обозначим коэффициенты постоянных  $a$  и переменных  $b$  потерь в передачах как  $a = \frac{\Delta M_{ПОСТ}}{M_{С.НОМ}}$ ;  $b = \frac{\Delta M_{ПЕР}}{M_c}$ , что позволяет выразить КПД передачи по (1.127) так:

$$\eta = \frac{M_c}{M_c + a \cdot M_{С.НОМ} + b \cdot M_c}. \quad (1.128)$$

Разделим (1.128) на  $M_c$  и учтем, что  $K_3 = \frac{M_c}{M_{С.НОМ}}$ . Тогда

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{a}{K_3} + b}. \quad (1.129)$$

Расчет КПД при частичной загрузке [ $\eta = f(K_3)$ ] можно вести по формуле (1.129). Однако лучше ввести в расчет величину номинального КПД  $\eta_H$ , от которого зависят коэффициенты потерь  $a$  и  $b$ :

$$\Delta M_{НОМ} = \frac{M_{С.НОМ}}{\eta_H} - M_{С.НОМ} = M_{С.НОМ} \cdot \left( \frac{1 - \eta_H}{\eta_H} \right);$$

$$\Delta M_{ПЕРНОМ} = \Delta M_{НОМ} - \Delta M_{ПОСТ} = M_{С.НОМ} \cdot \left( \frac{1 - \eta_H}{\eta_H} \right) - a \cdot M_{С.НОМ};$$

$$\Delta M_{ПЕРНОМ} = M_{С.НОМ} \cdot \left( \frac{1 - \eta_H}{\eta_H} - a \right); \quad (1.130)$$

$$b = \frac{\Delta M_{ПЕРНОМ}}{M_{С.НОМ}} = \frac{1 - \eta_H}{\eta_H} - a. \quad (1.131)$$

Подставив  $b$  по (1.131) в (1.129), получим:

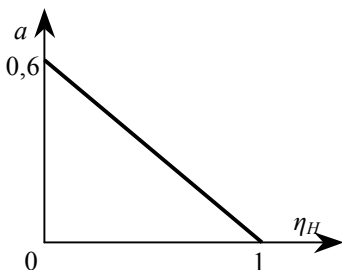


Рисунок 1.25

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{a}{K_3} + \frac{1 - \eta_H}{\eta_H} - a} = \frac{1}{\frac{1}{\eta_H} + a \cdot \left( \frac{1 - K_3}{K_3} \right)} \quad (1.132)$$

Значение  $a=f(\eta_H)$ , необходимое для пользования формой (1.132) по подсчету  $\eta=f(K_3)$ , берется из графика  $a=f(\eta_H)$ , показанного на рис. 1.25.

### 1.9.2 Учет потерь при приведении моментов инерции

Ранее, в разд. 1.4, при рассмотрении вопроса о приведении моментов инерции электропривода к одному движению потери в передачах не учитывались, то есть считалось, что  $J_{прив} = J_d + \frac{J_{мех}}{i^2}$ . Это соотношение справедливо для установившихся режимов работы. В переходных режимах работы, когда двигатель должен развивать момент не только для преодоления статической нагрузки, но и для преодоления динамического момента при пуске или торможении, потери в передачах влияют на величину приведенного момента инерции электропривода.

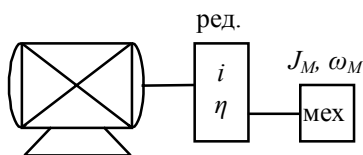


Рисунок 1.26

Рассмотрим это на примере пуска электропривода со следующей элементарной и типовой кинематикой (рис.1.26). Для ускорения этой системы, описываемой уравнением движения  $M - M_c = M_j = J \frac{d\omega}{dt}$ , необходимы две составляющие динамического момента  $M_j$ , а именно:

$$M_{j1} = J_d \frac{d\omega}{dt} \text{ - динамический момент для ускорения собственно}$$

двигателя и деталей передач на его валу;

$$M_{j2} = J_M \frac{d\omega_M}{dt} \text{ - динамический момент для ускорения механизма}$$

и деталей передач на его валу.

Полный динамический момент на валу двигателя будет равен:

$$M_j = M_{j1} + M'_{j2},$$

где  $M'_{j2}$  - динамический момент  $M_{j2}$ , приведенный к валу дви-

гателя. Его величина может быть найдена из уравнения баланса динамической мощности, в котором учтены потери в передачах:

$$M'_{j_2} \cdot \omega = \frac{M_{j_2} \cdot \omega_M}{\eta}. \quad (1.133)$$

В этом уравнении  $\eta$  - КПД передачи, определяемый по кривым  $\eta=f(K_3)$  для суммы статического и динамического моментов механизма, то есть для  $K_3 = \frac{M_{CM} + M_{j_2}}{M_{СНОМ}}$ . Из уравнения (1.133) следует, что

$$M'_{j_2} = M_{j_2} \cdot \frac{\omega_M}{\omega} \cdot \frac{1}{\eta}. \quad (1.134)$$

Подставим в (1.134) значение  $M_{j_2} = J_M \frac{d\omega_M}{dt}$  и получим:

$$M'_{j_2} = J_M \frac{d\omega_M}{dt} \cdot \frac{\omega_M}{\omega} \cdot \frac{1}{\eta}. \text{ Учтем теперь, что } \frac{\omega}{\omega_M} = i, \frac{d\omega_M}{dt} = \frac{d\omega}{dt} \cdot \frac{1}{i}, \text{ что позволяет}$$

записать:

$$M'_{j_2} = J_M \frac{d\omega}{dt} \cdot \frac{1}{\eta} \cdot \frac{1}{i^2}. \quad (1.135)$$

Теперь найдем полный динамический момент на валу двигателя:

$$M_j = M_{j_1} + M'_{j_2} = J_D \frac{d\omega}{dt} + J_M \frac{d\omega}{dt} \cdot \frac{1}{i^2 \cdot \eta}. \quad (1.136)$$

Ранее, при рассмотрении задачи по приведению  $J$ , величина КПД не учитывалась, а динамический момент определялся по формуле:

$$M_j = J \frac{d\omega}{dt} = \left( J_D + \frac{J_M}{i^2} \right) \cdot \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.137)$$

Соотношение (1.137) получается из (1.136), если принять в (1.136)  $\eta = 1$ .

Расчет  $M_j$  по выведенной уточненной формуле (1.136) лишь внешне кажется простым, но на самом деле требует применения метода последовательных приближений. Действительно, для определения  $M_j$  надо знать  $\eta$ , а для определения  $\eta$  надо знать  $M_{j_2}$  (составляющую  $M_j$ ).

На практике при расчетах электроприводов в большинстве случаев пользуются упрощенным способом приведения  $J$  и  $M_j$ , т.е. без учета изменения КПД от нагрузки. Ошибка такого расчета частично компенсируется тем, что при расчете приведенных значений  $M'_c$  КПД

принимается несколько заниженным ( $K_3 = \frac{M_c}{M_{с.НОМ}}$ , а не  $\frac{M_{сМ} + M_{j2}}{M_{с.НОМ}}$ ). Такой расчет дает достаточно хорошие результаты. Детальный же расчет потерь при приведении  $M_j$  нужен очень редко, как правило, значительное усложнение расчетов не оправдывает небольшого повышения точности.

## 1.10 Расчет времени и углового пути, проходимого электроприводом при неустановившемся режиме работы

### 1.10.1 Основные положения

Рассмотрим теперь расчеты времени пуска, торможения или времени изменения скорости движения при изменениях нагрузки. Все эти задачи решаются путем интегрирования уравнения движения.

Уравнение движения для электропривода с изменяющимся передаточным числом (то есть при  $i \neq const$ ), имеющее переменную составляющую динамического момента, зависящую от величины  $dJ/d\alpha$ , невозможно проинтегрировать аналитически. Эта задача может быть решена лишь приближенно графоаналитическими методами. Решение её рассматривается в разделе курса теории электропривода, посвященном изучению переходных процессов.

Далее будем рассматривать расчеты времени движения и пути, проходимого электроприводом, передаточное устройство которого имеет  $i = const$ . Таким образом, будем интегрировать уравнение движения:

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

Разделив здесь переменные, получим:

$$\int_{t_1}^{t_2} dt = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{J}{M_j} d\omega. \quad (1.138)$$

Интегрирование уравнения движения возможно лишь в том случае, если  $J = const$  и  $M_j = const$  или известны зависимости  $J=f(\omega)$  и  $M_j=f(\omega)$ , причем эти функции интегрируются в аналитическом виде. Для подавляющего большинства производственных механизмов при  $i = const$  величина момента инерции, приведенного к валу двигателя, также постоянна. Лишь для некоторых механизмов (например, для механизма наклона миксера сталеплавильного цеха) при  $i = const$   $J \neq const$ , но изменение момента инерции механизма  $J_M$  незначительно сказывается на общем моменте инерции  $J$  на валу двигателя, так как величина передаточного числа редуктора в таких механизмах достаточно велика.

В связи с приведенными соображениями далее мы будем рассматривать интегрирование уравнения движения электропривода (1.138) для случая  $J = const$ , т.е.

$$\int_{t_1}^{t_2} dt = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M_j}. \quad (1.138)$$

Для определения углового пути, проходимого двигателем при жесткой связи его с рабочей машиной, необходимо выразить угол поворота вала двигателя за бесконечно малый отрезок времени, т.е.

$$d\alpha = \omega \cdot dt.$$

При изменении скорости двигателя в течение неустановившегося режима работы от  $\omega_1$  до  $\omega_2$  угол поворота его в общем виде будет равен:

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} d\alpha = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \omega \cdot dt. \quad (1.140)$$

Так как динамический момент при неустановившемся режиме  $M_j = J \frac{d\omega}{dt}$ , то, выражая отсюда  $dt = \frac{J}{M_j} d\omega$  и подставляя это значение в (1.140), получим:

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} d\alpha = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \omega \frac{J}{M_j} d\omega . \quad (1.141)$$

Используя те же соображения о возможности интегрирования уравнения движения, что и высказанные раньше при постановке задачи расчета времени движения электропривода, мы приходим к выводу, что аналитическое решение задачи по расчету пути, проходимого двигателем при неустановившемся режиме, сводится к интегрированию соотношения

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} d\alpha = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\omega \cdot d\omega}{M_j} . \quad (1.142)$$

Рассмотрим теперь некоторые частные задачи, вытекающие из приведенной общей ее постановки.

### *1.10.2 Время движения и путь, проходимый электроприводом при постоянном динамическом моменте*

В зависимости от типа электропривода пуск или торможение протекают при неизменном или меняющемся моменте, развиваемом двигателем. В современных электроприводах по системе генератор-двигатель (Г-Д), тиристорный преобразователь-двигатель (ТП-Д) или других электроприводах с регулируемым источником питания двигателя режимы пуска (торможения) осуществляются при работе регулятора тока, который обеспечивает в двигателе с независимым возбуждением работу с неизменным пусковым (тормозным) моментом на валу. При реостатном многоступенчатом пуске с достаточной достоверностью можно принимать неизменным среднее значение пускового момента; менее точно, но также допустимо считать постоянным среднее значение тормозного момента. Для производственных механизмов, работающих с постоянной статической нагрузкой ( $M_c = const$ ), есть достаточно осно-

ваний принять  $M_j = const$ , т.е. выполнять интегрирование уравнения движения, используя соотношения (1.139) и (1.142). В этом случае

$$t_2 - t_1 = \frac{J}{M_j}(\omega_2 - \omega_1); \quad (1.143)$$

$$\alpha_2 - \alpha_1 = \frac{J}{M_j} \cdot \frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2)}{2}. \quad (1.144)$$

Из (1.143) и (1.144) можно получить расчетные формулы для конкретных неустановившихся режимов.

Пуск электропривода со средним пусковым моментом  $M_{п.ср}$ . В этом случае  $M_j = M_{п.ср} - M_C$ ;  $\omega_1 = 0$ ;  $\omega_2 = \omega_C$ ;  $t_1 = 0$ ;  $t_2 = t_{п}$ . Время пуска электропривода определяется так:

$$t_{п} = \frac{J \cdot \omega_C}{M_{п.ср} - M_C}, \quad (1.145)$$

где  $\omega_C$  – скорость привода, соответствующая моменту статической нагрузки  $M_C$ .

Путь, проходимый электроприводом за период пуска:

$$\alpha_{п} = \frac{J \cdot \omega_C^2}{2} \cdot \frac{1}{M_{п.ср} - M_C}. \quad (1.146)$$

Изменение скорости электропривода под действием постоянного среднего динамического момента  $M_{j,ср}$ :

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{J}{M_{j,ср}} \cdot \Delta \omega, \quad (1.147)$$

где  $\Delta \omega = \omega_2 - \omega_1$  – величина изменения скорости от  $\omega_2$  до  $\omega_1$  при действии среднего динамического момента  $M_{j,ср}$ , который создается при изменении  $M$  или  $M_C$ .

Угловой путь  $\Delta \alpha = \alpha_2 - \alpha_1$ , пройденный двигателем в этом случае, равен



$$\Delta\alpha = \frac{J \cdot \Delta\omega^2}{2} \cdot \frac{1}{M_{j,CP}}. \quad (1.148)$$

Т о р м о ж е н и е электропривода при среднем тормозном моменте  $M_{T,CP}$ . При этом  $M_j = -M_{T,CP} - M_C$ ;  $\omega_1 = \omega_C$ ;  $\omega_2 = 0$ ;  $t_1 = 0$ ;  $t_2 = t_T$ . В соответствии с (1.143)

$$t_T = \frac{J \cdot (-\omega_C)}{-M_{T,CP} - M_C} = \frac{J \cdot \omega_C}{M_{T,CP} + M_C}. \quad (1.149)$$

Представляет интерес задача расчета времени торможения электропривода на в ы б е г е , то есть при отсутствии тормозного момента, развиваемого электрической машиной ( $M_{T,CP} = 0$ ), и действии лишь момента сопротивления при холостом ходе ( $M_{C,X}$ ), величина которого весьма мала, так как определяется лишь трением в подшипниках и о воздух. В этом случае

$$t_T = t_{ВЫБ} = \frac{J \cdot \omega_{C,X}}{M_{C,X}}, \quad (1.150)$$

где  $\omega_{C,X}$  – скорость электропривода, соответствующая величине момента  $M_{C,X}$  по механической характеристике.

П р и м е р . Рассчитаем время пуска и торможения электропривода прокатного стана, имеющего следующие данные:  $P_H = 5000$  кВт;  $\omega_H = 5,0$  1/с;  $M_C = M_H$ ;  $M_{П,CP} = M_{T,CP} = 2M_H$ ;  $M_{C,X} = 0,05M_H$ ;  $J = 125 \cdot 10^3$  Н·м·с<sup>2</sup>;

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H} = \frac{5000 \cdot 10^3}{5} = 1000 \cdot 10^3 \text{ Н·м};$$

$$t_{П} = \frac{J \cdot \omega_H}{2M_H - M_H} = \frac{125 \cdot 10^3 \cdot 5,0}{1000 \cdot 10^3} = 0,625 \text{ с};$$

$$t_T = \frac{J \cdot \omega_H}{2M_H + M_H} = \frac{125 \cdot 10^3 \cdot 5,0}{3000 \cdot 10^3} \cong 0,21 \text{ с};$$

$$t_{ВЫБ} = \frac{J \cdot \omega_{C,X}}{M_{C,X}} = \frac{125 \cdot 10^3 \cdot 5,0}{0,05 \cdot 1000 \cdot 10^3} = 12,5 \text{ с}.$$

Соотношение (1.150) для определения времени выбега электропривода может быть использовано для экспериментального определения момента инерции, приведенного к валу двигателя электромеханической системы. Сущность такого определения заключается в следующем. Для некоторого небольшого изменения скорости  $\Delta\omega$  на выбеге (столь небольшого, что  $\omega=f(t)$  при этом можно считать линейным) время  $\Delta t$ , за которое меняется скорость, из (1.150) можно определить как  $\Delta t = J \cdot \Delta\omega / M_{с.х}$ , откуда

$$J = M_{с.х} \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta t}. \quad (1.151)$$

Для экспериментального определения момента инерции электропривод переводится в режим торможения на выбеге и записывается осциллографом или самописцем кривая  $\omega=f(t)$ .

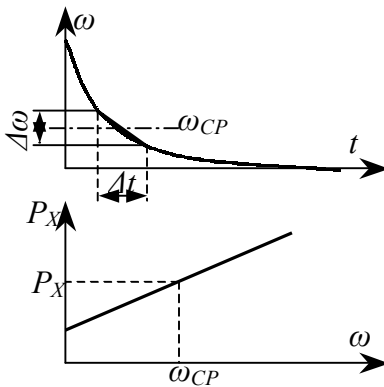


Рисунок 1.27

По этой кривой для небольшого линейного участка определяются  $\Delta\omega$  и  $\Delta t$ , как это показано на рис. 1.27. Кроме этого, опытным путем определяются потери  $P_X$  холостого хода электропривода, по величине которых вычисляется момент механических потерь, то есть момент сопротивления движению при холостом ходе  $M_{с.х}=P_X/\omega_{CP}$ , где  $\omega_{CP}$  – средняя скорость электропривода для расчетного отрезка  $\Delta\omega$  в режиме выбега;  $P_X$  – потери холостого хода при скорости  $\omega_{CP}$ .

Более точно можно определить момент инерции электропривода по экспериментальным данным, если по результатам опыта построить кривую выбега  $\omega=f(t)$  и ха-

рактическую механических потерь  $P=f(\omega)$ , по которым затем построить расчетную кривую  $P=f(t)$ , показанную на рис. 1.28.

Так как в процессе выбега накопленная электроприводом кинетическая энергия  $A = J \cdot \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{2} = S$  расходуется

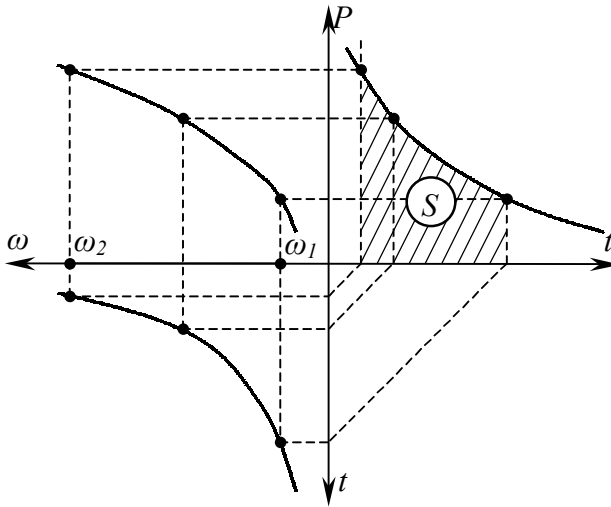


Рисунок 1.28

на механические потери (трение о воздух и в подшипниках привода), то эта энергия может быть определена по площади  $S$  (см. рис. 1.28) расчетной кривой  $P=f(t)$ . Площадь  $S$  определяется как

сумма площадей трапеций при кусочно-линейной аппроксимации кривой  $P=f(t)$ , построенной при изменении скорости в диапазоне  $\omega_2-\omega_1$ . Момент инерции по экспериментальным данным ищется из соотношения:

$$J = \frac{2S}{\omega_2^2 - \omega_1^2}. \quad (1.152)$$

### 1.10.3 Время движения и путь, проходимый электроприводом при меняющемся динамическом моменте

Наиболее характерным для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением или для асинхронного

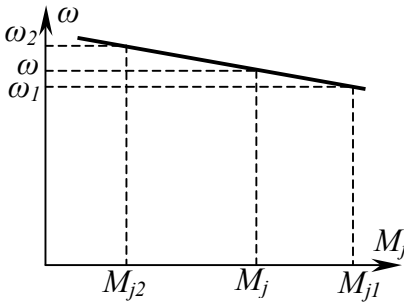


Рисунок 1.29

двигателя, работающего на практически линейном участке механической характеристики, линейная зависимость  $M_j=f(\omega)$  при  $M_C = const$ . Линейная функция  $M_j=f(\omega)$  для таких электроприводов (см. рис. 1.29) может быть представлена уравнением

$$M_j = a - b\omega, \quad (1.153)$$

где коэффициенты  $a$  и  $b$  вычисляются по соотношениям:

$$a = M_{j1} + (M_{j1} - M_{j2}) \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2 - \omega_1}, \quad (1.154)$$

$$b = \frac{M_{j1} - M_{j2}}{\omega_2 - \omega_1}. \quad (1.155)$$

Эти соотношения выводятся из подобия треугольников (см. рис. 1.29):

$$\frac{M_{j1} - M_j}{\omega - \omega_1} = \frac{M_{j1} - M_{j2}}{\omega_2 - \omega_1}. \quad (1.156)$$

Преобразуя (1.156), можно определить, что

$$M_j = M_{j1} + (M_{j1} - M_{j2}) \cdot \frac{\omega_1}{\omega_2 - \omega_1} - \frac{M_{j1} - M_{j2}}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \omega,$$

или  $M_j = a - b\omega$ .

Подставив  $M_j=f(\omega)$  по (1.153) в соотношение (1.139) для интегрирования уравнения движения, получим:

$$t_2 - t_1 = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{a - b\omega} = \frac{J}{b} \cdot \ln \frac{a - b\omega_1}{a - b\omega_2}. \quad (1.157)$$

Подставив в (1.157) значения коэффициентов  $a$  и  $b$  из (1.154) и (1.155), получим после преобразования:

$$t_2 - t_1 = J \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{M_{j1} - M_{j2}} \cdot \ln \frac{M_{j1}}{M_{j2}}. \quad (1.158)$$

Соотношение (1.158) является общей расчетной формулой для определения времени движения электропривода при линейном изменении динамического момента  $M_j$ .

Для получения общей расчетной формулы для определения пути, проходимого электроприводом при линейном изменении  $M_j$ , необходимо подставить  $M_j$  по (1.153) в соотношение (1.142) для интегрирования уравнения движения. Тогда

$$\alpha_1 - \alpha_2 = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\omega d\omega}{a - b\omega} = J \left[ \frac{a}{b^2} \cdot \ln \frac{a - b\omega_1}{a - b\omega_2} - \frac{1}{b} \cdot (\omega_2 - \omega_1) \right]. \quad (1.159)$$

Подставив в (1.159) значения коэффициентов  $a$  и  $b$  из (1.154) и (1.155), получим:

$$\alpha_1 - \alpha_2 = J \cdot \frac{\omega_2 - \omega_1}{M_{j1} - M_{j2}} \cdot \left[ \left( \frac{M_{j1} \cdot (\omega_2 - \omega_1)}{M_{j1} - M_{j2}} + \omega_1 \right) \cdot \ln \frac{M_{j1}}{M_{j2}} - (\omega_2 - \omega_1) \right]. \quad (1.160)$$

В случае, например, использования двигателя с последовательным возбуждением, механическая характеристика которого нелинейна и не описывается интегрируемой аналитически функцией, для вычисления времени движения необходимо графически построить кривую динамического момента (см. рис. 1.30)  $M_j = M - M_C = f(\omega)$ , а затем аппроксимировать ее ступенчатой функцией. Для каж-

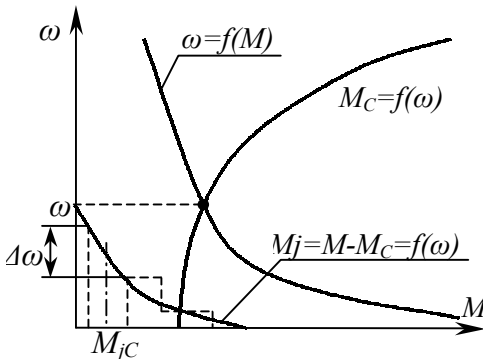


Рисунок 1.30

дому аппроксимировать ее ступенчатой функцией. Для каж-

дой ступени надо определить время движения  $\Delta t = \frac{J}{M_{j,CP}} \cdot \Delta \omega$ , а общее время движения (пуска, торможения) найти как сумму малых времен движения на каждой ступени характеристики динамического момента.

## 1.11 Потери энергии при пуске и торможении электропривода

При пуске и торможении электропривода с различными типами двигателей всегда есть потери энергии, определяющие экономичность привода. Рассмотрим вопросы расчета потерь в электроприводах при пуске и торможении, зависимость величины потерь от параметров электропривода, способов пуска и торможения.

### 1.11.1 Потери энергии при пуске электропривода

Потери при пуске двигателей постоянного тока. Рассмотрим потери в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением ( $\Phi = const$ ) при допущении, что пуск двигателя производится без нагрузки ( $M_c = 0$ ), когда машина разгоняется до скорости идеального холостого хода  $\omega_0$ . Это допущение, позволяющее проще и нагляднее показать распределение потребляемой из сети мощности, в последующих рассуждениях учитываться не будет. Потери энергии на намагничивание (потери в стали) и механические потери не учитываются.

Потребляемая из сети мощность расходуется на механическую работу (то есть на разгон двигателя до скорости  $\omega_0$ ) и на потери в цепи якоря (малую величину потерь энергии на возбуждение также учитывать не будем). Такое распределение мощности может быть выражено следующим уравнением:

$$P = P_{MEK} + P_{ЭЛ} \quad \text{или} \quad U_H I = EI + I^2 R_{Я}. \quad (1.161)$$

Для выяснения количества энергии, потребляемой из сети и распределяемой при пуске электропривода, необходимо проинтегрировать выражение (1.161) в пределах времени пуска ( $0-t_{II}$ ), за которое скорость двигателя меняется от  $0$  до  $\omega_0$ :

$$A = A_{МЭХ} + A_{ЭЛ} \text{ или } \int_0^{\omega_0} U_H I dt = \int_0^{\omega_0} E I dt + \int_0^{\omega_0} I^2 R_{Я} dt . \quad (1.162)$$

Для перехода под знаком интеграла от  $dt$  к  $d\omega$  надо воспользоваться следующими известными соотношениями:  $U_H = C\Phi_H\omega_0$ ;  $E = C\Phi_H\omega$ ;  $M = C\Phi_H I = J \frac{d\omega}{dt}$  (при  $M_c = 0$ ), откуда  $I = \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt}$ . Учтя эти соотношения, определим энергию, потребляемую из сети  $A$  и механическую работу  $A_{МЭХ}$ :

$$A = \int_0^{\omega_0} C\Phi_H\omega_0 \cdot \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot dt = \int_0^{\omega_0} J \cdot \omega_0 \cdot d\omega = J \cdot \omega_0^2 . \quad (1.163)$$

Таким образом, при пуске двигателя вхолостую из сети потребляется энергия, равная удвоенному запасу кинетической энергии электропривода. Выражение (1.162) лучше записать в виде:

$$A = J \cdot \omega_0(\omega_0 - 0) , \quad (1.164)$$

где видна скорость, до которой идет разгон двигателя ( $\omega_0$ ) и перепад скорости на ступени пуска ( $\omega_0 - 0$ ). Для определения величины механической работы вычислим

$$A_{МЭХ} = \int_0^{\omega_0} C\Phi_H\omega \cdot \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot dt = \int_0^{\omega_0} J \cdot \omega \cdot d\omega = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} . \quad (1.165)$$

Потери энергии при пуске вхолостую в соответствии с (1.162) равны:

$$A_{ЭЛ} = A - A_{МЭХ} = J \cdot \omega_0^2 - J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} . \quad (1.166)$$

Таким образом, при пуске электропривода с двига-

телем постоянного тока независимого возбуждения половина потребляемой из сети энергии расходуется на механическую работу (разгон вращающихся масс с моментом инерции  $J$  до скорости  $\omega_0$ ), а половина – на потери в цепи якоря. Величина этих потерь не зависит от  $R$ , то есть пуск двигателя с большим или меньшим пусковым током (при разных значениях пускового сопротивления в цепи якоря) не изменит величины потерь при пуске.

Уточним приведенный выше расчет учетом статической нагрузки при пуске. В этом случае при введенных ранее других допущениях уравнение движения запишется так:

$$C\Phi_H I - M_C = J \frac{d\omega}{dt}, \text{ откуда}$$

$$I = \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt} + \frac{M_C}{C\Phi_H}. \quad (1.167)$$

Потребляемая из сети энергия в этом случае определится интегрированием (1.161) в пределах от  $\theta$  до  $\omega_C$  или от  $\theta$  до  $t_{\Pi}$ :

$$A = \int_0^{t_{\Pi}} U_H I dt = \int_0^{t_{\Pi}} C\Phi_H \omega_0 \left( \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt} + \frac{M_C}{C\Phi_H} \right) dt =$$

$$= \omega_0 \cdot \left( J \int_0^{\omega_C} d\omega + M_C \int_0^{t_{\Pi}} dt \right) = J \cdot \omega_0 \cdot \omega_C + M_C \cdot \omega_0 \cdot t_{\Pi}. \quad (1.168)$$

Аналогично можно найти и величину механической работы

$$A_{MEK} = \int_0^{t_{\Pi}} E \cdot I \cdot dt = \int_0^{t_{\Pi}} C\Phi_H \omega \cdot \left( \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt} + \frac{M_C}{C\Phi_H} \right) \cdot dt =$$

$$= J \cdot \int_0^{\omega_C} \omega \cdot d\omega + M_C \int_0^{t_{\Pi}} \omega \cdot dt = J \cdot \frac{\omega_C^2}{2} + M_C \int_0^{t_{\Pi}} \omega \cdot dt.$$

Величина  $\int_0^{t_{\Pi}} \omega \cdot dt = \alpha_{\Pi}$  – это путь привода за период



пуска. Принимая движение при пуске равноускоренным, можно этот интеграл вычислить как произведение средней скорости на время пуска, т.е. принять  $\alpha_{II} \cong \frac{\omega_c}{2} \cdot t_{II}$ . В этом случае

$$A_{MEK} = J \cdot \frac{\omega_c^2}{2} + M_c \cdot \frac{\omega_c \cdot t_{II}}{2}, \quad (1.170)$$

где  $M_c \cdot \frac{\omega_c \cdot t_{II}}{2}$  – энергия, расходуемая на полезную работу по преодолению сопротивления движению при пуске;

$J \cdot \frac{\omega_c^2}{2}$  – энергия, запасаемая инерционными массами при разгоне до скорости  $\omega_c$ .

Потери энергии при пуске с учетом статической нагрузки найдем, как и раньше, из соотношения  $A_{ЭЛ} = A - A_{MEK}$ , где  $A$  и  $A_{MEK}$  надо взять по (1.168) и (1.170):

$$A_{ЭЛ} = J \cdot \omega_0 \cdot \omega_c + M_c \cdot \omega_0 \cdot t_{II} - J \cdot \frac{\omega_c^2}{2} - M_c \cdot \frac{\omega_c \cdot t_{II}}{2}.$$

Учитывая большую жесткость механической характеристики двигателя, то есть, принимая  $\omega_c \cong \omega_0$ , получим, что

$$A_{ЭЛ} \cong J \cdot \omega_c^2 + M_c \cdot \omega_c \cdot t_{II} - J \cdot \frac{\omega_c^2}{2} - M_c \cdot \frac{\omega_c \cdot t_{II}}{2}, \text{ или}$$

$$A_{ЭЛ} = J \cdot \frac{\omega_c^2}{2} + M_c \cdot \frac{\omega_c}{2} \cdot t_{II}. \quad (1.171)$$

Второе слагаемое в (1.171) по сравнению с (1.166) увеличивает потери при пуске двигателя, но незначительно (на 5-10%). Для двигателей постоянного тока с последовательным или смешанным возбуждением величина потерь при пуске также, в основном, определяется запасом кинетической энергии, накапливаемым в электроприводе. При расчете потерь при пуске напряжение на якоре двигателя

считалось неизменным, то есть пуск осуществлялся в одну или несколько ступеней за счет изменения сопротивления в цепи якоря.

Рассмотрим теперь расчет пусковых потерь при ступенчатом изменении напряжения на якоре двигателя. Как и раньше, будем пренебрегать влиянием статической нагрузки, постоянными механическими потерями и потерями в обмотке независимого возбуждения двигателя. В общем случае число пусковых ступеней при регулировании напряжения на якоре равно  $K$ . Это значит, что при переходе к очередной ступени пуска напряжение на якоре повышается на  $U_H/K$  вольт. Соответственно скорость идеального холостого хода на первой ступени пуска равна  $\omega_0/K$ , на второй -  $2\omega_0/K$ , на третьей -  $3\omega_0/K$  и т.д. Механические характеристики двигателя и конечные скорости идеального холостого хода на каждой ступени пуска за счет изменения напряжения на якоре показаны на рис. 1.31. Используя выражение (1.164) можно записать общую энергию, забираемую из сети при таком способе пуска, следующим образом:

$$A = J \cdot \frac{\omega_0}{K} \cdot \left( \frac{\omega_0}{K} - 0 \right) + J \cdot \frac{2\omega_0}{K} \cdot \left( \frac{2\omega_0}{K} - \frac{\omega_0}{K} \right) + J \cdot \frac{3\omega_0}{K} \cdot \left( \frac{3\omega_0}{K} - \frac{2\omega_0}{K} \right) + \dots$$

$$\dots + J \cdot \frac{K \cdot \omega_0}{K} \cdot \left[ \frac{K \cdot \omega_0}{K} - (K-1) \cdot \frac{\omega_0}{K} \right] = \quad (1.172)$$

$$= J \cdot \frac{\omega_0^2}{K^2} \cdot (1 + 2 + 3 + \dots + K) = J \cdot \frac{\omega_0^2}{K^2} \cdot \frac{(1+K) \cdot K}{2} = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} \cdot \frac{1+K}{K};$$

$$A_{эл} = A - A_{мех} = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} \cdot \frac{1+K}{K} - J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} \cdot \left( \frac{1+K}{K} - 1 \right), \text{ т.е.}$$

$$A_{эл} = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} \cdot \frac{1}{K}. \quad (1.173)$$

Таким образом, при пуске ступенчатым повышением напряжения на якоре двигателя потери энергии обратно пропорциональны числу пусковых ступеней  $K$ . Если при

принятых допущениях обеспечить идеально плавное повышение напряжения (т.е. при  $K \rightarrow \infty$ ), то пуск будет проходить без потерь энергии в якорной цепи двигателя.

Следует отметить, что идеально плавный пуск двигателя изменением напряжения источника питания может обеспечить нулевые электрические потери лишь при бесконечно медленном увеличении напряжения, то

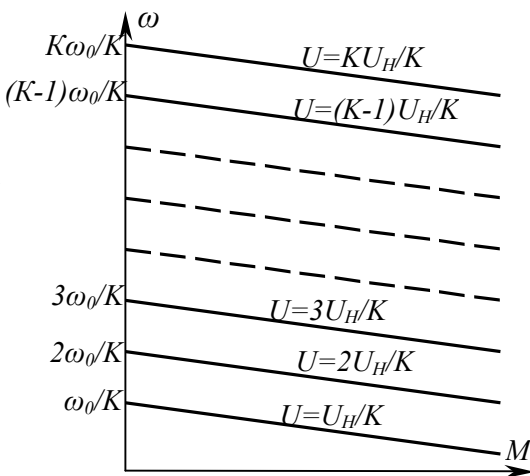


Рисунок 1.31

есть при увеличении скорости электропривода по характеристике  $\omega=f(M)$ , совпадающей с осью ординат. В реальном электроприводе это, конечно же, невозможно, потери в якорной цепи двигателя существуют, но пуск путем плавного увеличения напряжения на якоре двигателя позволяет существенно уменьшить эти потери. Соотношение (1.173) наглядно показывает одно из преимуществ систем электропривода с регулируемым источником питания якорной цепи (системы Г-Д, ТП-Д и др.).

Потери энергии при пуске асинхронного двигателя. Расчет потерь при пуске асинхронного двигателя выполним с допущениями: статическая нагрузка на валу двигателя отсутствует, потери в статоре (т.е. потери на возбуждение электромагнитного поля) не учитываются.

Мощность потерь в роторной цепи будет равна

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 = M\omega_0 - M\omega = M(\omega_0 - \omega), \quad (1.174)$$

где  $P_1$  – электромагнитная мощность, забираемая из сети;

$P_2$  – полезная мощность на валу двигателя, вращающегося со скоростью  $\omega$ ;

$M$  – электромагнитный момент, равный примерно вращающему моменту на валу двигателя.

При пуске вхолостую  $M = J \frac{d\omega}{dt}$  и поэтому

$$\Delta P_2 = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot (\omega_0 - \omega).$$

Потери при холостом пуске в интервале скоростей  $0 - \omega \approx \omega_0$  будут равны:

$$\begin{aligned} A_{эл} &= \int_0^{\omega_0} \Delta P_2 \cdot dt = \int_0^{\omega_0} J \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot (\omega_0 - \omega) \cdot dt = \\ &= \int_0^{\omega_0} J \cdot \omega_0 \cdot d\omega - \int_0^{\omega_0} J \cdot \omega \cdot d\omega = J \cdot \omega_0^2 - J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2}. \end{aligned}$$

Таким образом, потери в цепи ротора асинхронного двигателя при пуске вхолостую, также как и для двигателя постоянного тока, составляют величину, равную запасу кинетической энергии, т.е.

$$A_{эл} = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (1.175)$$

Для асинхронных двигателей с фазным ротором эти потери частично выделяются на сопротивлениях обмотки ротора, а частично в реостате роторной цепи, причем величина потерь не зависит ни от величины сопротивления ротора, ни от числа пусковых ступеней. Для асинхронных двигателей с к.з. ротором все пусковые потери выделяются в обмотке ротора (беличьей клетке). Эти потери труднее вывести за пределы ротора. Поэтому и нагрев асинхронного к.з. двигателя при пуске будет больше, чем соответствующего по мощности и скорости асинхронного двигателя

с фазным ротором. Трудность отвода потерь из к.з. ротора снижает допустимое число включений в час таких двигателей.

При пуске с нагрузкой ( $M_c \neq 0$ ) величина пусковых потерь в роторе возрастает на величину полезно выполненной работы, т.е. может быть определена по выражению (1.171).

### 1.11.2 Потери энергии при торможении электропривода

Потери энергии в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением при динамическом торможении. Если не учитывать расход энергии на возбуждение двигателя, а подвода энергии к якорю при динамическом торможении нет, то следует вывод о том, что вся запасенная до начала торможения механическая энергия ( $A_{Мех} = J \cdot \frac{\omega^2}{2}$ ) преобразуется машиной в электрическую энергию, а затем в тепловую и выделяется в сопротивлениях якорной цепи ( $r_{Я}$  и дополнительное сопротивление  $r_T$ , включаемое в контур динамического торможения). Следовательно, потери энергии за время динамического торможения будут равны:

$$A_{эл} = \int_0^{t_T} I^2 \cdot (r_{Я} + r_T) \cdot dt = - \int_0^{t_T} E \cdot I \cdot dt. \quad (1.176)$$

Знак (-) показывает здесь направление тока якоря, изменившееся при динамическом торможении, т.е. при  $U_H = 0$ .

Так как  $E = C\Phi_H\omega$ , а  $I = \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt}$  (торможение вхолостую, то есть при  $M_c = 0$ ), то

$$\begin{aligned}
 A_{эл} &= -\int_0^{t_T} C\Phi_H \cdot \omega \cdot \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot dt = \\
 &= -J \cdot \int_{\omega_1}^{\omega_2} \omega \cdot d\omega = J \cdot \int_{\omega_2}^{\omega_1} \omega \cdot d\omega = J \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2}.
 \end{aligned}$$

Так как при динамическом торможении  $\omega_1 = \omega_C$ ,  $\omega_2 = 0$ , то

$$A_{эл} = J \cdot \frac{\omega_C^2}{2} = A_{МЭХ}, \quad (1.177)$$

то есть весь запас энергии преобразуется в тепловую на сопротивлениях контура динамического торможения, причем величина потерь не зависит от величины сопротивления контура. Этот вывод справедлив и для электрической машины постоянного тока с последовательным или смешанным возбуждением.

Потери энергии в двигателе постоянного тока при торможении противовключением. В режиме противовключения энергия поступает в машину как из сети, так и с вала двигателя, причем суммарная энергия, идущая из этих двух источников, преобразуется в тепловую, выделяющуюся на сопротивлениях  $r_{я}$  и  $r_T$  в цепи якоря. Уравнение баланса мощности для этого режима составляется по аналогии с (1.176) и имеет вид:

$$A_{эл} = \int_0^{t_T} I^2 \cdot (r_{я} + r_T) \cdot dt = -\int_0^{t_T} (U_H + E) \cdot I \cdot dt. \quad (1.178)$$

Знак (-) показывает изменение направления тока в якоре при переходе в режим противовключения изменением полярности  $U_H$  или  $E$ .

Подставляя в (1.178) как и при динамическом торможении  $E = C\Phi_H \omega$  и  $I = \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt}$  (торможение вхолостую,

$M_C = 0$ ), а также учтя, что  $U_H = C\Phi_H \cdot \omega_0$ , получим

$$\begin{aligned} A_{эл} &= -\int_0^{t_T} C\Phi_H \cdot (\omega_0 + \omega) \cdot \frac{J}{C\Phi_H} \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot dt = -J \cdot \int_{\omega_0}^0 (\omega_0 + \omega) \cdot d\omega = \\ &= J \cdot \omega_0 \cdot \int_0^{\omega_0} d\omega + J \cdot \int_0^{\omega_0} \omega \cdot d\omega = J \cdot \omega_0^2 + J \cdot \frac{\omega_0^2}{2}. \end{aligned}$$

Таким образом, при торможении электропривода вхолостую в режиме противовключения от скорости  $\omega_0$  до полной остановки ( $\omega=0$ ) выделенные в цепи якоря потери равны утроенному запасу кинетической энергии якоря, т.е.

$$A_{эл} = 3J \cdot \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (1.179)$$

При этом из сети поступает и преобразуется в тепло энергия  $A_C = J \cdot \omega_0^2$ , а с вала двигателя поступает и преобразуется в тепло механическая энергия, запасенная до начала торможения, т.е.  $A_{МЭХ} = J \cdot \frac{\omega_0^2}{2}$ .

Потери энергии в асинхронном двигателе при динамическом торможении. Не учитывая, как и раньше, потери энергии на возбуждение (потери в статоре) и постоянные механические потери, можно приравнять мощность потерь в цепи 3-фазного ротора с мощностью на валу двигателя и на основании этого записать уравнение баланса энергии, выделяющейся в роторной цепи на сопротивлениях  $r_2$  и  $r_T$  в каждой фазе:

$$A_{эл} = \int_0^{t_T} 3I_2^2 \cdot (r_2 + r_T) \cdot dt = -\int_0^{t_T} M \cdot \omega \cdot dt, \quad (1.180)$$

где  $M = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$  – момент на валу двигателя при торможении вхолостую ( $M_C = 0$ ). Знак (-) поставлен перед интегралом потому, что в тормозном режиме при положительной скорости будет отрицательный момент, и наоборот.

рот:

$$A_{эл} = -\int_0^{t_T} J \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot \omega \cdot dt = -\int_{\omega_1}^{\omega_2} J \cdot \omega \cdot d\omega = J \cdot \int_{\omega_2}^{\omega_1} \omega \cdot d\omega.$$

Так как  $\omega_1 = \omega_C$ , а  $\omega_2 = 0$ , то

$$A_{эл} = J \cdot \frac{\omega_C^2}{2}. \quad (1.181)$$

Этот результат аналогичен полученному ранее для динамического торможения двигателя постоянного тока. Следует еще раз подчеркнуть, что величина потерь не зависит от сопротивления контура динамического торможения, а определяется величиной кинетической энергии, запасенной в роторе перед началом торможения.

Потери энергии в асинхронном двигателе при торможении противовключением. При тех же допущениях, что и раньше, выразим мощность потерь при противовключении как сумму электромагнитной мощности, поступающей из сети  $P_1$  и механической мощности  $P_2$ , поступающей на вал от рабочей машины, то есть

$$\Delta P = P_1 + P_2 = M(\omega_0 + \omega).$$

Вся эта мощность превращается в тепло, выделяющееся в роторной цепи на сопротивлениях  $r_2$  и  $r_T$  в каждой фазе ротора. Запишем теперь уравнение баланса энергии, выделяющейся в роторной цепи при противовключении:

$$A_{эл} = \int_0^{t_T} 3I_2^2 \cdot (r_2 + r_T) \cdot dt = -\int_0^{t_T} M \cdot (\omega_0 + \omega) \cdot dt, \quad (1.182)$$

где, как и раньше,  $M = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$ . Знак (-) учитывает, что

для режима противовключения при положительной скорости момент отрицателен, и наоборот. Вычислим теперь величину  $A_{эл}$ :



$$\begin{aligned}
 A_{\text{эл}} &= -\int_0^{t_T} M \cdot (\omega_0 + \omega) \cdot dt = -\int_0^{t_T} J \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot (\omega_0 + \omega) \cdot dt = \\
 &= -\int_{\omega_2}^{\omega_1} J \cdot (\omega_0 + \omega) \cdot d\omega = J \cdot \omega_0 \cdot (\omega_1 - \omega_2) + J \cdot \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{2}.
 \end{aligned}$$

Учтя, что при торможении вхолостую  $\omega_1 \cong \omega_0$ ,  $\omega_2 = 0$ , получим:

$$A_{\text{эл}} = J \cdot \omega_0^2 + J \cdot \frac{\omega_0^2}{2} = 3J \cdot \frac{\omega_0^2}{2}. \quad (1.183)$$

Этот результат аналогичен ранее полученному соотношению (1.179) для определения потерь при торможении противовключением двигателя постоянного тока. Так же, как и при предыдущих выводах, полученный результат свидетельствует о независимости потерь, выделяющихся в роторе, от величины роторного сопротивления.

### 1.11.3 Учет потерь в статоре при пуске и торможении асинхронного двигателя

Если пренебречь намагничивающим током (током холостого хода), то при больших значениях пусковых и тормозных токов можно принять, что  $I_1 \cdot U_1 \approx I_2 \cdot E_{2H}$ , где  $E_{2H}$  – ЭДС заторможенного ротора при  $\omega = 0$ . Отсюда

$$I_1 = I_2 \cdot \frac{E_{2H}}{U_1}. \quad (1.184)$$

Потери в трех фазах статора и ротора можно выразить следующим образом:

$$A_1 = 3I_1^2 \cdot r_1; \quad A_2 = 3I_2^2 \cdot r_2, \quad \text{или} \quad A_1 = 3I_2^2 \cdot \left(\frac{E_{2H}}{U_1}\right)^2 \cdot r_1.$$

Умножая и деля последнее выражение на  $r_2$ , и учтя соотношения для расчета  $A_2$ , получим:

$$A_1 = 3I_2^2 \cdot r_2 \cdot \left(\frac{E_{2H}}{U_1}\right)^2 \cdot \frac{r_1}{r_2} = A_2 \cdot \left(\frac{E_{2H}}{U_1}\right)^2 \cdot \frac{r_1}{r_2}.$$

Общие потери в асинхронном двигателе в любом режиме можно выразить как сумму потерь в статоре и роторе:

$$A = A_1 + A_2 = A_2 \cdot \left( \frac{E_{2H}}{U_1} \right)^2 \cdot \frac{r_1}{r_2} + A_2 = A_2 \cdot \left[ 1 + \left( \frac{E_{2H}}{U_1} \right)^2 \cdot \frac{r_1}{r_2} \right].$$

Обозначим через  $r'_2 = \frac{r_2}{\left( \frac{E_{2H}}{U_1} \right)^2}$  приведенное значение сопро-

тивления ротора и получим окончательное выражение для вычисления полных потерь в асинхронном двигателе:

$$A = A_2 \cdot \left( 1 + \frac{r_1}{r'_2} \right). \quad (1.185)$$

Здесь  $A_2$  – потери в роторе при пуске или торможении, а  $\left( 1 + \frac{r_1}{r'_2} \right)$  – коэффициент, учитывающий потери в статоре.

## 1.12 Оптимальное передаточное число в электроприводе

При проектировании электропривода необходимо обеспечить требования технологического процесса и, в частности, необходимую скорость рабочей машины. Таким технологическим требованием может быть и максимальное быстродействие привода в неустановившихся режимах. Удовлетворения того или другого требования можно добиться, меняя передаточное число редуктора между двигателем и рабочей машиной, выбирая двигатель с различной номинальной скоростью, а также воздействуя на систему управления электроприводом.

Не останавливаясь сейчас на выборе параметров и типа системы управления, рассмотрим лишь локальное влияние передаточного устройства на некоторые характеристики разомкнутого электропривода.

Подход к выбору передаточного числа редуктора различен для электроприводов, работающих в длительном или повторно-кратковременном режимах.

### 1.12.1 Оптимальное передаточное число при длительном режиме работы электропривода

В этом случае в качестве критерия оптимальности передаточного числа редуктора выступает минимум стоимости оборудования. Действительно, чем выше передаточное число редуктора, то есть чем больше у него кинематических пар (или элементов с более сложной и дорогой конструкцией, например с червячным зацеплением), тем выше стоимость редуктора (см. рис. 1.32). Используя редуктор с меньшим передаточным числом, т.е. более дешевый, можно применить тихоходный двигатель (технологическая скорость рабочей машины должна быть неизменной). Вспомним, что при неизменной мощности для  $P = K \cdot D^2 \cdot l \cdot \omega$  ( $K$  - так называемая конструктивная постоянная Арнольда;  $D$  и  $l$  - диаметр и длина активных материалов якоря или ротора;  $\omega$  - скорость) объем активных материалов  $D^2 \cdot l$  и, следовательно, стоимость тихоходных машин резко возрастают (см. рис. 1.32). Таким образом, уменьшение передаточного числа ведет к увеличению стоимости двигателя и уменьшению стоимости редуктора.

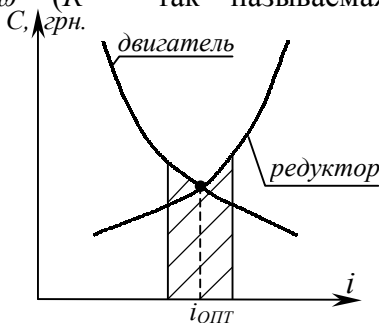


Рисунок 1.32

Оптимальное передаточное число  $i_{\text{опт}}$  ищется на пересечении кривых стоимости редукторов и двигателей в функции  $i$ , как это показано на рис. 1.32. При реальном проектировании электропривода необходимо построить кривые  $C=f(i)$  для двигателей выбранного типа и ряда серийных редукторов. Реальный двигатель и редуктор выбираются по передаточному числу в окрестностях точки пе-

ресечения кривых  $C=f(i)$  и путем выполнения сравнительных технико-экономических расчетов капитальных затрат на редуктор и двигатель при различных значениях передаточного числа.

### *1.12.2 Оптимальное передаточное число при повторно-кратковременном режиме работы электропривода*

В этом случае вопрос выбора скорости двигателя и передаточного числа редуктора значительно сложнее. Экономическая эффективность электропривода при повторно-кратковременном режиме определяется не столько стоимостью оборудования (т.е. капитальными затратами), сколько производительностью рабочей машины, прямо зависящей от быстродействия пусковых и тормозных режимов работы двигателя. Продолжительность пуска и торможения электропривода существенно зависит от величины передаточного числа редуктора. Это хорошо видно из выражения для расчета времени движения при пуске и торможении механизма  $t_M$ , в котором все величины взяты приведенными к валу механизма, а именно:

$$t_M = \frac{J_{M,PP} \cdot \omega_M}{M_M \pm M_{CM}}, \quad (1.186)$$

где  $J_{M,PP}$  – момент инерции всех вращающихся частей (двигатель, рабочая машина), приведенный к валу механизма;

$M_M$  – пусковой или тормозной момент двигателя, приведенный к валу механизма;

$M_{CM}$  – момент статического сопротивления на валу механизма.

Знак (+) в (1.186) - для режима торможения, а знак (-) – для режима пуска рабочей машины. Выражая  $J_{M,PP}$  и  $M_M$  через  $i$  и учтя потери в передачах с помощью КПД  $\eta$  их получим:

$$t_{\Pi} = \frac{J_M + J'_D \cdot i^2}{M \cdot i \cdot \eta - M_{CM}} \cdot \omega_M ; \quad (1.187)$$

$$t_T = \frac{J_M + J'_D \cdot i^2}{M \cdot i / \eta + M_{CM}} \cdot \omega_M , \quad (1.188)$$

где  $J_M$  – момент инерции механизма;

$J'_D$  – момент инерции двигателя и элементов на его валу (муфта, датчики, быстроходный вал редуктора);

$M$  – пусковой или тормозной момент двигателя (при ступенчатом пуске – среднее значение момента).

Из (1.187) и (1.188) видно, что  $t_{\Pi}=f(i)$  и  $t_T=f(i)$  – экстремальные функции, имеющие минимальное значение при  $i=i_{\text{ОПТ}}$ . Величина  $i_{\text{ОПТ.П}}$  при пуске или  $i_{\text{ОПТ.Т}}$  при торможении определяется при исследовании выражений (1.187) и (1.188) на экстремум по условию:

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

Например, исследуя на экстремум выражение (1.187), получим:

$$\frac{dt_{\Pi}}{di} = \omega_M \cdot \frac{2J'_D \cdot i_{\text{ОПТ.П}} (M \cdot i_{\text{ОПТ.П}} \cdot \eta - M_{CM}) - M \cdot \eta \cdot (J_M + J'_D \cdot i_{\text{ОПТ.П}}^2)}{(M \cdot i_{\text{ОПТ.П}} \cdot \eta - M_{CM})^2} = 0 .$$

Приравняв нулю числитель, получим после преобразования следующее квадратное уравнение и его решение:

$$i_{\text{ОПТ.П}}^2 - 2 \frac{M_{CM}}{M \cdot \eta} \cdot i_{\text{ОПТ.П}} - \frac{J_M}{J'_D} = 0 ;$$

$$i_{\text{ОПТ.П}} = \frac{M_{CM}}{M \cdot \eta} \pm \sqrt{\left(\frac{M_{CM}}{M \cdot \eta}\right)^2 + \frac{J_M}{J'_D}} . \quad (1.189)$$

Перед корнем надо учитывать при расчетах лишь знак (+). При знаке (-)  $i_{\text{ОПТ.П}}$  не имеет физического смысла ( $i_{\text{ОПТ.П}} < 0$ ). Аналогично можно получить выражение для расчета оптимального передаточного числа при торможении:

$$i_{\text{ОПТ.Т}} = \frac{-M_{\text{СМ}} \cdot \eta}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{\text{СМ}} \cdot \eta}{M}\right)^2 + \frac{J_M}{J'_D}}. \quad (1.190)$$

Так как  $i_{\text{ОПТ.П}} \neq i_{\text{ОПТ.Т}}$ , то при реальных расчетах принимают среднее, либо средневзвешенное значение, т.е.

$$i_{\text{ОПТ}} = \frac{i_{\text{ОПТ.П}} + i_{\text{ОПТ.Т}}}{2}, \quad (1.191)$$

либо

$$i_{\text{ОПТ}} = \frac{i_{\text{ОПТ.П}} \cdot t_{\text{П}} + i_{\text{ОПТ.Т}} \cdot t_{\text{Т}}}{t_{\text{П}} + t_{\text{Т}}}. \quad (1.192)$$

Если привод имеет большие моменты инерции и незначительную статическую нагрузку, т.е. при  $\left(\frac{M_{\text{СМ}}}{M \cdot \eta}\right)^2 \ll \frac{J_M}{J'_D}$  величина оптимального передаточного числа приближенно может быть найдена по упрощенной формуле:

$$i_{\text{ОПТ}} \cong \sqrt{\frac{J_M}{J'_D}}. \quad (1.193)$$

Расчетное значение  $i_{\text{ОПТ}}$ , как правило, не совпадает с конкретными передаточными числами серийных редукторов.

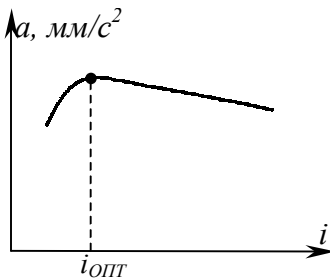


Рисунок 1.33

В этом случае при выборе передаточного числа лучше принимать ближайшее большее значение, так как при этом потери ускорения механизма будут меньше, что видно из графика  $a=f(i)$  на рис. 1.33. Выражения (1.191)-(1.193) позволяют определить оптимальное передаточное

число редуктора при треугольной тахограмме работы электропривода, т.е. при отсутствии участка работы с установившейся скоростью. Если тахограмма работы электро-

привода имеет участок  $\omega = const$  (трапецевидная тахограмма), то задача определения  $i_{ОПТ}$  по минимуму времени перемещения рабочей машины на заданном участке пути также может быть решена аналитически, что приводит к весьма громоздким и неудобным для пользования формулам, не получившим практического применения. Обычно пользуются выражениями (1.191)-(1.193) и для трапецевидных тахограмм.

### 1.12.3 Выбор оптимального передаточного числа по минимуму момента двигателя, необходимого для работы электропривода с заданными характеристиками

Такой подход к выбору  $i_{ОПТ}$  может быть принят при расчетах приводов, заданными характеристиками которых являются момент статической нагрузки на валу механизма  $M_{CM}$ , момент инерции механизма  $J_M$ , максимальные значения скорости  $\omega_{M,МАКС}$  и ускорения  $\varepsilon_{M,МАКС}$  на валу механизма.

Общий момент, который должен развить двигатель, чтобы обеспечить работу электропривода с заданными характеристиками, будет равен сумме динамического и статического моментов, приведенных к валу двигателя:

$$M = \left( J'_d + \frac{J_M}{i^2} \right) \cdot i \cdot \varepsilon_{M,МАКС} + \frac{M_{CM}}{i \cdot \eta} \quad (1.194)$$

Из (1.194) видно, что  $M=f(i)$  является экстремальной функцией. Найдем такое значение  $i=i_{ОПТ}$ , при котором для обеспечения заданных характеристик можно использовать двигатель с минимальным моментом. Для этого найдем из (1.194)  $\frac{dM}{di}=0$ :

$$\begin{aligned} \frac{dM}{di} = J'_d \cdot \varepsilon_{M,МАКС} - \frac{J_M}{i_{ОПТ}^2} \cdot \varepsilon_{M,МАКС} - \frac{M_{CM}}{i_{ОПТ}^2 \cdot \eta} = 0, \text{ откуда} \\ i_{ОПТ} = \sqrt{\frac{M_{CM}}{J'_d \cdot \varepsilon_{M,МАКС} \cdot \eta} + \frac{J_M}{J'_d}} \end{aligned} \quad (1.195)$$

При малых значениях статической нагрузки или больших ускорениях возможно, что  $\frac{M_{CM}}{J'_d \cdot \varepsilon_{M,МАКС}} \ll \frac{J_M}{J'_d}$ . В этом случае  $i_{ОПТ} \cong \sqrt{\frac{J_M}{J'_d}}$ , что было получено ранее в выражении (1.193).

### 1.12.4 Влияние конструктивных параметров двигателя на динамику электропривода

Двигатели различных типов имеют конструктивные отличия, влияющие на динамические качества электропривода. При определенном соотношении конструктивных параметров двигателя он может обеспечить рабочей машине максимальное ускорение  $\varepsilon_{M, \text{МАКС}} = \frac{d\omega_M}{dt}$ .

Рассматривая с этих позиций уравнение движения рабочей машины с пусковым (тормозным) моментом электродвигателя, равным  $K \cdot M_H$  (где  $K$  – кратность этого момента, обеспечиваемая системой управления), и полагая, что передаточное число редуктора оптимально, получим:

$$K \cdot M_H \cdot i_{\text{ОПТ}} - M_{\text{СМ}} = (J_M + J'_D \cdot i_{\text{ОПТ}}^2) \cdot \frac{d\omega_M}{dt}. \quad (1.196)$$

Для высокодинамичных механизмов статическая нагрузка не имеет существенного значения, поэтому, полагая в (1.196)  $M_{\text{СМ}} \approx 0$ , необходимо принять  $i_{\text{ОПТ}}$  в соответствии с (1.193). Подставляя это значение  $i_{\text{ОПТ}}$  в (1.196), получим:

$$K \cdot M_H \cdot \sqrt{\frac{J_M}{J'_D}} = \left( J_M + J'_D \cdot \frac{J_M}{J'_D} \right) \cdot \left( \frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{МАКС}}, \text{ откуда}$$

$$\left( \frac{d\omega}{dt} \right)_{\text{МАКС}} = \frac{K}{2\sqrt{J_M}} \cdot \frac{M_H}{\sqrt{J'_D}}. \quad (1.197)$$

Для конкретного механизма, т.е. для известной величины  $J_M$  максимальное ускорение механизма будет при наибольшем значении так называемого *коэффициента динамичности двигателя*:

$$K_{\text{ДИН}} = \frac{M_H}{\sqrt{J'_D}}. \quad (1.198)$$

Иначе говоря, даже при оптимальном передаточном числе редуктора максимальное ускорение при пуске или



торможении будет у того электропривода, двигатель которого выбран с максимальным коэффициентом  $K_{дин}$ .

Различные типы электрических машин имеют различные значения  $K_{дин}$ . На рис. 1.34 показаны значения коэффициента динамичности в функции мощности двигателей различных типов.

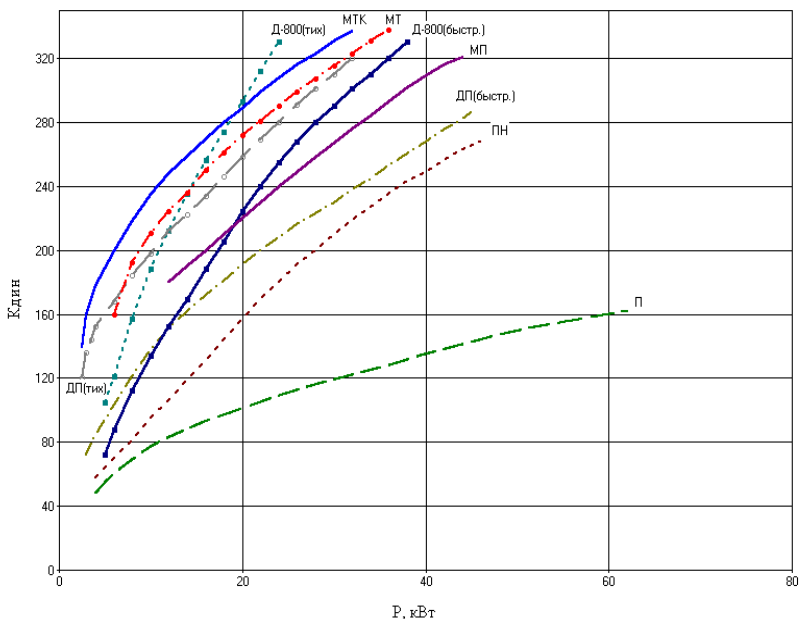


Рисунок 1.34

Из этого рисунка видно, как совершенствование конструкции электрических машин одного типа (например, от серии П к ПН, от ДП к Д-800) увеличивает значение  $K_{дин}$ . Здесь же хорошо видно, что в пределах одной серии электрических машин больший коэффициент динамичности (при одной и той же мощности) имеют тихоходные машины, так как у них больше  $M_H$ . Двигатели, предназна-

ченные для повторно-кратковременного режима работы (серии ДП, МП, Д-800), имеют большие значения  $K_{ДИН}$ , чем машины длительного режима работы (серии П и ПН).

Асинхронные двигатели, имея меньшие (при прочих равных условиях) моменты инерции, обладают относительно высоким коэффициентом динамичности. На рис. 1.34 приведены значения  $K_{ДИН}$  для асинхронных двигателей краново-металлургического исполнения (серии МТ и МТК).

#### *1.12.5 Сравнение вариантов редукторного и безредукторного электроприводов*

Для некоторых рабочих машин, решая вопрос о выборе оптимального передаточного числа редуктора, необходимо проверить возможность применения и безредукторного электропривода. Характерным примером может быть электропривод станинных роликов прокатного стана, которые служат для надежной подачи металла в клеть со скоростью, соответствующей скорости прокатки (или несколько большей). Окружная скорость станинных роликов ( $v_{РОЛ}$ ) должна быть равна скорости выходящего из клетки металла ( $v_{МЕТ}$ ). При большом несоответствии  $v_{МЕТ}$  и  $v_{РОЛ}$  сила трения между металлом и роликами, обусловленная большим давлением металла на ролики (особенно на первый из них), может создать на роликах момент, достаточный для поломки деталей передачи между роликами и электродвигателем, а также способствовать быстрому износу роликов.

Момент, создаваемый на станинных роликах выходящей из клетки заготовкой, передается на вал электродвигателя. При наличии редуктора на валу электродвигателя создаются очень большие крутящие моменты, разбивающие шпоночные пазы, пальцы муфт и т.п. Это легко представить, если предположить, что двигатель имеет очень большой момент инерции ( $J_{Д \rightarrow \infty}$ ). Поэтому для станинных роликов очень важно соотношение моментов инерции двигателя и роликов в случае редукторного и безредукторного вариантов привода.

Чтобы уяснить сравнительные преимущества и недостатки редукторного и безредукторного вариантов электропривода, рассмотрим эту задачу для двух схем (рис. 1.35) со следующими реальными исходными данными:

$$J_P = 85 \text{ Дж} \cdot \text{с}^2; i = 6; J_{Д1} = 2,5 \text{ Дж} \cdot \text{с}^2; J_{Д2} = 7,5 \text{ Дж} \cdot \text{с}^2.$$

Для безредукторного электропривода применяются специальные тихоходные двигатели с большими значениями моментов инерции. Это более дорогие двигатели с большими габаритами.

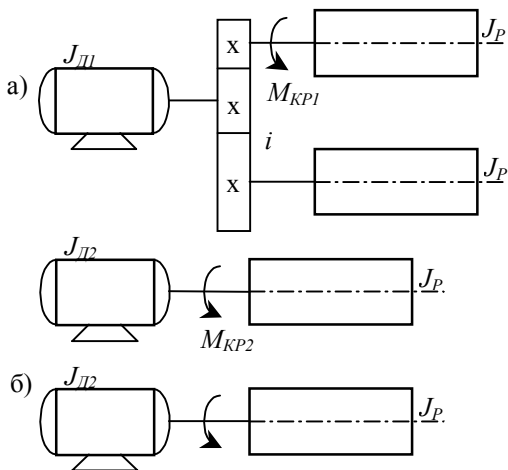


Рисунок 1.35

На рис. 1.35  $M_{КР1}$  – крутящий момент, действующий на вал между роликом и выходным концом редуктора (на шпонки и муфты на этом валу).

Рассмотрим поставленную задачу с допущением, что статическая нагрузка на электропривод мала и не учитывается (для привода рольгангов момент холостого хода

$M_X^* = 0,05$ , момент транспортирования металла  $M_{ТР}^* \cong 0,1-0,15$ , момент статической нагрузки не превышает  $M_C^* = 0,2-0,3$ ).

Для редукторного варианта электропривода уравнение движения двух станинных роликов (при  $M_C^* \cong 0$ )

$$M = M_j = (J_{Д1} \cdot i^2 + 2J_P) \cdot \frac{d\omega_P}{dt}, \quad (1.199)$$

откуда ускорение ролика составит

$$\frac{d\omega_P}{dt} = \frac{M}{J_{Д1} \cdot i^2 + 2J_P}. \quad (1.200)$$

Здесь  $M$  – полный расчетный момент (при принятом допущении, что  $M_C^* \cong 0$ ), равный динамическому моменту, приведенному к оси механизма (оси роликов), и необходимый для ускорения как роликов, так и двигателя.

Теперь рассмотрим момент, создаваемый выходящей из клетки полосой (благодаря трению ее о ролик) и расходуемый на разгон роликов и двигателя –  $M_{КР1}$ . Найдем его, записав уравнение движения для одного ролика:

$$M_{KP1} = (J_{D1} \cdot i^2 + J_P) \cdot \frac{d\omega_P}{dt}, \quad (1.201)$$

откуда

$$\frac{d\omega_P}{dt} = \frac{M_{KP1}}{J_{D1} \cdot i^2 + J_P}. \quad (1.202)$$

$M_{KP1}$  – это крутящий момент (то есть полный момент, равный динамическому при  $M_C^* \cong 0$ ). Это момент, создаваемый на валу ролика при ударе в него выходящей полосой проката. Момент, необходимый для раскручивания первого ролика и двигателя.

Из (1.202) и (1.200), приравняв значения  $\frac{d\omega_P}{dt}$ , следует

$$\frac{M}{J_{D1} \cdot i^2 + 2J_P} = \frac{M_{KP1}}{J_{D1} \cdot i^2 + J_P},$$

откуда

$$M_{KP1} = \frac{J_{D1} \cdot i^2 + J_P}{J_{D1} \cdot i^2 + 2J_P} \cdot M. \quad (1.203)$$

Подставив в (1.203) численные значения  $J$  и  $i$ , указанные выше, получим, что

$$M_{KP1} = \frac{2,5 \cdot 6^2 + 85}{2,5 \cdot 6^2 + 2 \cdot 85} \cdot M = 0,67M.$$

Таким образом, при редукторном варианте электропривода крутящий момент, возникающий на валу ролика, равен 67% полного момента, необходимого для движения с ускорением системы электропривода с двумя роликами.

Для безредукторного варианта электропривода полный момент, необходимый для вращения системы двигатель – ролик, будет равен:

$$M = (J_{D2} + J_P) \cdot \frac{d\omega_P}{dt}. \quad (1.204)$$

Здесь  $J_{D2} \neq J_{D1}$ , так как используется специальный тихоходный двигатель.

Крутящий момент  $M_{KP2}$ , необходимый для раскручивания лишь одного двигателя, определится из следующего уравнения движения:

$$M_{KP2} = J_{Д2} \cdot \frac{d\omega_p}{dt}. \quad (1.205)$$

Можно рассматривать  $M_{KP2}$  как часть полного момента  $M$  по (1.204), необходимого для раскручивания двигателя. Из (1.204) и (1.205), исключая  $\frac{d\omega_p}{dt}$ , получим:

$$M_{KP2} = \frac{J_{Д2}}{J_{Д2} + J_p} \cdot M. \quad (1.206)$$

Из выражения (1.206) хорошо видно, как важно соотношение  $J_{Д2}$  и  $J_p$ .

Подставив в (1.206) численные значения для рассматриваемого примера, получим, что

$$M_{KP2} = \frac{7,5}{7,5 + 85} \cdot M = 0,08M.$$

Таким образом, при безредукторном приводе только 8% полного момента передается через вал от ролика к двигателю. Остальная часть момента  $M$  расходуется на проворачивание самого ролика, момент инерции которого  $J_p \gg J_{Д2}$ .

Сравнивая варианты редукторного и безредукторного электроприводов, видим, что  $M_{KP2}$  (для безредукторного варианта) в 8 раз меньше, чем  $M_{KP1}$  для редукторного варианта, то есть момент, передаваемый от ролика к двигателю, значительно уменьшается.

Более точные расчеты с учетом моментов инерции соединительных муфт на валу двигателя и роликов показывают, что момент, передаваемый от ролика к двигателю, в безредукторном электроприводе уменьшается в 5-6 раз.

Окончательное техническое решение по выбору варианта электропривода следует принимать с учетом сравнительных экономических показателей для редукторного и безредукторного привода.

## Глава вторая

### ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА В УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

#### 2.1 Общие положения, допущения, определения и классификация

В этом разделе курса теории электропривода рассматриваются так называемые *установившиеся режимы* работы электропривода, то есть такие режимы, при которых движущий момент на валу ( $M$ ) равен моменту сопротивления движению ( $M_C$ ) на этом же валу, а динамический момент  $M_j = M - M_C = J \frac{d\omega}{dt} = 0$ . Таким образом, в этом случае  $\frac{d\omega}{dt} = 0$ , то есть движение электропривода совершается с постоянной скоростью или электропривод не движется ( $\omega=0$ ), так как состояние покоя является частным случаем установившегося режима.

Изложенные ниже общие положения, определения и допущения относятся также и к двигателям переменного тока.

Анализ установившихся режимов работы электропривода производится по *механической характеристике*, представляющей зависимость *электромагнитного момента*, развиваемого электродвигательным устройством:  $\omega=f(M)$ .

Механическую характеристику электродвигателя не следует путать с механическими характеристиками рабо-

чих машин  $M_c=f(\omega)$ , определения и классификация которых были даны ранее при изучении механики электропривода.

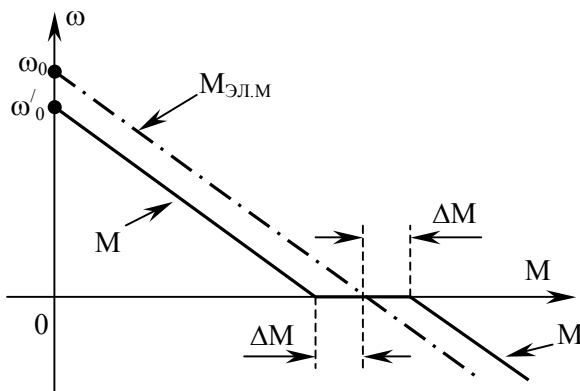
В уравнении движения электропривода ( $M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$ )  $M$  – это вращающий момент на валу двигателя, а в соответствии с приведенным выше определением  $M$  – это электромагнитный момент двигателя ( $M_{ЭЛ.М}$ ).  $M$  и  $M_{ЭЛ.М}$  отличаются друг от друга на величину  $\Delta M$  – момента потери (потери в подшипниках электродвигателя, вентиляционные потери и потери в стали электродвигателя).

Эти потери различным образом компенсируются в двигательном или генераторных режимах работы электропривода. В общем случае

$$M = M_{ЭЛ.М} \pm \Delta M,$$

где знак «-» относится к двигательному режиму (потери компенсируются за счет энергии, забираемой из питающей сети);

«+» относится к генераторному режиму (потери компенсируются за счет энергии, поступающей с вала рабочей машины).



Таким образом, при  $\omega=0$  механическая характеристика электропривода имеет разрыв непрерывности на величину  $2\Delta M$  (см. рис. 2.1). Поэтому скорость реального холосто-

Рисунок 2.1

го хода  $\omega'_0$  меньше, чем скорость  $\omega_0$  идеального холостого хода.

Величина  $\Delta M$  в электродвигателях весьма мала (доли процента). Поэтому в теории электропривода принято допущение о том, что  $M = M_{ЭЛ.М}$ .

Это допущение в дальнейшем изложении курса оговаривается больше не будет.

Все расчеты вращающих моментов на валу двигателя можно выполнять, приравнивая их к электромагнитным моментам, т.е. полагая

$$\frac{P}{\omega} = M \approx M_{ЭЛ.М} = C\Phi I. \quad (2.1)$$

Механические характеристики электропривода изображаются в 4-х квадрантной системе координат (см. рис. 2.2), по которой легко можно судить об энергетическом режиме работы электропривода.

При  $M\omega > 0$  - двигательные режимы работы;

при  $M\omega < 0$  - генераторные режимы работы.

Введем следующие обозначения:

$\Delta P$  - мощность потерь;

$P_M$  - механическая мощность двигателя (то есть мощность на его валу);

$P_{Э}$  - электромагнитная мощность двигателя (генератора).

Для различных энергетических режимов работы электропривода будут справедливы следующие соотноше-

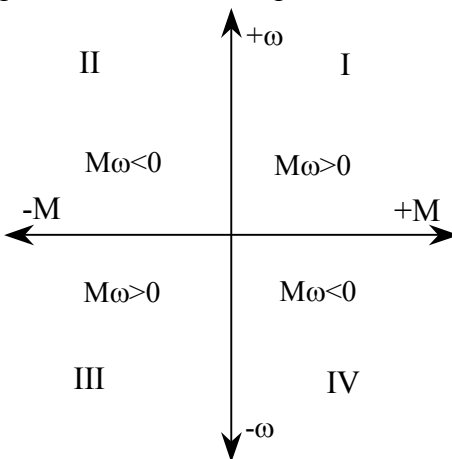


Рисунок 2.2



ния между  $P_{\text{э}}$ ,  $P_{\text{м}}$ ,  $\Delta P$ :

$P_{\text{м}} = P_{\text{э}} - \Delta P$  - двигательный режим работы;

$P_{\text{м}} + P_{\text{э}} = \Delta P$  - генераторный режим противовключения;

$P_{\text{э}} = P_{\text{м}} - \Delta P$  - генераторный режим рекуперативного торможения, то есть торможения с отдачей энергии в сеть;

$P_{\text{м}} = \Delta P$  - генераторный режим динамического торможения.

Режимы торможения противовключением и динамическое торможение называется *диссипативными* видами торможения, то есть торможением с преобразованием энергии торможения в тепловую энергию, рассеиваемую в окружающую среду.

*Жесткость механических характеристик электропривода.* Сравнительная оценка механических характеристик проводится по так называемой *жесткости* их, которая определяется по *коэффициенту жесткости*  $\beta = \frac{dM}{d\omega}$ , то есть по углу наклона  $\gamma$  механической характеристики, как это показано на рис. 2.3.

$$\beta = \frac{m_{\text{м}} \times \Delta M}{m_{\omega} \times \Delta \omega} = \frac{m_{\text{м}}}{m_{\omega}} \operatorname{tg} \gamma \equiv \operatorname{tg} \gamma,$$

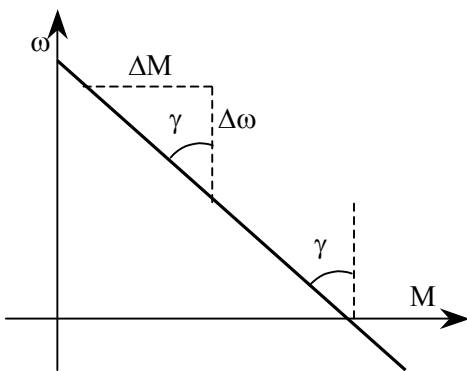


Рисунок 2.3

где  $m_{\text{м}}$  и  $m_{\omega}$  - масштабы моментов и скоростей по осям координат.

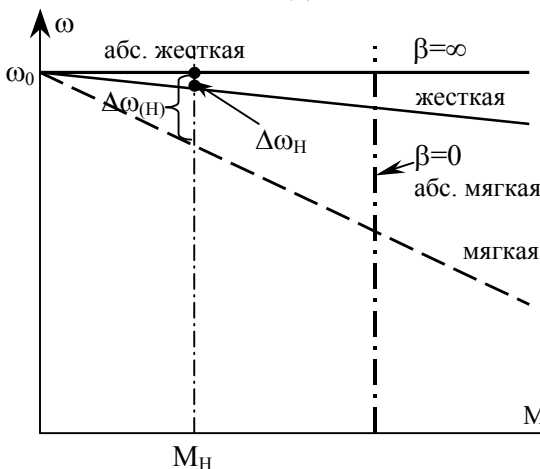
С точки зрения жесткости механические характеристики условно подразделяются на следующие (см. рис. 2.4):

- абсолютно жесткие ( $\gamma = 90^\circ, \beta = \infty$ ).

Примером могут служить механические характеристики синхронных двигателей;

- жесткие (при  $M=M_H$  падение скорости  $\Delta\omega_H$  не более 10% от  $\omega_0$ ). Такие характеристики имеют двигатели постоянного тока с независимым возбуждением и рабочие участки естественных механических характеристик асинхронных двигателей. В этом случае  $\beta < 0$ ;  $\beta \approx const$ ;

- мягкие ( $\Delta\omega_{(H)} > 0,1\omega_0$ , при  $M=M_H$ ). Это механические



характеристики электродвигателей с последовательным и смещенным возбуждением, искусственные реостатные характеристики двигателей постоянного тока всех типов, рабочие участки искусственных характеристик

Рисунок 2.4

асинхронных двигателей;

- абсолютно мягкие ( $\beta=0, M=const$ ). Это механические характеристики, получаемые в электроприводах с регулированием момента (тока) при помощи системы управления с обратными связями.

Деление механических характеристик электроприводов с точки зрения жесткости их весьма условно. Например, двигатели со смещенным возбуждением имеют мягкую механическую характеристику в области малых моментов и жесткую — при больших моментах на валу.

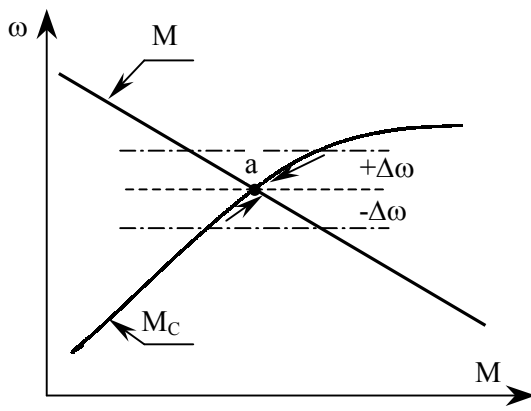
Механические характеристики рабочих машин ( $M_C=f(\omega)$ ) также оцениваются по коэффициенту их жесткости  $\beta_C = \frac{dM_C}{d\omega}$ .

*Статическая устойчивость электропривода*, то есть устойчивость его в установившихся режимах работы зависит от взаимного расположения механических характеристик двигателя и рабочей машины, от величины коэффициентов жесткости  $\beta$  и  $\beta_C$  этих характеристик.

На рис. 2.5 и 2.6 показаны различные сочетания механических характеристик электродвигателя и рабочей машины с отрицательными и положительными значениями  $\beta$  и  $\beta_C$ . В точке пересечения этих характеристик  $M=M_C$ , то есть  $M_J=0$ , и имеет место установившийся режим работы электропривода.

Рассмотрим поведение электропривода при выведении его из состояния равновесия в точке «а» (точка пересечения механических характеристик) на рисунке 2.5.

При увеличении скорости (то есть при  $+\Delta\omega > 0$ )  $\Delta M < \Delta M_C$ ,  $\Delta M_J < 0$ ,  $\frac{d\omega}{dt} < 0$ , и электропривод начинает за-



медляться, стремясь уменьшить скорость и вернуться в устойчивое состояние (точку «а»).

При уменьшении скорости (то есть при  $-\Delta\omega < 0$ )  $\Delta M > \Delta M_C$ ,  $\Delta M_J > 0$ ,  $\frac{d\omega}{dt} > 0$ , и электропривод будет уско-

Рисунок 2.5

ряться, стремясь увеличить скорость и вернуться в устойчивое состояние (точку «а»). Таким образом, сочетание характеристик  $\omega=f(M)$  и  $M_C=f(\omega)$ , показанное на рис. 2.5, соответствует состоянию статической устойчивости электропривода.

Для условия равенства  $M$  и  $M_C$  в точке «б» (рис. 2.6):

При  $+\Delta\omega > 0$ ,  $\Delta M > \Delta M_C$ ,  $\Delta M_J > 0$ ,  $\frac{d\omega}{dt} > 0$ , и электро-

привод начинает ускоряться, стремясь увеличить скорость и уйти от положения статической устойчивости, то есть электропривод статически неустойчив;

При  $-\Delta\omega < 0$ ,  $\Delta M < \Delta M_C$ ,  $\Delta M_J < 0$ ,  $\frac{d\omega}{dt} < 0$ , и

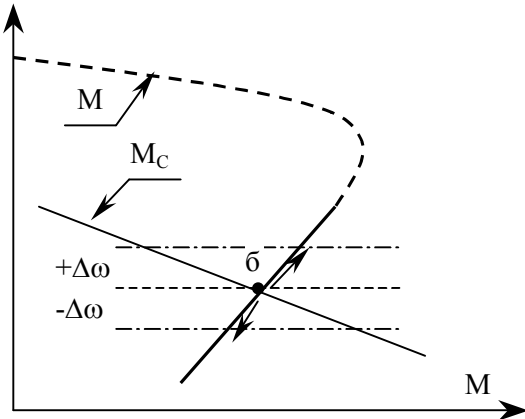


Рисунок 2.6

электропривод начинает замедляться, стремясь уменьшить скорость и уйти от положения статической устойчивости. В этом случае электропривод статически неустойчив.

Из приведенных выше пояснений следует, что при статической устойчивости электропривода должны быть противоположны знаки приращений  $\Delta\omega$  и  $\Delta M_J$ , возникающих при выведении электропривода из состояния равновесия. При этом  $\Delta M_J = \Delta M - \Delta M_C$ , где  $\Delta M = \beta\Delta\omega$  и  $M_C = \beta_C\Delta\omega$ . Или  $\Delta M_J = \Delta\omega(\beta - \beta_C)$ .

Для устойчивого состояния электропривода, как

выяснено выше, при  $+\Delta\omega$  отрицательное значение  $\Delta M_J < 0$  будет в случае, когда  $\beta - \beta_C < 0$ , откуда следует, что условием статической устойчивости электропривода будет:  $\beta < \beta_C$ .

Этот же результат можно получить, рассматривая работу механической части электропривода с позиций теории автоматического управления. Действительно, уравнение движения электропривода – это дифференциальное уравнение первого порядка:

$$M - M_C = J \frac{d\omega}{dt} = Jp\omega, \quad (2.2)$$

где  $p$  – оператор дифференцирования по времени.

Из (2.2) следует, что  $p\omega - \frac{1}{J}(M - M_C) = 0$ .

Дифференцируя это соотношение по  $\omega$ , получим:

$$p - \frac{1}{J} \left( \frac{dM}{d\omega} - \frac{dM_C}{d\omega} \right) = 0, \quad p - \frac{1}{J} (\beta - \beta_C) = 0.$$

Из этого выражения следует, что корень дифференциального уравнения  $p = \frac{1}{J} (\beta - \beta_C)$  будет отрицательным ( $p < 0$ ), то есть система электропривода будет устойчива лишь при условии, что  $\beta - \beta_C < 0$ , то есть когда  $\beta < \beta_C$ .

Рассматривая вопрос об устойчивости движения электропривода, необходимо отметить, что имеются рабочие механизмы с так называемой парой трения (колесорельс, прокатываемый металл-валок и др.), при работе которых может быть устойчивое или неустойчивое движение с так называемыми фрикционными колебаниями. На рис. 2.7 и 2.8 показаны возможные сочетания механических характеристик  $\omega = f(M)$  и  $M_C = f(\omega)$  для таких механизмов.

На рис. 2.7 – устойчивое состояние электропривода, а на рис. 2.8 – неустойчивое состояние, в чем можно убедиться, выяснив сочетание знаков  $\Delta\omega$  и  $\Delta M_J$  при выведении электропривода из состояния равновесия.

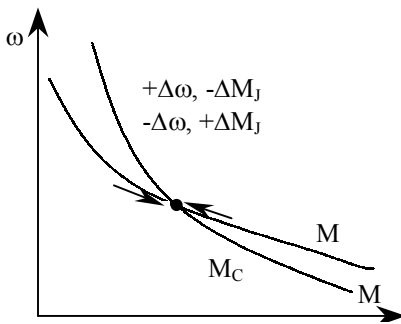


Рисунок 2.7

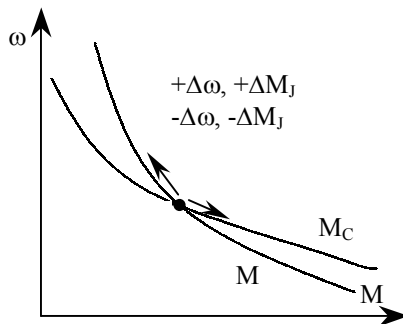


Рисунок 2.8

Изложенный выше вопрос о статической устойчивости электропривода справедлив лишь для *разомкнутых систем*, то есть для электроприводов без внешних обратных связей, усложняющих уравнения, описывающие движение электропривода.

*Электромеханические характеристики электропривода* – это зависимость скорости вращения двигателя в функции тока электродвигательного устройства, то есть  $\omega=f(I)$ . Для машин постоянного тока  $I$  – это ток якоря, а для асинхронных двигателей это ток ротора.

*Реальные механические и электромеханические характеристики* электропривода не всегда соответствуют теоретическому представлению о них. Например, для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением характеристики, рассчитанные для постоянного потока ( $\Phi=const$ ) и показанные на рис. 2.9 и 2.10 сплошными линиями, являются линейными.

В реальных условиях из-за действия *реакции якоря*

(особенно при  $i > I_H$  и  $M > M_H$ ) линейный характер характеристики искажается. Размагничивающее действие реакции якоря ослабляет магнитный поток двигателя, что приводит к росту скорости. Ток короткого замыкания  $I_{KЗ}$  при этом остается неизменным ( $I_{KЗ} = U_H / R$ , где  $R$  – полное сопротивление цепи якоря). Величина момента короткого замыкания  $M_{KЗ}$  из-за снижения магнитного потока несколько уменьшается ( $M_{KЗ} = C\Phi I_{KЗ}$ ).

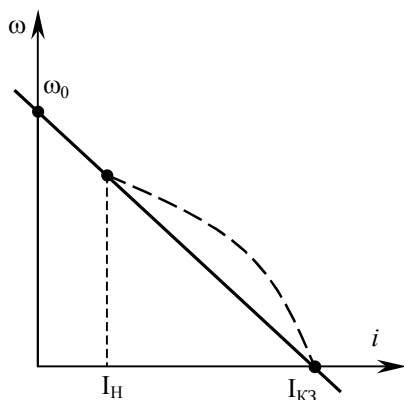


Рисунок 2.9

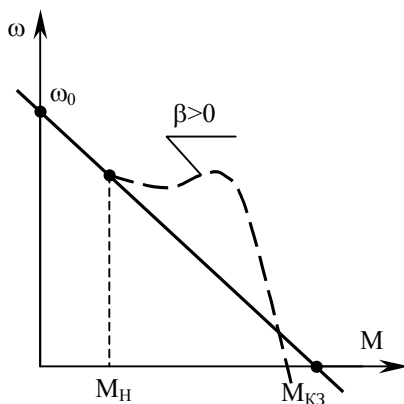


Рисунок 2.10

В некоторых случаях из-за большого размагничивающего действия реакции якоря механическая характеристика (см. рис. 2.10) может иметь участок с  $\beta > 0$  (участок с положительной жесткостью), что ведет к неустойчивой работе электропривода.

В современных электродвигателях постоянного тока последовательно с обмоткой якоря включают специальную компенсационную обмотку, которая устраняет размагничивающее действие продольной реакции якоря. Влияние поперечной реакции якоря очень мало, и оно сводится к минимуму установкой щеток.

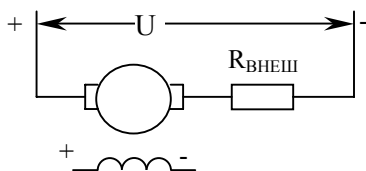
При дальнейшем изложении курса во всех расчетах

и рассуждениях реакция якоря будет считаться скомпенсированной, и магнитный поток двигателя постоянного тока с независимым возбуждением  $\Phi = const$ . Для двигателей с последовательным и смешанным возбуждением будем полагать магнитный поток зависящим от тока якоря в соответствии с кривой намагничивания. Это *второе допущение*, принятое в теории электропривода.

*Классификация механических и электромеханических характеристик* электроприводов по способу включения двигателя следующая:

1. Естественные характеристики в случае такого подключения двигателя к источнику питания, при котором выполняются условия  $U = U_H$ ,  $\Phi = \Phi_H$ ,  $R_{ВНЕШ} = 0$ , т.е. во внешних цепях двигателя нет добавочных сопротивлений.

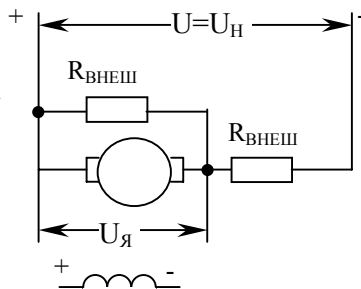
2. Искусственные характеристики, получаемые при одном из следующих способов:



2.1. При  $U = U_H$ ,  $\Phi = \Phi_H$ ,  $R_{ВНЕШ} \neq 0$ . При такой схеме включения последовательно с якорем (ротором асинхронного двигателя) включается добавочное

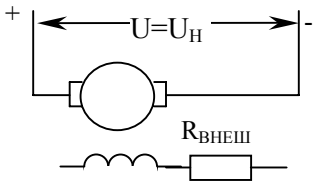
внешнее сопротивление, но потоков энергии, идущих вне главных цепей электрической машины, нет. Вся энергия, забираемая из питающей сети или отдаваемая в эту сеть, проходит через машину.

2.2. При  $\Phi = \Phi_H$ ,  $U_Я \neq U_H$ , якорь двигателя подключен к части  $R_{ВНЕШ}$  по так называемой потенциметрической схеме. Часть энергии, забираемой из сети или отдаваемой машиной, проходит через  $R_{ВНЕШ}$ .





2.3. При  $U=U_H$ ,  $R_{ВНЕШ}=0$ ,  $\Phi \neq \Phi_H$ . Внешнее сопротивление включено последовательно с обмоткой возбуждения для уменьшения магнитного потока двигателя. Магнитный поток двигателя может быть и больше номинального ( $\Phi > \Phi_H$ ) за счет питания обмотки возбуждения повышенным напряжением  $U_B > U_{BH}$ .



2.4. Характеристики, получаемые изменением напряжения питания якорной цепи ( $U=var!$ ) в различных схемах с регулируемыми источниками напряжения (Г-Д, ВП-Д, ЭМУ-Д, МУ-Д) или тока.

Заканчивая раздел об общих положениях, определениях и допущениях, принимаемых при изучении теории электропривода, следует сказать о *системе относительных единиц*, используемых при изложении курса. Во многих случаях введение системы относительных единиц позволяет значительно упростить расчетные формулы и тем самым снизить вероятность ошибок. Кроме того, расчеты упрощаются из-за операций с малыми цифровыми значениями величин. Введение относительных единиц при расчетах параметров и фазовых координат электропривода делает возможным пользование так называемыми универсальными характеристиками (то есть характеристиками в относительных единицах).

Обозначения относительных единиц в курсе теории электропривода ведется по правилу:

$$X^* = \frac{X}{X_{БАЗ}}$$

где  $X^*$  - относительное значение величины,

$X$  - абсолютное значение величины,

$X_{БАЗ}$  - базовое значение величины, принимаемое за единицу (или 100%).

За базовые значения, как правило, принимаются номинальные величины фазовых координат электрической машины. При отступлении от этого правила специально будет делаться упоминание о том, какая величина в данном случае принимается за базовую.

## **2.2 Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока с двигателями независимого возбуждения при двигательном режиме работы**

В системе относительных единиц для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением за базовые величины принимаются номинальные значения всех фазовых координат, кроме скорости вращения, для которой  $\omega_{БАЗ} = \omega_0$  – скорость идеального холостого хода двигателя.

Таким образом,  $\omega^* = \frac{\omega}{\omega_0}$ .

Для двигателей постоянного тока, в том числе для двигателей с независимым возбуждением вводится понятие так называемого номинального (или нормального) сопротивления цепи якоря:

$$R_H = \frac{U_H}{I_H}.$$

$R_H$  – реально несуществующее в электрической машине сопротивление, а абстрактная (расчетная) величина сопротивления, которое должна иметь цепь якоря, чтобы при номинальном напряжении ( $U_H$ ) в этой цепи протекал ток  $I_H$ .

Величина  $R_H$  принимается за базовую величину сопротивления в системе относительных единиц, то есть

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

### 2.2.1 Уравнения механических и электромеханических характеристик

Уравнение электромеханической характеристики  $\omega=f(i)$  следует из уравнения электрического равновесия цепи якоря

$$U_H = E + iR, \quad (2.3)$$

где  $R=R_{\text{я}}+r_{\text{ДОБ}}$  – полное сопротивление обмоток якоря в горячем состоянии ( $75^{\circ}\text{C}$ );  $r_{\text{ДОБ}}$  – добавочное сопротивление;

$R_{\text{я}}=r_{\text{я}}+r_{\text{ДП}}+r_{\text{КО}}+r_{\text{Щ}}$  – сопротивление обмоток якоря ( $r_{\text{я}}$ ), дополнительных полюсов ( $r_{\text{ДП}}$ ), компенсационной обмотки ( $r_{\text{КО}}$ ) и щеток ( $r_{\text{Щ}}$ ).

Величина  $r_{\text{Щ}}$  вычисляется по падению напряжения ( $\Delta U_{\text{Щ}}$ ) в щетках двигателя при протекании номинального тока

$$R_{\text{Щ}} = \frac{\Delta U_{\text{Щ}}}{I_H}. \quad (2.4)$$

Значения  $\Delta U_{\text{Щ}}$  могут быть разными в зависимости от типа щеток:

- для угольно графитовых щеток УГ-4 (наиболее распространенных)  $\Delta U_{\text{Щ}}=2$  В;
- для электро-графитных щеток типа ЭГ-4, ЭГ-8, ЭГ-12 –  $\Delta U_{\text{Щ}}=3$  В;
- для графитных щеток МГ-2 –  $\Delta U_{\text{Щ}}=0,5$  В.

В уравнении (2.3) противоЭДС якоря

$$E = C\Phi\omega, \quad (2.5)$$

где  $C = \frac{p}{a} \cdot \frac{N}{2\pi}$  – конструктивная постоянная двигателя ( $p$ ,  $a$  и  $N$  соответственно число пар полюсов, число пар параллельных ветвей и число стержней в обмотке якоря).

В общем случае магнитный поток ( $\Phi$ ) в выражении (2.5) имеет любое постоянное значение в зависимости от уровня возбуждения двигателя ( $\Phi > < \Phi_H$ ).

Из (2.3) и (2.5), решаемых совместно, следует уравнение *естественной электромеханической характеристики* (при  $\Phi = \Phi_H$  и  $R = R_{Я}$ ):

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi_H} - \frac{iR_{Я}}{C\Phi_H}. \quad (2.6)$$

Первое слагаемое в правой части (2.6) представляет собой скорость идеального холостого хода (при  $i=0$ ) –

$$\omega_0 = \frac{U_H}{C\Phi_H}, \quad (2.7)$$

а второе слагаемое – падение скорости ( $\Delta\omega$ ) при данной нагрузке (токе якоря  $i$ )–

$$\Delta\omega = \frac{iR_{Я}}{C\Phi_H}. \quad (2.8)$$

Уравнение электромеханической характеристики в относительных единицах получается, если (2.6) разделить на  $\omega_0$  и учесть ее значение по (2.7), а  $U_H = R_H \cdot I_H$ . Тогда

$$\omega^* = \frac{U_H \cdot C\Phi_H}{C\Phi_H \cdot U_H} - \frac{iR_{Я} \cdot C\Phi_H}{C\Phi_H \cdot I_H \cdot R_H};$$

$$\omega^* = 1 - i^* R_{Я}^*. \quad (2.9)$$

Уравнение *естественной механической характеристики*  $\omega = f(M)$  получается из уравнения электромеханической характеристики (2.6), если учесть, что  $M = C\Phi_H \cdot i$ . Тогда в абсолютных единицах

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi_H} - \frac{MR_{Я}}{(C\Phi_H)^2}, \quad (2.10)$$

а в относительных единицах

$$\omega^* = 1 - \frac{MR_{Я} \cdot C\Phi_H}{(C\Phi_H)^2 \cdot U_H} = 1 - \frac{MR_{Я}}{C\Phi_H \cdot I_H \cdot R_H}.$$

Учтя, что  $C\Phi_H I_H = M_H$  и  $M^* = \frac{M}{M_H}$ , получим

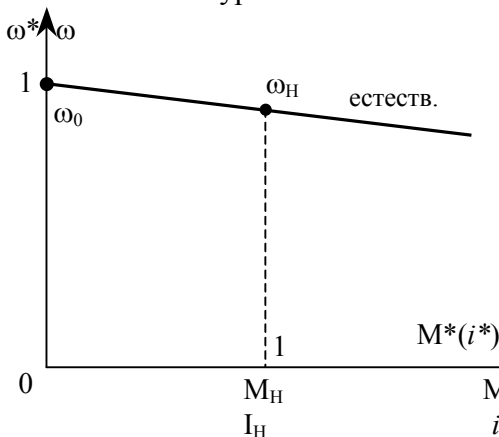
$$\omega^* = 1 - M^* R_{Я}^*. \quad (2.11)$$

Здесь  $M^* R_{я}^* = \Delta \omega^*$ .

Из приведенных выше соотношений следует, что

$$\omega^* = 1 - \Delta \omega^* = 1 - M^* R_{я}^* = 1 - i^* R_{я}^*, \quad (2.12)$$

то есть уравнения механических и электромеханических



характеристик двигателя с независимым возбуждением в относительных единицах совпадают, представляя единую линейную характеристику (см. рис. 2.11). Это и следовало ожидать, так как ток якоря и момент двигателя пропорциональны.

Рисунок 2.11

Рассмотрим теперь влияние параметров двигателя ( $R \neq R_{я}$ ,  $\Phi \neq \Phi_H$ ), а также величины питающего напряжения ( $U \neq U_H$ ) на вид механической и электромеханической характеристик.

На рис. 2.12 и 2.13 показано влияние на эти характеристики величин  $R$  и  $U$  при  $\Phi = const$ .

На рис. 2.12 при  $\Phi = const$  ток короткого замыкания ( $I_{кз}$ ) и момент короткого замыкания ( $M_{кз}$ ) определяются

как  $I_{кз} = \frac{U}{R}$ ,  $M_{кз} = C\Phi I_{кз}$  и зависят лишь от меняющихся величин  $R$  и  $U$ . Характеристики по рис. 2.12 при  $R = var$  называются *реостатными*.

На рис. 2.14 и 2.15 показаны электромеханические и механические характеристики двигателя с независимым возбуждением при изменении магнитного потока  $\Phi$  и не-

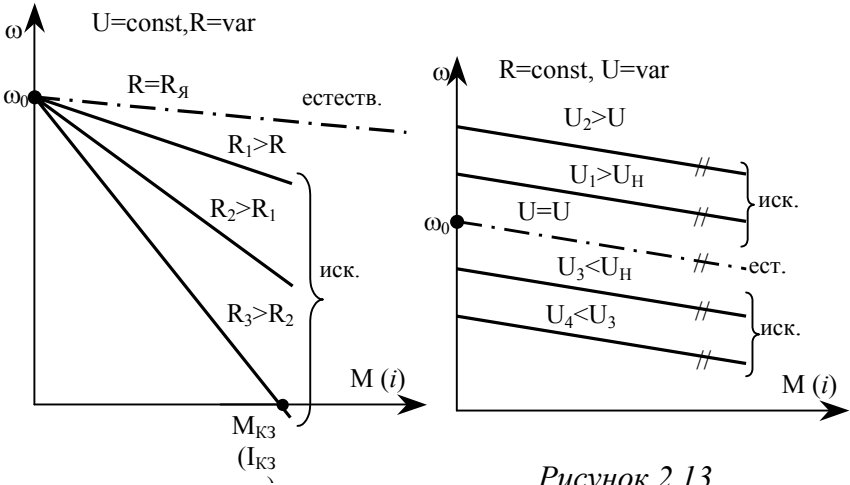


Рисунок 2.12

Рисунок 2.13

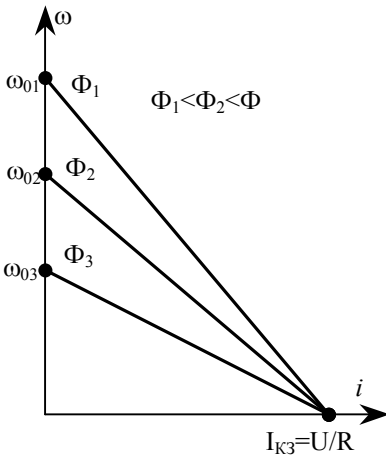


Рисунок 2.14

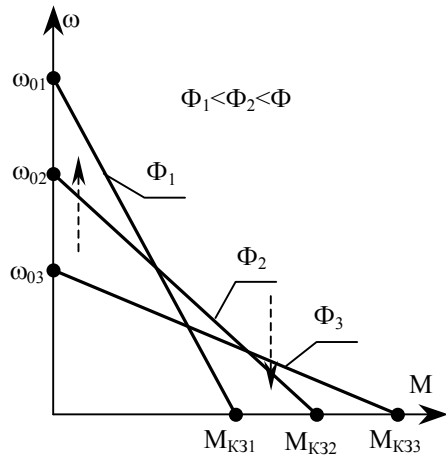


Рисунок 2.15

изменных значениях  $U$  и  $R$ .

Рассматривая механические характеристики на рис. 2.15, нетрудно видеть, что в зоне больших нагрузок ослабление магнитного потока приводит не к увеличению, а к

уменьшению скорости двигателя (это показано пунктирными стрелками). Явление уменьшения скорости двигателя с независимым возбуждением при ослаблении его магнитного потока называется *опрокидыванием регулирования*. Это явление можно объяснить тем, что при больших токах якоря и соответственно больших моментах нагрузки, падение скорости  $\Delta\omega = \frac{iR}{C\Phi} = \frac{MR}{(C\Phi)^2}$  при ослаблении потока из-за большого падения напряжения  $iR$  влияет на величину скорости больше, чем ослабление потока влияет на рост скорости  $\omega_0$  идеального холостого хода. Такое влияние ослабления поля легко видеть из уравнений электромеханической и механической характеристик, полученных ранее.



Из уравнения (2.6) электромеханической характеристики (в общем случае при  $R > R_{я}$  и  $\Phi \neq \Phi_H$ ) можно определить коэффициент жесткости ( $\beta_i$ ) этой характеристики и зависимость его от параметров  $\Phi$  и  $R$ .

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi} - \frac{iR}{C\Phi}, \quad d\omega = -\frac{R}{C\Phi} \cdot di, \quad \text{откуда}$$

$$\beta_i = \frac{di}{d\omega} = -\frac{C\Phi}{R}. \quad (2.13)$$

Для механической характеристики при таких же условиях получим:

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi} - \frac{MR}{(C\Phi)^2}, \quad d\omega = -\frac{R}{(C\Phi)^2} \cdot dM, \quad \text{откуда}$$

$$\beta_M = \frac{dM}{d\omega} = -\frac{(C\Phi)^2}{R}. \quad (2.14)$$

Если записать уравнения электромеханической и механической характеристик в относительных единицах, то есть

$\omega^* = 1 - i^* R^* = 1 - M^* R^*$ . Так как  $i^* = M^*$ , то  $d\omega^* = -R^* di^* = -R^* dM^*$ , откуда

$$\beta^* = \frac{di^*}{d\omega^*} = \frac{dM^*}{d\omega^*} = -\frac{1}{R^*}. \quad (2.15)$$



Из уравнений электромеханической или механической характеристик двигателя с независимым возбуждением получается очень важное в теории электропривода соотношение. Для вывода его введем абстрактное понятие «скольжение», которое не имеет физического смысла, а используется только в расчетной практике. По аналогии с асинхронными двигателями

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \Delta\omega^*.$$

Ранее из (2.12) следовало, что  $\Delta\omega^* = R^* i^* = R^* M^*$ . Поэтому

$$s = R^* i^* = R^* M^*. \quad (2.16)$$

При  $i^*=1$  (то есть при  $i=I_H$ ) и соответственно при  $M^*=1$  (то есть при  $M=M_H$ ) из (2.14) следует, что

$$s = R^*. \quad (2.17)$$

*В теории электропривода это соотношение лежит в основе аналитического и графического методов расчета пусковых сопротивлений в цепи якоря двигателя, что будет показано в дальнейшем.*

### 2.2.2 Построение электромеханических и механических характеристик

Так как характеристики  $\omega=f(i)$  и  $\omega=f(M)$  являются линейными, то для построения их (естественных либо искусственных) необходимо знать координаты каких-либо



двух точек. Такими точками могут быть заданные в каталоге значения  $\omega_H$ ,  $I_H$  (или  $M_H$ ). Для расчета остальных точек следует поступить следующим образом:

1. Рассчитать номинальный магнитный поток двигателя

$$C\Phi_H = \frac{U_H - I_H R_{Я}}{\omega_H};$$

2. Определить скорость идеального холостого хода (вторая точка для построения характеристики)

$$\omega_0 = \frac{U_H}{C\Phi_H} \quad (\text{в относительных единицах } \omega_0^* = 1);$$

3. Определить значение тока и момента короткого замыкания (эта точка удобна для построения искусственных реостатных характеристик)

$$I_{КЗ} = \frac{U_H}{R_{Я} + r_{ДОВ}}, \quad I_{КЗ}^* = \frac{I}{R_{Я}^* + r_{ДОВ}^*},$$

$$M_{КЗ} = C\Phi I_{КЗ}, \quad M_{КЗ}^* = I_{КЗ}^*.$$

Для выполнения всех этих расчетов кроме величин, задаваемых в каталоге или паспорте электродвигателя ( $P_H$ ,  $U_H$ ,  $I_H$ ,  $\omega_H$ ,  $\eta_H$ ) надо иметь значение сопротивления цепи якоря  $R_{Я}$ . Номинальный коэффициент полезного действия, если он не задан, легко рассчитывается по соотношению

$$\eta_H = \frac{P_H}{U_H I_H}.$$

Величина  $R_{Я}$  может быть приближенно найдена из условия, принимаемого при конструировании электрических машин постоянного тока, а именно  $R_{Я} I_H^2 \cong 0,5 \Delta P_H$  (то есть условия равенства половины номинальных потерь потерям в меди обмоток якоря).

Так как  $\Delta P_H = U_H I_H - P_H = U_H I_H - U_H I_H \eta_H = U_H I_H (1 - \eta_H)$ , то  $R_{Я} I_H^2 = 0,5 U_H I_H (1 - \eta_H)$ , откуда

$$R_{Я} = 0,5 R_H (1 - \eta_H), \quad R_{Я}^* = 0,5 (1 - \eta_H). \quad (2.18)$$

### 2.2.3 Структурные схемы двигателя с независимым возбуждением

Структурная схема является одним из способов математического описания электропривода как объекта управления (такой объект можно также описать с помощью передаточных функций, дифференциальных уравнений или частотных характеристик). Структурная схема используется как для решения задач статики, так и задач динамики. Она получается преобразованием двух уравнений электрического равновесия электромагнитной и механической частей электропривода:

уравнение электрического равновесия цепи якоря двигателя (электромагнитная часть объекта управления) –

$$U = C\Phi\omega + iR + L_{\text{я}}p i ; \quad (2.19)$$

уравнение движения, или уравнение равновесия в механической части объекта управления –

$$C\Phi i - C\Phi I_C = Jp\omega . \quad (2.20)$$

В этих уравнениях для общности рассмотрения принято  $U \neq U_H$ ,  $\Phi \neq \Phi_H$  и  $R = R_{\text{я}} + r_{\text{ДОБ}}$ , то есть рассматривается работа электропривода на любой из возможных искусственных электромеханических характеристик.

Из уравнения (2.19) получается передаточная функция электромагнитной части привода, а из (2.20) – передаточная функция его механической части:

$$U - E = iR(T_{\text{я}}p + 1), \quad W_{\omega}(p) = \frac{i(p)}{U - E(p)} = \frac{1/R}{T_{\text{я}}p + 1}, \quad (2.21)$$

$$i - I_C = \frac{J}{C\Phi} p\omega, \quad W_M(p) = \frac{\omega(p)}{i(p) - I_C} = \frac{C\Phi}{Jp}, \quad (2.22)$$

где  $T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R}$  - электромагнитная постоянная времени цепи якоря электродвигателя.

Из (2.21) и (2.22) видно, что электромагнитная часть привода с двигателем независимого возбуждения – это

апериодическое звено первого порядка (или так называемое инерционное (релаксационное) звено первого порядка), а механическая часть электропривода представляет собой интегрирующее звено.

В соответствии с полученными передаточными функциями составляется структурная схема, в которую вводится усилительное звено  $C\Phi$  для формирования внутренней обратной связи по ЭДС в электродвигателе (см. рис. 2.16).

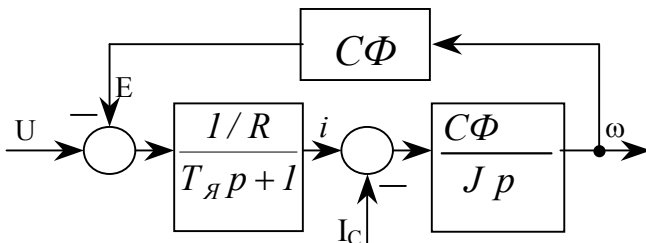


Рисунок 2.16

Если уравнение движения (2.20) записать не через токи  $i$  и  $I_C$ , а через моменты  $M$  и  $M_C$ , то вид структурной схемы электропривода несколько изменится. Деля левую и правую части соотношения (2.22) на  $C\Phi$ , получим

$$W_M(p) = \frac{\omega(p)}{M(p) - M_C} = \frac{1}{Jp}. \quad (2.23)$$

Умножая левую и правую части соотношения (2.23) на  $C\Phi$ , получим другое представление передаточной функции  $W_{\Sigma}(p)$ :

$$W_{\Sigma}(p) = \frac{M(p)}{U - E(p)} = \frac{C\Phi/R}{T_{\Sigma}p + 1}. \quad (2.24)$$

Используя передаточные функции  $W_M(p)$  по (2.23) и  $W_{\Sigma}(p)$  по (2.24), представим структурную схему электропривода в виде, показанном на рис. 2.17.

Далее в курсе теории электропривода будет введено понятие электромеханической постоянной времени

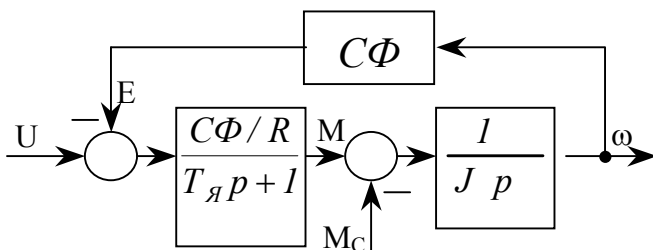


Рисунок 2.17

$T_M = \frac{JR}{(C\Phi)^2}$ , которая широко используется в расчетах переходных процессов. Из выражения для  $T_M$  следует, что  $J = \frac{(C\Phi)^2 T_M}{R}$ . Заменив в структурных схемах рис. 2.17 и рис. 2.16 величину  $J$  через  $T_M$ , получим следующее изображение структурных схем электропривода с двигателем

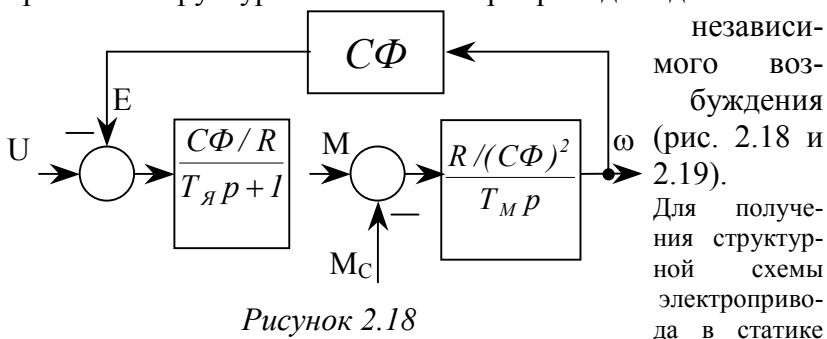


Рисунок 2.18

независимого возбуждения (рис. 2.18 и 2.19).

Для получения структурной схемы электропривода в статике

(то есть для установившегося режима работы) необходимо в полученных выше структурных схемах положить  $p=0$  (после оконча-

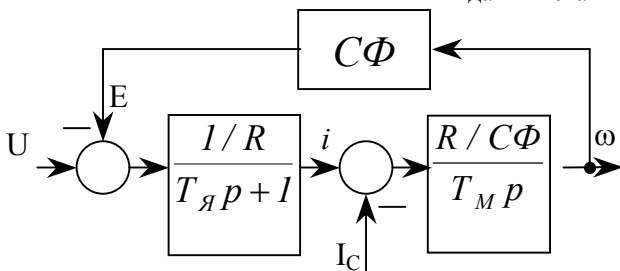


Рисунок 2.19

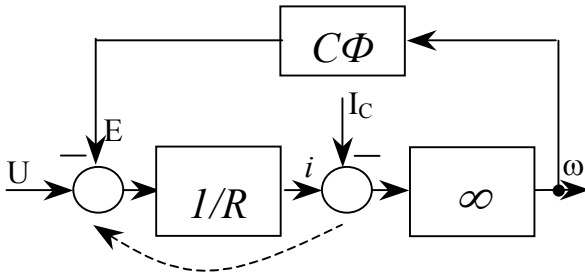


Рисунок 2.20

ния переходного процесса производные по времени всех фазовых координат двигателя будут равны нулю). Например, выполняя это преобразование в структурной схеме рис. 2.19, по-

лучим схему, показанную на рис. 2.20.

После этого необходимо выполнить ряд преобразований полученной структурной схемы, пользуясь правилами таких преобразований, изучаемых в курсе теории автоматического управления. Далее на рис. 2.21 показана последовательность этих преобразований.

Из рис. 2.21, г следует, что

$$(U - I_c R) \cdot \frac{1}{C\Phi} = \omega, \quad (2.6)$$

то есть ранее полученное уравнение (2.6) электромеханической характеристики электропривода, записанное для  $U=U_H$ ,  $\Phi=\Phi_H$ ,  $R=R_{я}$ . Для установившегося режима работы  $i=I_c$ .

## 2.3 Расчеты пусковых сопротивлений в цепи якоря двигателя с независимым возбуждением

### 2.3.1 О процессах пуска двигателя

Сопротивление цепи якоря в двигателе независимо возбуждения достаточно мало,  $R_{я}^* \cong 0,04 - 0,06$ . Поэтому при включении якоря на полное напряжение  $U_H^* = 1$  пусковой ток будет весьма велик,  $I_{пvc}^* = \frac{U_H^*}{R_{я}^*} \cong \frac{1}{0,05} = 20$ . Столь

большой ток недопустим по условиям коммутации, так как вызовет искрение в щеточном контакте на коллекторе. Кроме того, будут недопустимы электродинамические усилия в стержнях якоря и толчки момента на валу двига-

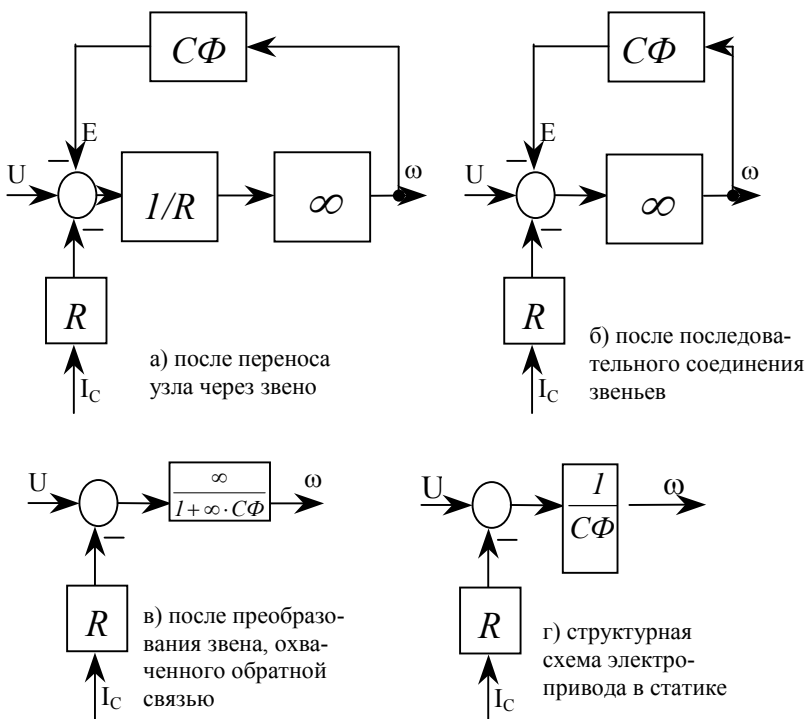


Рисунок 2.21

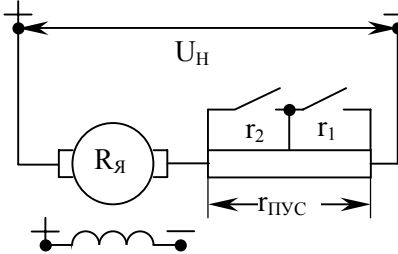
теля.

Поэтому пуск двигателя производится с ограничением пускового тока до значений  $I_{пвс}^* = 1,5 - 3,0$  путем включения в цепь якоря добавочных (так называемых пусковых) сопротивлений ( $r_{пвс}$ ).

При увеличении в процессе пуска скорости двигателя и, следовательно, противоЭДС при данном  $R = const$  пусковой ток в якоря двигателя будет уменьшаться, уменьшится и пусковой момент ( $M_{пвс}$ ), то есть ускорение электропривода. Для поддержания уровня ускорения в

процессе пуска постепенно (а практически всегда ступенчато) уменьшают пусковое сопротивление, увеличивая  $i$  и  $M$ . Таким образом, возникает необходимость в расчете величины  $r_{ПВС}$  и разбивки этого сопротивления на несколько ступеней.

Толчки тока при переключении ступеней пусковых сопротивлений выбирают равными для каждой ступени пуска и допустимыми по условиям коммутации. Эти максимальные толчки тока (момента) при каждом переключении далее будут обозначаться как  $I_1 (M_1)$ . Переключения ступеней пускового сопротивления ведется при некотором токе (моменте), называемом током (моментом) переключения  $I_2 (M_2)$ , величина которого для всех ступеней выбирается одной и той же.



На рис. 2.22 и 2.23 показаны схема цепи якоря двигателя с двумя ступенями пускового сопротивления ( $r_1$  и  $r_2$ ), а также *нормальная*

Рисунок 2.22

*пусковая диаграмма с механическими характеристиками, переключения по которым производятся при  $I_1^*(M_1^*) = const$  и  $I_2^*(M_2^*) = const$ .*

*Величины  $M_1 (i_1)$  и  $M_2$*

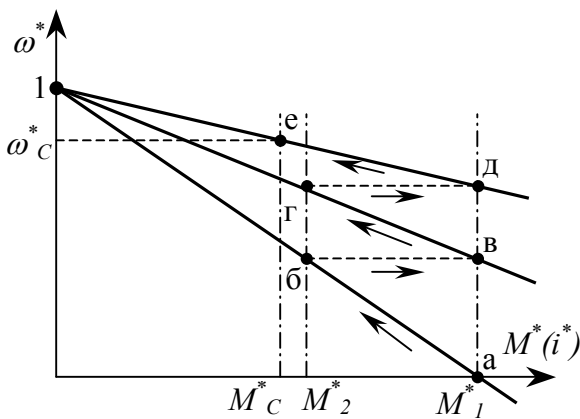


Рисунок 2.23

( $i_2$ ) для двигателей независимого возбуждения выбираются в следующих пределах:

$$M_1^*(i_1^*) = 1,5 - 3,0 ; M_2^*(i_2^*) \geq (1,1 - 1,2)M_c^*(i_c^*) , \quad (2.25)$$

где  $M_c^*(i_c^*)$  - момент (ток) статической нагрузки двигателя.

Графики переходных процессов  $M^*(t)$  или  $i^*(t)$  и  $\omega^*(t)$ , соответствующие пусковой диаграмме рис. 2.23, показаны на рис. 2.24. Характерные точки переходных процессов  $M(t)$  и  $\omega(t)$  на рис. 2.23 и 2.24 имеют одно и то же обозначение.

Переходные процессы  $M(t)$ ,  $i(t)$  и  $\omega(t)$  протекают по экспоненциальному закону, соответствующему решению дифференциального уравнения первого порядка, каким является уравнение движения электропривода

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

При рассмотрении пуска по нормальной пусковой диаграмме не учитывается действие ЭДС самоиндукции

$$L_{я} \frac{di}{dt} , \text{ которая}$$

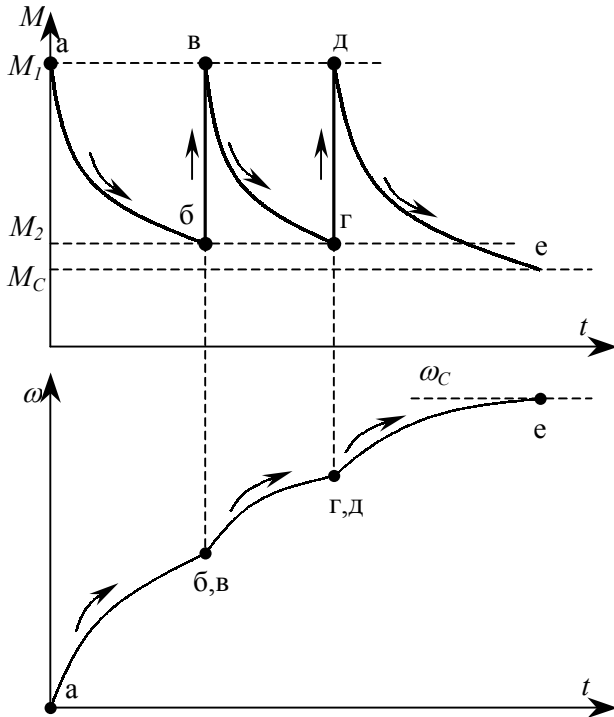


Рисунок 2.24



направлена против напряжения, приложенного к якору двигателя, и поэтому уменьшает толчки тока в якоре при пуске, замедляет процесс  $i(t)$ . Это хорошо видно по уравнению электрического равновесия цепи якоря –

$$U_H = E + iR + L_{я} \frac{di}{dt}.$$

Сглаживающее действие ЭДС самоиндукции позволяет осуществлять прямой пуск двигателя (то есть пуск при  $r_{ПВС}=0$ ) при малой мощности (до 0,5 кВт).

На процесс пуска оказывает также влияние реакция якоря. Несмотря на наличие компенсационной обмотки в цепи якоря двигателя во время переходного процесса реакция якоря полностью не компенсируется, ее действие ослабляет магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, и, следовательно, увеличивает толчки пускового тока в якоре.

Так как ЭДС самоиндукции и реакция якоря действуют как бы во встречных направлениях, то реальный ток якоря при пуске мало отличается от расчетного, получаемого без учета ЭДС самоиндукции и реакции якоря.

Поэтому в теории электропривода принято проводить расчеты пусковых сопротивлений для пуска по нормальной пусковой диаграмме с линейными электромеханическими (механическими) характеристиками.

*Реостатный пуск* двигателя с независимым возбуждением по нормальной пусковой диаграмме может быть *форсированным* или *нормальным*.

При форсированном пуске выбирают (задаются) максимальным (по условиям коммутации) пусковым током  $I_1^* \approx 2,5 - 3$ , или же максимально допустимым по перегрузочной способности пусковым моментом  $M_1^* \approx 2,5 - 3$ . При этом рассчитывается или подбирается (в зависимости от используемой методики расчета  $r_{ПВС}$ ) ток (момент) пере-

ключения  $I_2^*(M_2^*)$ , которые должны удовлетворять условию:

$$I_2^* \geq (1,1-1,2)I_C^* \text{ или } M_2^* \geq (1,1-1,2)M_C^* .$$

При нормальном пуске выбирается по этому же условию постоянное значение тока (момента) переключения, а подбирается (или рассчитывается) значение максимального пускового тока  $I_1^*$  или пускового момента  $M_1^*$ , величина которых не должна превышать допустимых коммутационных значений тока якоря или перегрузочной способности по моменту.

Пусковые сопротивления в цепи якоря двигателя можно определить графическим или аналитическим методами.

### *2.3.2 Графический метод расчета пусковых сопротивлений*

Метод основан на использовании соотношения (2.17), полученного ранее в разделе 2.2.1, а именно  $s=R^*$  или  $\Delta\omega^*=R^*$  при  $M^*=I$  для электродвигателя с линейными механическими характеристиками.

Последовательность выполнения графического расчета пусковых сопротивлений следующая.

В начале (для заданного числа пусковых ступеней  $m$ ) строится естественная механическая характеристика, задаются указанным ранее в (2.25) максимальным пусковым моментом  $M_1^*$  (для форсированного пуска) или моментом переключения  $M_2^*$  (для нормального пуска). Для форсированного пуска подбирается такое значение  $M_2^*$ , а для нормального пуска такое значение  $M_1^*$ , чтобы построением получить нормальную пусковую диаграмму. Число ступеней  $m$  (если есть возможность) стараются выбрать меньше (2-3), чтобы удешевить привод.

Затем наносят линию  $M=M_H$  ( $M^*=1$ ), отсчитывают на ней величины пусковых сопротивлений в относительных единицах и переводят их в абсолютные по соотношению:

$$r = r^* \cdot R_H .$$

На рис. 2.25 показана нормальная пусковая диаграмма при  $m=2$ . Величины сопротивлений, соответствующие отрезкам на линии  $M=M_H$  этой диаграммы, следующие:

$$r_1^* = \overline{lm} ; r_2^* = \overline{mn} ;$$

$$R_{Я}^* = \Delta\omega^* = s_H = \overline{np} ;$$

$$R_2^* = \overline{mp} ; R_1^* = \overline{lp} .$$

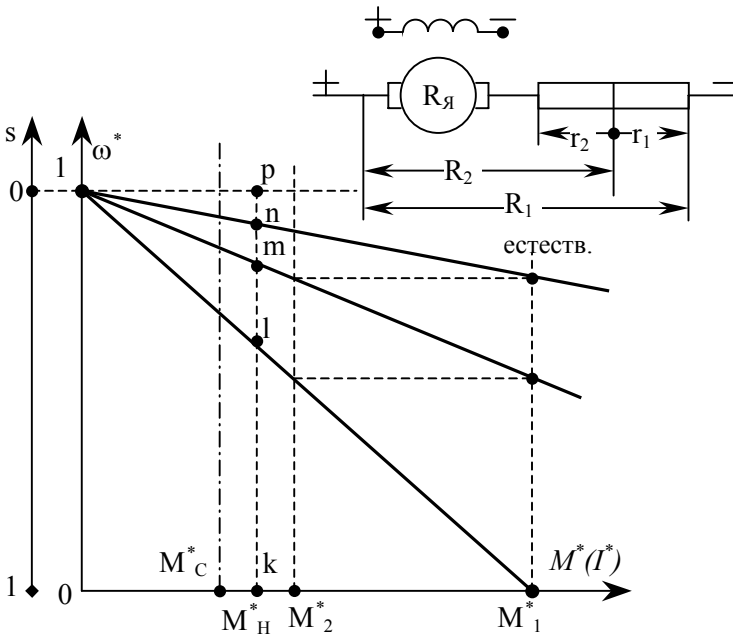


Рисунок 2.25

Масштаб, то есть соотношение отрезков пусковой

диаграммы величинам сопротивлений, устанавливается по значению сопротивления

$$R_l = \frac{U_H}{I_l} \quad (\text{или } R_l^* = \frac{I}{I_l^*}).$$

### 2.3.3 Аналитический метод расчета пусковых сопротивлений

О с н о в а  
м е т о д а .

Этот метод расчета, также как и графический метод, основан на соотношении  $s=R^*$  при  $M^*=1$ . Вывод расчетных формул делается далее для двухступенчатого реостатного пуска по нормальной пусковой диаграмме, показанной на рис.

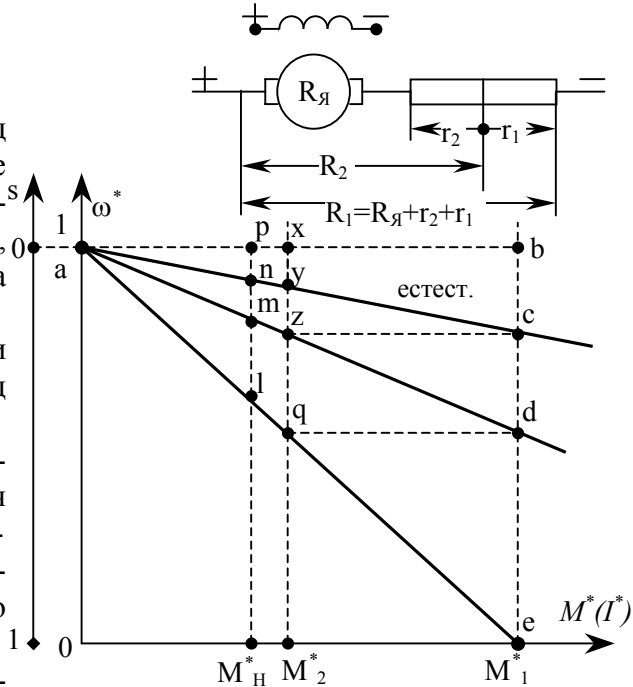


Рисунок 2.26

2.26. В отличие от диаграммы рис. 2.25 здесь нанесены на линиях моментов  $M_1$  и  $M_2$  обозначения точек, необходимых для пояснения аналитического метода расчета.

Рассмотрим вывод основных расчетных формул аналитического метода определения пусковых сопротив-

лений.

Из подобия треугольников  $\Delta abc \sim \Delta apn$ ,  $\Delta abd \sim \Delta apm$ ,  $\Delta abe \sim \Delta apl$  следует:

$$f = \frac{\overline{ab}}{\overline{ap}} = \frac{\overline{bc}}{\overline{pn}} = \frac{\overline{bd}}{\overline{pm}} = \frac{\overline{be}}{\overline{pl}}. \quad (2.26)$$

В соответствии с соотношением  $s=R^*$ :

$$\overline{pn} = R_{\mathcal{A}}^*; \quad \overline{pm} = R_2^*; \quad \overline{pl} = R_1^*.$$

Поэтому можно соотношение (2.26) записать так:

$$f = \frac{\overline{ab}}{\overline{ap}} = \frac{\overline{bc}}{R_{\mathcal{A}}^*} = \frac{\overline{bd}}{R_2^*} = \frac{\overline{be}}{R_1^*}. \quad (2.27)$$

Из (2.27) следует, что

$$\left. \begin{aligned} \overline{bc} &= f \cdot R_{\mathcal{A}}^*, \\ \overline{bd} &= f \cdot R_2^*, \\ \overline{be} &= f \cdot R_1^*. \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

Здесь  $f$  – коэффициент пропорциональности. Таким образом, отрезки на линии момента  $M_1 = const$  (то есть отрезки  $\overline{bc}$ ,  $\overline{bd}$ ,  $\overline{be}$ ) пропорциональны соответствующим сопротивлениям цепи якоря.

Обозначим отношение моментов  $M_1$  и  $M_2$  как

$$\lambda = \frac{M_1}{M_2}. \quad (2.29)$$

Из подобия треугольников, образованных характеристиками и линиями  $M_1 = const$ ,  $M_2 = const$  следует:

$$\frac{\overline{bd}}{\overline{xz}} = \frac{M_1}{M_2} = \lambda; \quad \frac{\overline{be}}{\overline{xq}} = \frac{M_1}{M_2} = \lambda. \quad (2.30)$$

Для нормальной пусковой диаграммы переключения пусковых сопротивлений производятся при  $\omega = const$ , и поэтому будет справедливо:

$$\overline{xz} = \overline{bc}; \quad \overline{xq} = \overline{bd}.$$

Учитывая это, получим:

$$\left. \begin{aligned} \overline{bd} &= \lambda \cdot \overline{xz} = \lambda \cdot \overline{bc}; \\ \overline{be} &= \lambda \cdot \overline{xq} = \lambda \cdot \overline{bd}. \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

Из соотношений (2.31) и (2.28) следует:

$$\left. \begin{aligned} f \cdot R_2^* &= \lambda \cdot f \cdot R_{Я}^*, \\ f \cdot R_1^* &= \lambda \cdot f \cdot R_2^*, \end{aligned} \right\}$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} R_2^* &= \lambda \cdot R_{Я}^*, \\ R_1^* &= \lambda \cdot R_2^* = \lambda^2 \cdot R_{Я}^*. \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

Соотношения (2.32) – основные соотношения аналитического метода расчета пусковых сопротивлений.

Из (2.32) можно получить следующие расчетные формулы:

$$\left. \begin{aligned} r_2^* &= R_2^* - R_{Я}^* = \lambda \cdot R_{Я}^* - R_{Я}^* = R_{Я}^*(\lambda - 1), \\ r_1^* &= R_1^* - R_2^* = \lambda^2 \cdot R_{Я}^* - \lambda \cdot R_{Я}^* = R_{Я}^*\lambda(\lambda - 1) = \lambda r_2^*. \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

В общем случае, при числе пусковых ступеней « $m$ »:

$$\left. \begin{aligned} R_1^* &= \lambda^m \cdot R_{Я}^*, & r_m^* &= R_{Я}^*(\lambda - 1), \\ R_2^* &= \lambda^{m-1} \cdot R_{Я}^*, & r_{m-1}^* &= r_m^* \lambda, \\ \dots & & \dots & \\ R_m^* &= \lambda \cdot R_{Я}^*. & r_1^* &= r_2^* \lambda. \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

В общем случае пуска с « $m$ » ступенями:

$$R_1^* = \lambda^m \cdot R_{Я}^*. \quad (2.35)$$

Так как коэффициент  $\lambda$  определяется по соотношению моментов  $M_1$  и  $M_2$ , величина которых зависит от режима пуска (форсированный или нормальный пуск), то есть от того, каким из этих моментов задаются, а какой рассчитывают из условия получения нормальной пусковой диаграммы, то дальнейший расчет пусковых сопротивлений ведется в соответствии с принятым режимом пуска.

Расчет при форсированном пуске для заданного числа ступеней  $m$ . В этом

случае задаются максимальным допустимым пусковым моментом или током ( $M_1^*$  или  $I_1^*$ ). Затем на основании общего соотношения (2.35) находят

$$\lambda = \sqrt[m]{\frac{R_1^*}{R_{\text{Я}}^*}}. \quad (2.36)$$

Но так как  $R_1^* = \frac{U_H^*}{I_1^*} = \frac{I}{I_1^*} = \frac{I}{M_1^*}$ , то

$$\lambda = \sqrt[m]{\frac{I}{M_1^* \cdot R_{\text{Я}}^*}} = \sqrt[m]{\frac{I}{I_1^* \cdot R_{\text{Я}}^*}}. \quad (2.37)$$

По найденному значению  $\lambda$  вычисляется  $M_2^* = \frac{M_1^*}{\lambda}$

или  $I_2^* = \frac{I_1^*}{\lambda}$ , величины которых проверяются на удовлетворение условию  $M_2^* \geq (1,1-1,2)M_C^*$  или  $I_2^* = (1,1-1,2)I_C^*$ . После этого вычисляются значения каждой ступени пускового сопротивления по формулам (2.34).

Расчет при нормальном пуске для заданного числа ступеней  $m$ . В этом случае следует задаться моментом или током переключения  $M_2^* \geq (1,1-1,2)M_C^*$ ,  $I_2^* \geq (1,1-1,2)I_C^*$  и аналитически рассчитать  $\lambda$ , выведя для этого следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \lambda &= \sqrt[m]{\frac{I}{M_1^* \cdot R_{\text{Я}}^*}} = \sqrt[m]{\frac{I}{\lambda M_2^* \cdot R_{\text{Я}}^*}} = \left(\frac{I}{\lambda}\right)^{\frac{1}{m}} \sqrt[m]{\frac{I}{M_2^* \cdot R_{\text{Я}}^*}}; \\ \lambda \cdot \lambda^{\frac{1}{m}} &= \lambda^{1+\frac{1}{m}} = \sqrt[m]{\frac{I}{M_2^* \cdot R_{\text{Я}}^*}}; \quad \lambda^{\frac{1+m}{m}} = \left(\frac{I}{M_2^* \cdot R_{\text{Я}}^*}\right)^{\frac{1}{m}}; \quad \lambda^{l+m} = \frac{I}{M_2^* \cdot R_{\text{Я}}^*}; \\ \lambda &= {}^{1+m}\sqrt{\frac{I}{M_2^* \cdot R_{\text{Я}}^*}}, \quad \text{или} \quad \lambda = {}^{1+m}\sqrt{\frac{I}{I_2^* \cdot R_{\text{Я}}^*}}. \end{aligned} \quad (2.38)$$

Вычислив по (2.38) величину  $\lambda$ , определяют затем  $M_1^*$  или  $I_1^*$ , значения которых не должны превышать до-

пустимых по перегрузке на валу двигателя или же по его коммутационной способности.

После этого по формулам (2.34) вычисляются значения каждой ступени пускового сопротивления.

Расчет при форсированном или нормальном пуске при не заданном значении числа ступеней  $m$ . В этом случае в соответствии с режимом пуска надо задаться  $M_1^*$  или  $M_2^*$  (или соответствующими токами  $I_1^*$ ,  $I_2^*$ ) и аналитически определить необходимое число « $m$ ». При этом необходимо так подобрать  $M_1^*$  или  $M_2^*$  (или соответствующие им токи  $I_1^*$  и  $I_2^*$ ), чтобы получить целое число пусковых ступеней « $m$ ».

По найденным таким образом величинам  $M_1^*$  и  $M_2^*$  (или соответствующим им токам) определяют  $\lambda$  и далее значения ступеней пусковых сопротивлений по соотношениям (2.34).

Величина  $m$  рассчитывается следующим образом. Так как по (3.13)

$$\lambda = \sqrt[m]{\frac{I}{M_1^* \cdot R_{я^*}}}, \text{ то } \lg \lambda = \frac{1}{m} \lg \frac{I}{M_1^* \cdot R_{я^*}}, \text{ откуда}$$

$$m = \frac{\lg \frac{I}{M_1^* \cdot R_{я^*}}}{\lg \frac{M_1^*}{M_2^*}}. \quad (2.39)$$

Если на режим пуска не накладывается каких-либо ограничений, то не следует принимать  $m$  более  $2 \div 4$ .

В некоторых случаях для избежания больших толчков момента при пуске (например, для электроприводов шахтных подъемников с реостатным пуском двигателя)  $m=6-7$ .





Аналитический метод расчета точнее графического метода и требует меньше затрат времени. Применение его предпочтительнее.

Графический метод более нагляден, но менее точен, чем аналитический. Графический метод хорошо применять при пуске по не нормальной пусковой диаграмме (с разными пиками токов на отдельных ступенях), когда применение аналитического метода невозможно.

#### *2.3.4 Предварительные ступени пускового сопротивления и их расчет*

Предварительная ступень пускового сопротивления необходима для того, чтобы выбрать все люфты в передачах и привести их в натянутое состояние. Это обеспечивает пуск двигателя без ударов в механизме, что особенно важно для реверсивных электроприводов и для механизмов со знакопеременной нагрузкой (толкатели, манипуляторы и др.).

Сопротивление  $r_{ПРЕД}^*$  выбирается таким образом, чтобы получить  $M_{ПРЕД} < M_C$ , иначе начнется движение электропривода.

Величину предварительной ступени сопротивления  $r_{ПРЕД}$  можно вычислить графически или аналитически.

**Графический метод.** Величина  $r_{ПРЕД}^*$  определяется по отрезку на линии  $M_H$  ( $M_H^* = 1$ ) пусковой диаграммы между первой пусковой и предварительной механическими характеристиками (см. рис. 2.27). Масштаб при определении этого сопротивления рассчитывается так же, как это указано ранее в 2.3.2.

**Аналитический метод.** Величина  $r_{ПРЕД}^*$  рассчитывается после того, как выбраны значения  $M_{ПРЕД}^*$  или  $I_{ПРЕД}^*$ . После этого находится полное сопротивление

цепи якоря в момент его включения (см. рис. 3.6):

$$R^* = R_{\text{я}}^* + r_{\text{ПВС}}^* + r_{\text{ПРЕД}}^* = \frac{I}{I_{\text{ПРЕД}}^*} = \frac{I}{M_{\text{ПРЕД}}^*}, \text{ откуда}$$

$$r_{\text{ПРЕД}}^* = R^* - R_{\text{я}}^* - r_{\text{ПВС}}^*, \quad (2.40)$$

где величина  $r_{\text{ПВС}}^*$  должна быть найдена ранее.

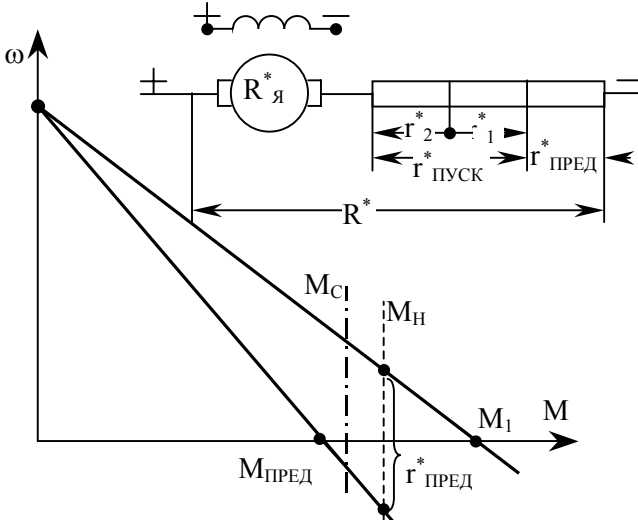


Рисунок 2.27

Очень редко могут использоваться две предварительные ступени пускового сопротивления. Такие сопротивления рассчитываются так, чтобы обеспечить равные толчки момента при выборке люфтов.

При торможении электропривода в режиме противовключения (будет рассматриваться далее)  $r_{\text{ПРЕД}}$  получается как бы автоматически за счет тормозной ступени (ступени противовключения).

## 2.4 Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока с двигателями независимого возбуждения при генераторных режимах работы

### 2.4.1 Характеристики двигателя в генераторном режиме работы с рекуперацией энергии в сеть

Если продолжить механическую (электромеханическую) характеристику двигателя с независимым возбуждением из I-го квадранта во II-й, то получаемый в этом случае режим работы электрической машины при  $\Phi = const$  характеризуется следующим (рис. 2.28):  $\omega > \omega_0$  и, следовательно,  $E > U_H$ .

Если для двигательного режима в I-м квадранте  $I = \frac{U_H - E}{R}$ , то при работе во II-м квадранте ток якоря меняет направление, так как  $|E| > |U_H|$ . В этом случае

$$I = -\frac{E - U_H}{R}. \quad (2.41)$$

Следовательно, изменится и знак вращающего момента на валу двигателя. Отрицательный знак вращающего

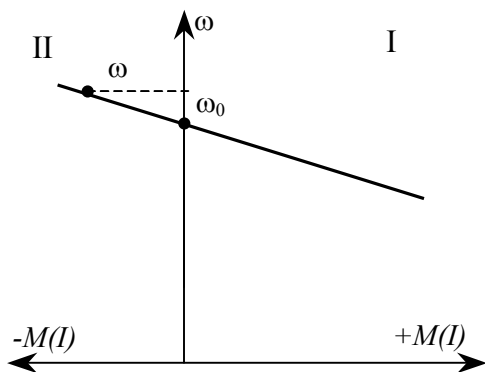


Рисунок 2.28

момента на валу двигателя свидетельствует о тормозном режиме работы электрической машины. С энергетической точки зрения это генераторный режим с рекуперацией энергии в сеть, или так называемое рекуперативное торможение (regeneration (англ.) – возврат). В

этом режиме механическая энергия, поступающая на вал двигателя от исполнительного механизма (рабочей маши-

ны), преобразуется в электрическую энергию и отдается (генерируется) в сеть постоянного тока. Таким образом, электрическая машина с фазовыми координатами во II-м квадранте работает генератором параллельно с сетью.

В генераторном режиме рекуперативного торможения скорость вращения двигателя определяется по тому же уравнению, что и для двигательного режима, но с учетом изменившегося знака тока якоря (момента), а именно:

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi_H} - \frac{R}{C\Phi_H} \cdot (-I) = \frac{U_H}{C\Phi_H} + \frac{R|I|}{C\Phi_H}; \quad (2.42)$$

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi_H} + \frac{R|M|}{(C\Phi_H)^2}. \quad (2.43)$$

Таким образом, в режиме рекуперативного торможения с ростом сопротивления цепи якоря растет и скорость двигателя при неизменном моменте сопротивления движению (см. рис. 2.29).

Энергетика генераторного режима с рекуперацией энергии в сеть описывается уравнением баланса мощности, получаемым из уравнения электрического равновесия цепи якоря:

$E = U_H + IR$ , откуда умножая на  $I$ , получим

$$EI = U_H I + I^2 R, \quad (2.44)$$

где  $EI$  - мощность на валу (механическая мощность  $EI = C\Phi_H \omega I = M\omega = P$ );

$U_H I$  - электрическая мощность, отдаваемая в сеть;

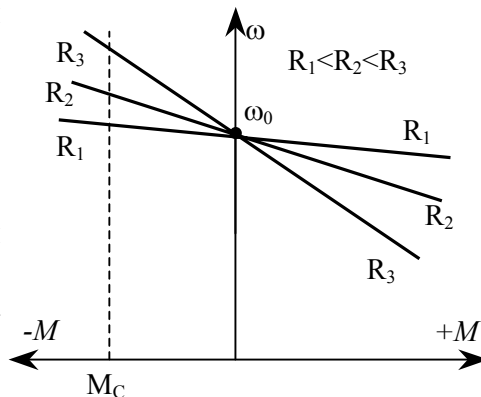


Рисунок 2.29

$I^2R$  - мощность потерь в цепи якоря.

Генераторный режим рекуперативного торможения может быть получен следующим образом:

1) при вращении электродвигателя посторонним источником (другим двигателем или исполнительным механизмом) со скоростью  $\omega > \omega_0$  (например, в грузоподъемных механизмах);

2) при ослаблении магнитного потока двигателя (для разгона его) с последующим усилением потока для уменьшения скорости, как это показано на рис. 2.30.

Из установившегося двигательного режима в точке  $A$  двигатель переводится в двигательный же режим в точке  $C$  путем ослабления магнитного потока.

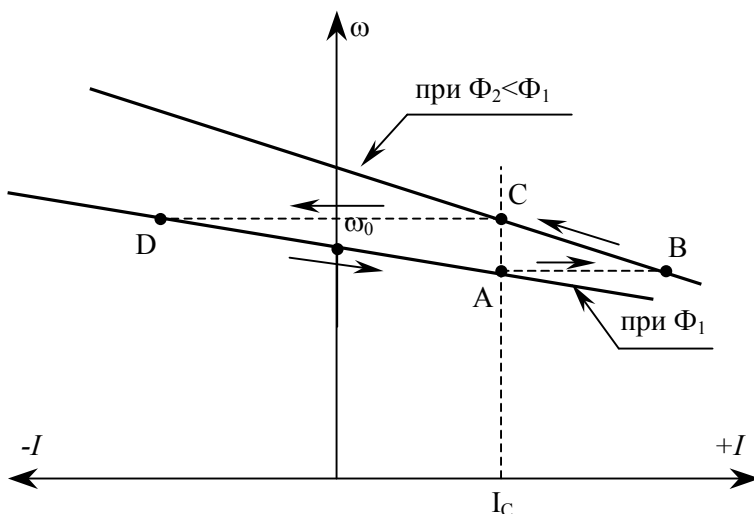


Рисунок 2.30

Второе переключение двигателя – это усиление потока и переход из точки  $C$  в точку  $D$ . Затем двигатель начинает уменьшать свою скорость, работая во II квадранте в генераторном режиме до скорости  $\omega = \omega_0$ . Заключительный этап торможения до точки  $A$  проходит в двигательном ре-

жиме. Рассматривать переключение режимов работы двигателя в соответствии с рис. 2.30 следует с учетом допущения о мгновенном изменении магнитного потока, то есть при постоянстве скорости в моменты переключения (линии  $AB$  и  $CD$ ).

### 2.4.2 Характеристики двигателя в генераторном режиме динамического торможения

Динамическое торможение происходит при отключении работающего двигателя от питающей сети и замыкании его якорной цепи на сопротивление  $r_{дт}$  при включенной обмотке возбуждения, то есть при сохранении  $\Phi = const$  (см. рис. 2.31).

При динамическом торможении запас кинетической энергии электропривода, полученный им при работе в двигательном режиме ( $A = J \frac{\omega^2}{2}$ ) преобразуется в электри-

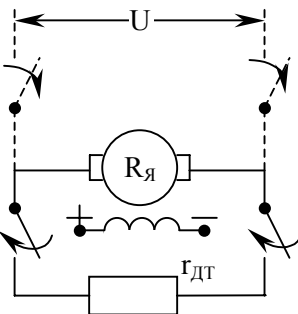


Рисунок 2.31

ческую энергию (машина будет работать генератором), расходуемую на нагрев сопротивлений в цепи якоря ( $R = R_я + r_{дт}$ ). Электрическая энергия преобразуется в тепловую. При этом часть запасенной кинетической энергии расходуется на механические потери (потери на трение в подшипниках и о воздух).

Уравнение электромеханической и механической характеристик при динамическом торможении следует из уравнения электрического равновесия цепи якоря при отсутствии напряжения питающей сети, то есть при  $U = 0$ .  $U = E + IR$ , откуда при  $U = 0$   $E = C\Phi_H\omega = -IR$ , или

$$\omega = -\frac{IR}{C\Phi_H}. \quad (2.45)$$

Так как  $M = C\Phi_H I$ , то

$$\omega = -\frac{MR}{(C\Phi_H)^2}. \quad (2.46)$$

В относительных единицах эти уравнения характеристик будут иметь вид (учтя при преобразовании, что  $C\Phi_H = \frac{U_H}{\omega_0}$ ;  $R_H = \frac{U_H}{I_H}$ ;  $M = C\Phi_H I$ ;  $I^* = I/I_H$ ;  $R^* = R/R_H$ ):

$$\omega^* = -I^* R^*; \quad \omega^* = -M^* R^*. \quad (2.47)$$

Эти уравнения показывают, что при положительной скорости двигателя его ток якоря (момент на валу) отрицательный, то есть характеристики проходят во II-м квадранте через начало координат. При положительном токе якоря (моменте) скорость двигателя отрицательна, то есть характеристика динамического торможения в данном случае проходит в IV квадранте.

Жесткость характеристик динамического торможения определяется (так же, как и для двигательного режима) величинами сопротивления цепи якоря и значением магнитного потока возбуждения.

Из (2.45) и (2.46) следует, что

$$d\omega = -\frac{R}{C\Phi_H} dI; \quad d\omega = -\frac{R}{(C\Phi_H)^2} dM,$$

откуда величины коэффициентов жесткости электромеханической ( $\beta_i$ ) и механической ( $\beta_M$ ) характеристик будут равны:

$$\beta_i = \frac{d\omega}{dI} = -\frac{R}{C\Phi_H}; \quad \beta_M = \frac{d\omega}{dM} = -\frac{R}{(C\Phi_H)^2}. \quad (2.48)$$

Из этих соотношений видно, что с ростом сопротивления цепи якоря жесткость (коэффициент жесткости) характеристик уменьшается. На рис. 2.31 показаны переключение двигателя в режим динамического торможения (из точки *A* в точку *B*) и влияние сопротивления цепи якоря на жесткость характеристик.

Энергетика режима динамического торможения следует из уравнения баланса мощности  $E = IR$ , откуда

$$EI = I^2 R. \quad (2.49)$$

Это уравнение показывает, что механическая энергия ( $A = J \frac{\omega^2}{2}$ ) преобразовывается в электрическую (за вычетом части энергии, идущей на механические потери при трении в подшипниках и о воздух) и расходуется на нагрев сопротивлений в цепи якоря.

Для обеспечения необходимого режима динамического торможения нужно правильно рассчитать величину полного сопротивления  $R$  контура динамического торможения и добавочного сопротивления  $\Pi$

$r_{ДТ}$ , входящего в этот контур. Из приведенного выше уравнения электрического равновесия цепи якоря при динамическом торможении следует, что  $R = \frac{E}{I}$  (здесь  $I$  берется по абсолютному значению без учета знака). Расчет

$R$  ведется по этому соотношению для  $E = E_{МАКС}$  и  $I = I_{ДОП}$ , где  $E_{МАКС}$  – максимальная ЭДС в начальный момент торможения, а  $I_{ДОП}$  – допустимое значение тока в режиме торможения по условиям коммутации ( $I_{ДОП}^* = 2 - 2,5$ ).

$$\text{Таким образом } R = \frac{E_{МАКС}}{I_{ДОП}};$$

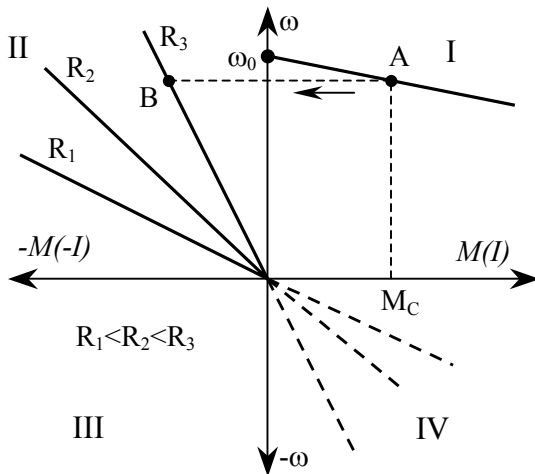


Рисунок 2.32



$$r_{ДТ} = \frac{E_{МАКС}}{I_{ДОП}} - R_{Я} . \quad (2.50)$$

В относительных единицах

$$r_{ДТ}^* = \frac{E_{МАКС}}{I_{ДОП} R_H} - R_{Я}^* = \frac{E_{МАКС}^*}{I_{ДОП}^*} - R_{Я}^* .$$

Так как  $E_{МАКС}^* = \frac{E_{МАКС}}{U_H} = \frac{C\Phi_H \cdot \omega_{МАКС}}{C\Phi_H \cdot \omega_0} = \omega_{МАКС}^*$ , то

$$r_{ДТ}^* = \frac{\omega_{МАКС}^*}{I_{ДОП}^*} - R_{Я}^* , \quad (2.51)$$

где  $\omega_{МАКС}^*$  - максимальная скорость в начальный момент торможения.

После переключения двигателя на режим динамического торможения начальный тормозной момент максимален, а затем уменьшается до нуля в соответствии с линейной механической характеристикой (см. рис. 2.32), что снижает эффективность динамического торможения. Для увеличения среднего значения тормозного момента и, следовательно,

увеличения  
быстродействия,  
иногда  
для двигателей  
средней  
мощности  
динамическое  
торможение  
делают  
двух-  
ступенчатым.  
Схема и ха-  
рактеристики

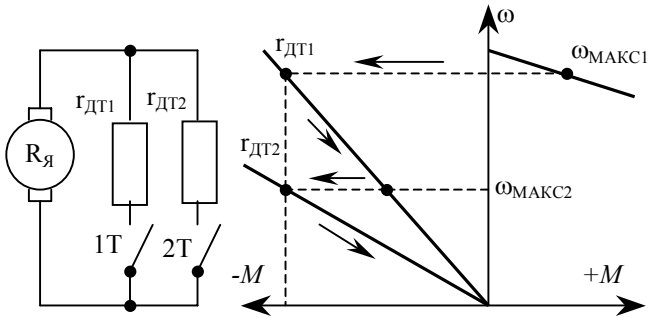


Рисунок 2.33

двухступенчатого динамического торможения показаны на рис. 2.33. Переключение на вторую ступень торможения производится примерно при скорости, равной  $\omega_{МАКС.2} \cong 0,5 \omega_{МАКС.1}$ . Метод расчета сопротивления  $r_{ДТ2}$  второй ступени такой же, как и первой ступени ( $r_{ДТ1}$ ), но в этом случае учитывается другое значение начальной скорости торможения ( $\omega_{МАКС.2}$ ).

### 2.4.3 Характеристики двигателя в генераторном режиме противовключения

Универсальную формулировку, поясняющую режим противовключения вне зависимости от способа его получения, можно дать следующим образом.

*Генераторный режим противовключения – это такой режим работы электрической машины, при котором она вращается в направлении противоположном тому, для которого включены ее обмотки.*

Сущность режима противовключения хорошо можно уяснить на примере работы электропривода грузоподъемного механизма, включенного для вращения в направлении подъема груза, величина которого увеличивается по мере подъема (допустим такую абстракцию для лучшего пояснения режима противовключения).

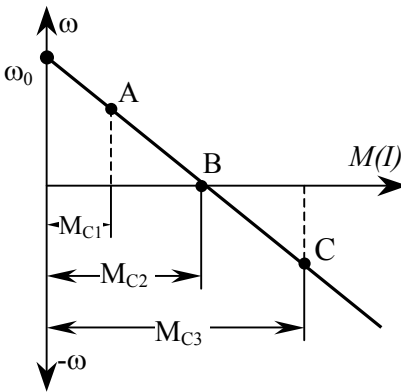


Рисунок 2.34

емного механизма, включенного для вращения в направлении подъема груза, величина которого увеличивается по мере подъема (допустим такую абстракцию для лучшего пояснения режима противовключения).

На рис. 2.34 показана механическая характеристика электропривода, работающего при трех различных значениях момента сопротивления движению:

противления движению:

- при  $M_C = M_{C1}$  (точка A) электропривод работает в двигательном режиме, поднимая груз. Ток якоря при этом

$$I = \frac{U_H - E}{R};$$

- при увеличении нагрузки двигателя (без всяких переключений его обмоток) до значения  $M_C = M_{C2}$  (точка B) скорость вращения его снизится до значения  $\omega = 0$ . Двигатель «стоит под током», развивая электромагнитный момент, удерживающий груз от падения. Этот режим работы

двигателя называется *режимом электромагнитного тормоза*. В таком режиме  $E=0$ , так как  $\omega=0$ , и ток якоря будет равен

$$I = \frac{U_H}{R};$$

- при дальнейшем увеличении нагрузки, например до значения  $M_C=M_{C3}$  (точка  $C$ ), произойдет раскручивание двигателя в противоположном направлении (в этом случае, как говорят, груз *«протягивает»* двигатель). Установившийся режим будет при отрицательной скорости. Меняется знак  $\omega$ , меняется и знак ЭДС  $E=C\Phi_H\omega$  (при этом остается неизменным знак магнитного потока, так как никаких переключений в обмотке возбуждения двигателя не было). Изменившаяся по знаку ЭДС будет в точке  $C$  действовать согласно с напряжением сети, и ток якоря двигателя для рассматриваемого случае будет равен

$$I = \frac{U_H + E}{R}.$$

Режим работы электродвигателя в соответствии с механической характеристикой, проходящей в IV квадранте, и есть режим противовключения.

В приводимых выше рассуждениях направление вращения двигателя под влиянием увеличившейся нагрузки изменилось на противоположное без каких-либо переключений его обмоток.

Следует особо подчеркнуть, что в режиме противовключения ток якоря двигателя определяется по сумме напряжений питающей сети и ЭДС ( $U_H+E$ ). Это условие, как будет показано далее, всегда сохраняется вне зависимости от способа получения режима противовключения.

Режим противовключения может быть получен также и при изменении полярности напряжения на якоре электродвигателя. Если у работающего в двигательном режиме электропривода (например, в точке  $a$  на рис. 2.35)

изменить полярность напряжения на якоре, то двигатель будет работать на механической характеристике, проходящей через II, III и IV квадранты, рабочей точкой будет точка  $b$ . Начинается процесс торможения, и скорость двигателя уменьшается по характеристике  $bc$ . Механическая ха-

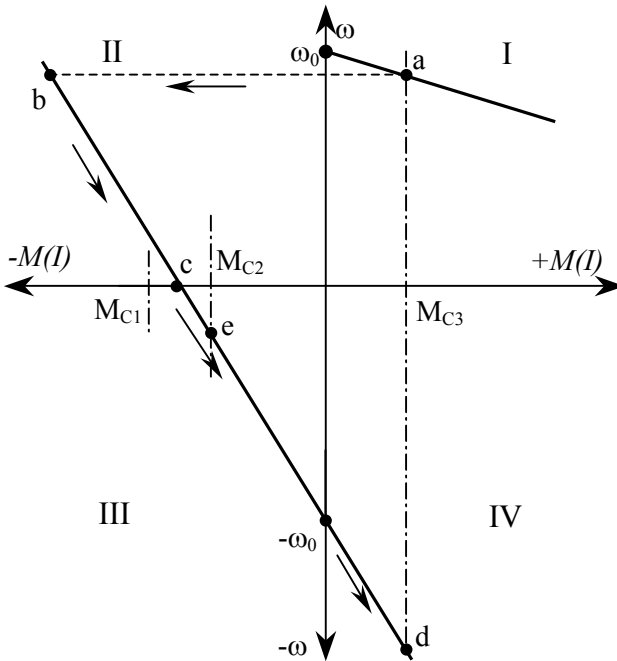


Рисунок 2.35

рактеристика двигателя на участке  $bc$  – характеристика режима противовключения во II-м квадранте. В этом случае при остающейся положительной скорости меняется не знак ЭДС, а знак напряжения. Поэтому ток якоря и момент также меняют знак,

причем момент двигателя будет направлен против направления вращения.

Как и в случае с протягивающим грузом, ток якоря двигателя определится суммой  $U_H + E$ , а именно:

$$I = \frac{-U_H - E}{R} = -\frac{U_H + E}{R}.$$

После переключения напряжения при  $\omega = const$  (линия  $ab$  на рис. 2.35) и изменения знака тока якоря под влиянием тормозного момента скорость вращения будет

уменьшаться, как уже было сказано, по механической характеристике  $bc$ , соответствующей некоему сопротивлению  $R$  в цепи якоря.

При переключении напряжения на якоре необходимо ввести в его цепь значительное сопротивление для ограничения тока до допустимой по коммутационной способности величины, так как этот ток якоря существенно увеличивается (под действием суммы  $U_H+E$ , а не разности  $U_H-E$ , как в двигательном режиме).

Если момент сопротивления на валу двигателя реактивный и равен  $M_{C1}$ , то есть величине большей (по абсолютному значению) момента электромагнитного тормоза в точке  $C$ , то торможение электропривода будет продолжаться по характеристике  $bc$  до  $\omega=0$ , после чего двигатель будет стоять под током, работая в режиме электромагнитного тормоза.

При  $M_C=M_{C2}$  (момент сопротивления на валу двигателя по абсолютной величине меньше момента, развиваемого двигателем в точке  $C$ ) начнется разгон электропривода в противоположном направлении до точки  $e$ , в которой  $M=M_{C2}$ , и двигатель будет работать в установившемся двигательном режиме обратного хода (III-й квадрант).

Если  $M_C$  – активный (потенциальный) и равен значению  $M_{C3}$ , то после режима противовключения (участок характеристики  $bc$ ), разгона двигателя в обратном направлении (участок механической характеристики в III-м квадранте) до скорости  $\omega=-\omega_0$  начинается работа двигателя в режиме рекуперативного торможения в IV-м квадранте до точки  $d$ , то есть до значения  $M_C=M_{C3}$ .

Режим противовключения может быть получен также при переключении полярности на обмотке возбуждения двигателя. В этом случае меняется направление магнитного потока и, следовательно, знак ЭДС  $E$ , что анало-

гично режиму противовключения с протягивающим грузом. Также будет справедливо соотношение  $I = \frac{U_H + E}{R}$ .

Этот способ получения режима противовключения не получил широкого распространения из-за большой электромагнитной инерции в цепи возбуждения двигателя. Изменение магнитного потока идет медленно, что затягивает процесс торможения двигателя. Указанный способ получил ограниченное применение при реверсе двигателей малой мощности (сотни ватт).

Наконец, режим противовключения двигателя можно получить, если при постоянной нагрузке машины, работающей в двигательном режиме при  $M_C = const$ , увеличивать сопротивление в цепи якоря (см. рис. 2.36). При этом двигатель вначале снизит скорость вращения, работая в двигательном режиме, достигнет точки *b* (режим электромагнитного тормоза), и при дальнейшем увеличении сопротивления будет работать на участке *cd* механической характеристики в режиме противовключения. При этом меняется знак  $\omega$  и  $E$  и, как и раньше, будет  $I = \frac{U_H + E}{R}$ .

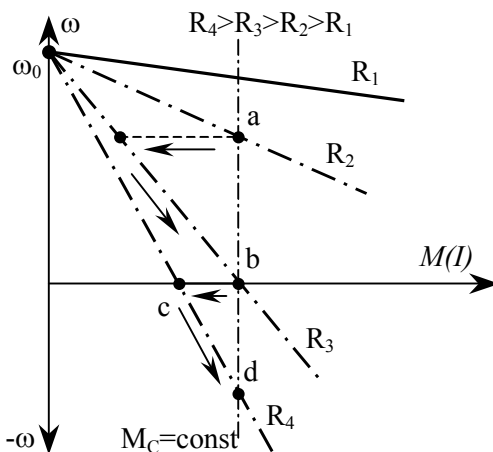


Рисунок 2.36

на участке *cd* механической характеристики в режиме противовключения. При этом меняется знак  $\omega$  и  $E$  и, как и раньше, будет  $I = \frac{U_H + E}{R}$ .

Итак, режим противовключения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением может быть получен следующими четырьмя способами:

- увеличением активного момента сопротивления движению при неизменном сопротивлении в цепи якоря;
- изменением полярности напряжения на якоре машины;
- изменением полярности напряжения на обмотке возбуждения;
- изменением сопротивления в цепи якоря при активном  $M_C = const$ .

При любом способе получения режима противовключения ток якоря двигателя определяется по сумме напряжения и ЭДС и справедливо соотношение:

$$I = \frac{U_H + E}{R}. \quad (2.52)$$

Из (2.52) следует уравнение баланса мощности в режиме противовключения:

$$I^2 R = U_H I + EI. \quad (2.53)$$

Здесь  $EI$  - мощность, генерируемая машиной за счет энергии, поступающей с вала от исполнительного органа (рабочей машины);

$U_H I$  - мощность, потребляемая из питающей сети;

$I^2 R$  - потери мощности, идущие на нагрев сопротивлений в цепи якоря.

Уравнение (2.53) показывает, что в режиме противовключения энергия подводится к машине с двух сторон (из сети и со стороны вала). Вся эта энергия преобразуется в тепловые потери на сопротивлениях в цепи якоря. Таким образом, в режиме противовключения электрическая машина работает генератором последовательно с сетью

С точки зрения энергетики режим противовключения очень не экономичен из-за больших потерь энергии.

Уравнение механической характеристики двигателя в режиме противовключения то же, что и для двигательного-

го режима работы, то есть

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi_H} - \frac{R}{(C\Phi_H)^2} M. \quad (2.54)$$

В этом уравнении при положительном  $M$  величина падения скорости

$$\Delta\omega = \left| \frac{RM}{(C\Phi_H)^2} \right| > \omega_0 = \frac{U_H}{C\Phi_H}.$$

Поэтому скорость  $\omega = \omega_0 - \Delta\omega$  - отрицательна, то есть механическая характеристика проходит в IV-м квадранте (а для режима обратного хода – во II-м квадранте).

При переходе в режим противовключения изменением полярности напряжения на якоре двигателя первоначальный толчок тока будет очень велик (из-за действия  $U_H + E$ ) и недопустим с точки зрения коммутационной способности электрической машины. Для ограничения этого толчка тока (и момента) в допустимых пределах в цепь якоря необходимо обязательно включить дополнительное сопротивление (так называемое сопротивление ступени противовключения –  $r_{ПВ}$ ). Величина  $r_{ПВ}$  определяется следующим образом:

$$r_{ПВ} = \frac{U_H + E_{МАКС}}{I_{ДОП}} - R_{Я} - r_{ПВС}, \quad (2.55)$$

где  $E_{МАКС}$  выбирается по максимальной скорости  $\omega_{МАКС}$  в начальный момент торможения ( $E_{МАКС} = C\Phi_H \omega_{МАКС}$ ),

$I_{ДОП}$  выбирается как ток, допустимый по условию безыскровой коммутации –  $(2-2,5)I_H$ .

Величина пускового сопротивления  $r_{ПВС}$  должна быть рассчитана предварительно.

В относительных единицах:

$$r_{ПВ}^* = \frac{1 + \omega_{МАКС}^*}{I_{ДОП}^*} - R_{Я}^* - r_{ПВС}^*. \quad (2.56)$$

Величину  $r_{ПВ}$  можно рассчитать и графическим методом по



ранее известному правилу (при  $M^* = I$ , то есть при  $M = M_H$ ,  $R^* = s$ ). Расчет ясен из рис. 2.37.

При пуске реверсивного электропривода, имеющего ступень сопротивления  $r_{ПВ}$ , это сопротивление обеспечивает создание так называемой предварительной ступени пуска, используемой для выборки люфта и натяжения передачи к рабочей машине.

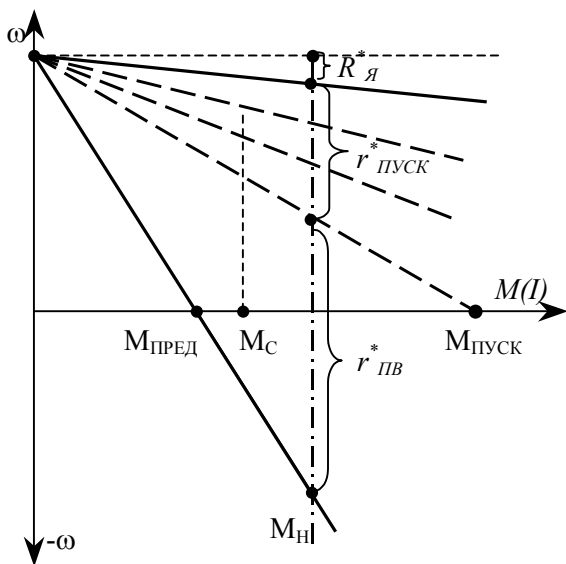


Рисунок 2.37

2.4.4 Сводная диаграмма электромеханических (механических) характеристик двигателя для различных режимов работы

На рис. 2.38 в плоскости 4-х квадрантов показаны все режимы работы двигателя с независимым возбуждением, а также выражения для расчета тока в цепи якоря для каждого из этих режимов.

**2.5 Переключения в цепях двигателя с независимым возбуждением при изменении его фазовых координат или параметров**

Зачастую для уяснения режима работы электропривода, для расчета пусковых или тормозных сопротивлений в цепях якоря двигателя при изменении фазовых координат ( $\omega$ ,  $I$ ,  $M$ ) или его параметров ( $R$ ,  $\Phi$ ) необходимо показать *диаграмму переключений* и переход рабочей точки (то есть меняющихся координат  $\omega$ - $I$  или  $\omega$ - $M$ ) с одной электромеханической характеристики на другую.

Построение таких диаграмм производится при выполнении следующих условий:

1. любое переключение происходит мгновенно, то есть при  $\omega = const$ ;

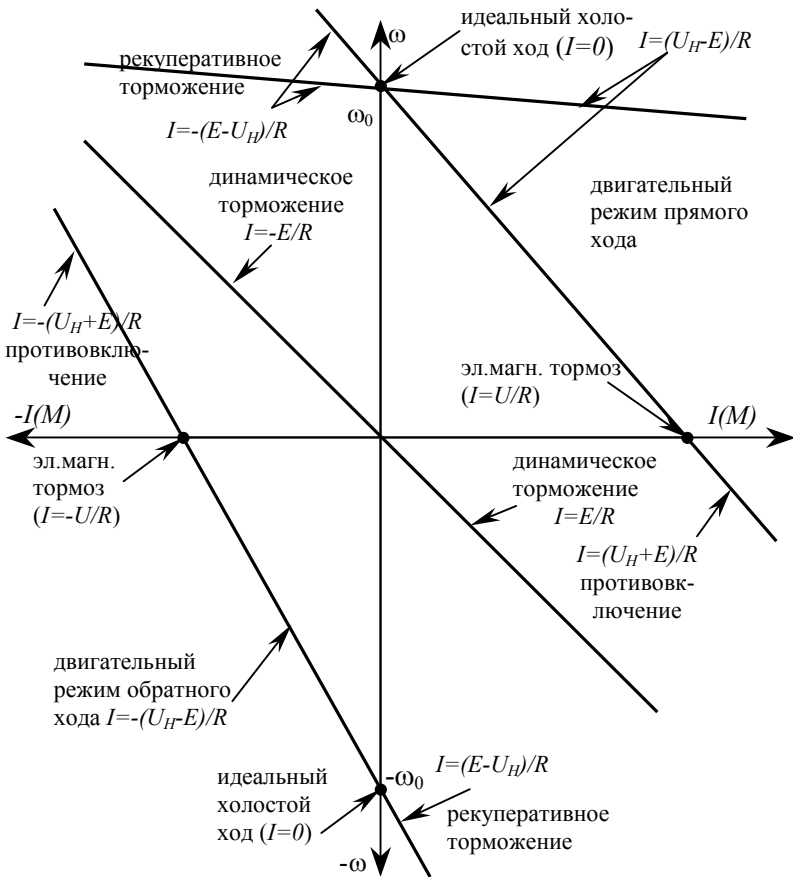


Рисунок 2.38

2. если  $M_C > M$ , то идет процесс торможения до скорости, при которой  $M = M_C$  (для активной нагрузки, или  $\omega = 0$  при реактивном моменте сопротивления);

3. если  $M_C < M$ , то идет процесс разгона до скорости, при которой  $M = M_C$ .

На рис. 2.39 до начала переключений электропривод работает в двигательном установившемся режиме ( $M = M_C$ ) на естественной характеристике в точке  $a$ . После ослабления магнитного потока до значения  $\Phi' < \Phi_H$  двигатель переключается (линия  $ab$ ), и так как  $M > M_C$ , то

начинается разгон электропривода до точки *в*, в которой снова наступает установившийся режим, но с большей скоростью.

При втором переключении магнитный поток увеличивается до значения  $\Phi_H$  (линия *вг*), и двигатель тормозится в режиме рекуперации энергии по характеристике *гд* в начале (до скорости  $\omega = \omega_0$ ) в генераторном режиме, а при  $\omega < \omega_0$  – в двигательном режиме.

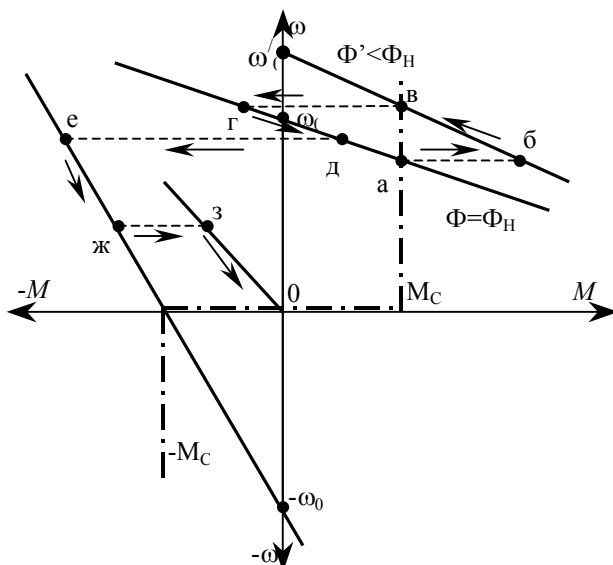


Рисунок 2.39

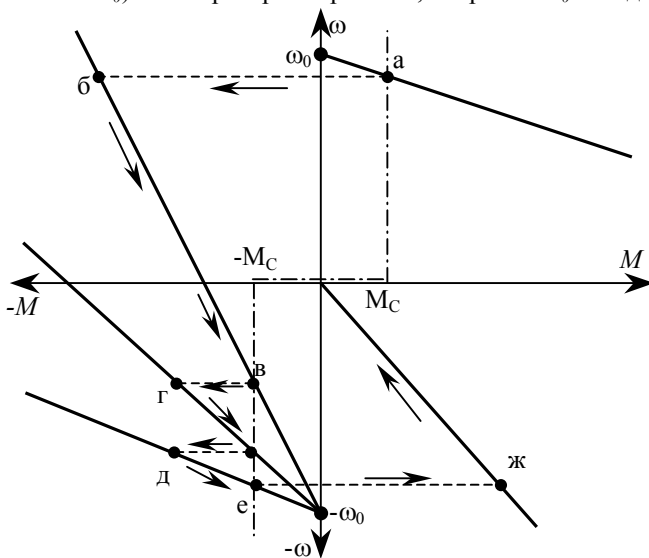


Рисунок 2.40

В точке *д* проводится очередное переключение (линия *де*), и двигатель переводится в режим противовключения, тормозится в этом режиме до точки *ж*, а затем переключается (линия *жз*) в режим динамического

торможения. От точки з до  $\omega=0$  двигатель снижает скорость в режиме динамического торможения.

На рис. 2.40 до начала переключений электропривод работает в установившемся режиме на естественной механической характеристике в точке *a*. Переключением (изменением полярности на якоре двигателя) электропривод по линии *ab* переводится в режим торможения противовключением, который идет по характеристике *бв* до скорости  $\omega=0$ . Так как при этом  $|M| > |M_C|$ , то начинается разгон двигателя

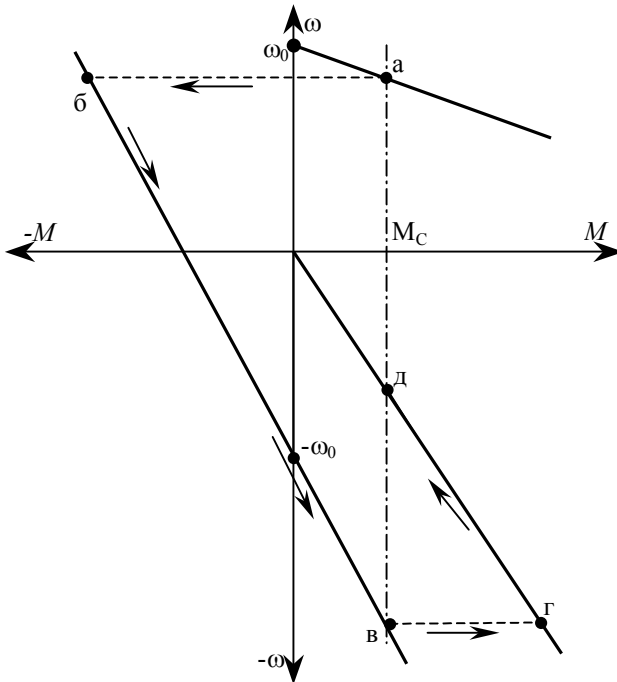


Рисунок 2.41

ля в двигательном режиме обратного хода до точки *в*, а затем по линии *вгде* путем двух переключений пусковых сопротивлений двигатель переводится в установившийся режим обратного хода (точка *е*) при  $|M| = |M_C|$ . Из установившегося режима работы в точке *е* двигатель переключается в

режим динамического торможения (линия *ежс*) и уменьшает свою скорость до  $\omega=0$ .

На рис. 2.41, как и в ранее рассмотренных примерах, до начала переключений электропривод работает в установившемся двигательном режиме в точке *a* ( $M=M_C$ ). По линии *ab* привод переключается в режим противовключения и начинает снижать скорость по механической характеристике *бв*.

Затормозившись до скорости  $\omega=0$ , двигатель не остановится, так как  $M \neq M_C$ , а будет продолжать движение, перейдя в двигательный режим обратного хода. В этом режиме разгон электродвигателя продолжается до скорости  $-\omega_0$  (идеальный холостой ход), после чего двигатель продолжает разгоняться далее в режиме рекуперации энергии в сеть до точки  $\epsilon$ , где  $M=M_C$ . Это установившийся режим с рекуперацией энергии. Затем двигатель еще раз переключается по линии  $\epsilon\zeta$  в режим динамического торможения и снижает свою скорость до точки  $\delta$ . С этой скоростью двигатель будет работать в установившемся режиме при  $M=M_C$  (с активным моментом сопротивления движению).

## **2.6 Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока с двигателями последовательного и смешанного возбуждения при двигательном режиме работы**

### *2.6.1 Область применения, преимущества и недостатки двигателей с последовательным и смешанным возбуждением*

**Область применения.** Наиболее широко эти двигатели применяются в электротяге (магистральный, городской и внутризаводской электротранспорт), а также для электропривода грузоподъемных механизмов, особенно для электропривода подъемных лебедок специальных кранов в металлургических цехах. Область применения определяется рядом преимуществ, присущих этим типам двигателей.

**Преимущества.** Двигатели с последовательным возбуждением требуют меньшего числа троллеев для подвода электропитания, характерный пример этого – электроприводы трамваев и троллейбусов. Двигатели с последовательным и смешанным возбуждением имеют большую (по сравнению с двигателями независимого возбуждения) перегрузочную способность по моменту, эти двигатели более надежны (особенно двигатели последова-

тельного возбуждения, имеющие малое межвитковое напряжение в обмотке возбуждения), не боятся снижения напряжения в питающей сети. При применении рассматриваемых двигателей для электроприводов механизмов с резкими пиками нагрузки мягкость механической характеристики (особенно в области малых нагрузок) обеспечит таким приводам преимущество. При пике нагрузки двигатель автоматически снижает скорость, разряжая запас кинетической энергии на вал рабочей машины. При этом ограничивается величина толчков тока в якоре. Малые грузы поднимаются с большей скоростью, а большие – с малой скоростью. Причем это производится автоматически за счет специфики механических характеристик, а не за счет сложных регулирующих устройств.

**Недостатки.** Двигатели со смешанным и последовательным возбуждением (особенно последние) нельзя включать в сеть вхолостую или с малой статической нагрузкой, так как скорость их в этих случаях превысит допустимые значения, и наступит «разнос» двигателя, сопровождающийся повреждением бандажей и обмоток под действием центробежных усилий.

Двигатели с последовательным и смешанным возбуждением имеют большую стоимость по сравнению с двигателями независимого возбуждения той же мощности и скорости. Это объясняется большим расходом активных материалов (железа и меди) для обеспечения большей перегрузочной способности по току и моменту.

### *2.6.2 Естественные электромеханические и механические характеристики*

Для двигателей с последовательным и смешанным возбуждением уравнения электромеханических и механических характеристик получаются из уравнения электрического равновесия цепи якоря и имеют формально те же

выражения, что и для двигателя независимого возбуждения, а именно:

$$\omega = \frac{U_H - IR_{ОБМ}}{C\Phi}; \quad \omega = \frac{U_H}{C\Phi} - \frac{MR_{ОБМ}}{(C\Phi)^2}, \quad (2.57)$$

$$\text{где } R_{ОБМ} = r_{я} + r_{ДП} + r_{КО} + r_{ОПВ} + r_{Щ} \quad (2.58)$$

– полное сопротивление якорной цепи, включая и сопротивление  $r_{ОПВ}$  обмотки последовательного возбуждения. Остальные обозначения те же, что и для двигателя с независимым возбуждением.

Выражения (2.57) нелинейны, так как  $\Phi \neq const$ ,  $\Phi = f(I)$ . Поэтому указанными выражениями для  $\omega = f(I)$  и  $\omega = f(M)$  нельзя пользоваться для аналитических расчетов и для построения естественных и искусственных характеристик. Нелинейность  $\Phi = f(I)$  – кривая намагничивания двигателя – не описывается аналитически, или описывается приближенно и очень сложно аппроксимирующими формулами.

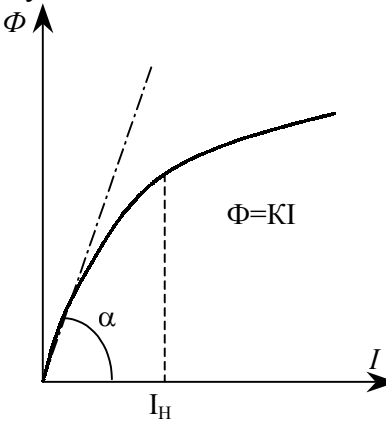


Рисунок 2.42

С целью общего аналитического исследования (причем исследования только качественного) сделаем допущение о линейности кривой намагничивания двигателя, то есть предположим, что электрическая машина работает без насыщения магнитной цепи, когда  $\Phi = KI$  и  $M = C\Phi I = CKI^2$ . На рис. 2.42 и 2.43 показана линейризация кривых намагничивания двигателей с последовательным

(рис. 2.42) и со смешанным (рис. 2.43) возбуждением. Коэффициент  $K = tg\alpha$  определяет угол наклона линейной кри-

вой намагничивания к оси токов в якоре.

Для двигателя смешанного возбуждения уравнения будут несколько иные (так как  $\Phi = \Phi_0 + KI$ ), но это не меняет результатов анализа, показанного далее для двигателя с последовательным возбуждением.

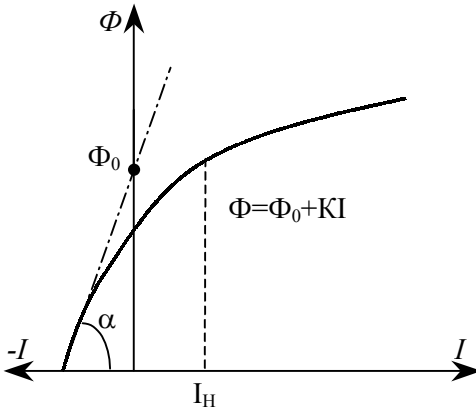


Рисунок 2.43

С учетом сделанного допущения уравнение (2.57) электромеханической характеристики двигателя с последовательным

возбуждением преобразуется следующим образом:

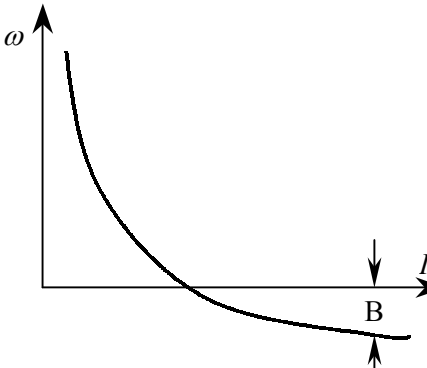


Рисунок 2.44

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi} - \frac{IR_{OEM}}{C\Phi} = \frac{U_H}{CKI} - \frac{IR_{OEM}}{CKI},$$

то есть

$$\omega = \frac{A}{I} - B. \quad (2.59)$$

На рис. 2.44 показана электромеханическая характеристика двигателя, соответствующая уравнению гиперболы (2.59).

Так как  $M = CKI^2$ , то

$$\omega = \frac{A}{\sqrt{\frac{M}{CK}}} - B = \frac{A_I}{\sqrt{M}} - B. \quad (2.60)$$

Таким образом, механическая характеристика двигателя также имеет гиперболический характер.

В реальных электрических машинах с последова-



тельным или со смешанным возбуждением из-за насыщения магнитной системы гиперболический характер механических и электромеханических характеристик сильно искажается.

Выразить кривые намагничивания аппроксимирующим уравнением практически невозможно (предлагаемые для этого аналитические зависимости очень сложны и дают большую погрешность). Поэтому для практического использования применяют естественные механические и электромеханические характеристики, получаемые экспериментальным путем заводом-изготовителем электрических машин и приводимые в каталогах.

Для электрических машин какой-либо одной серии (одного типа), например для машин МП, ДП, Д-800 или др., механические (электромеханические) характеристики в относительных единицах *совпадают*, образуя так называемые универсальные естественные характеристики (практически они несколько отличаются для двигателей мощностью  $P \gg 10$  кВт).

Впервые универсальные естественные характеристики были получены в 30-х годах 20 века инженером Вешеневским С.Н. В каталогах эти универсальные характеристики задаются в виде, показанном на рис. 2.45.

Магнитная система двигателей с последовательным или

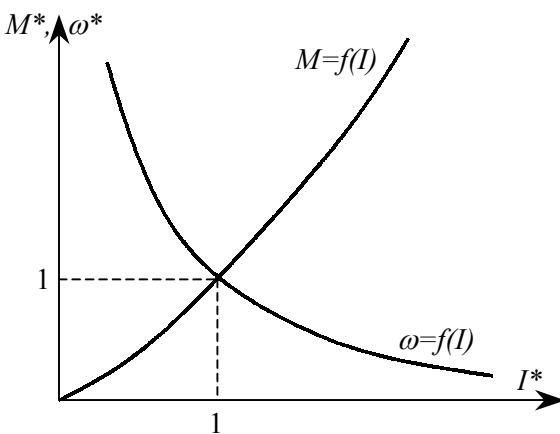


Рисунок 2.45

смешанным возбуждением насыщается при  $I < I_H$ . При больших токах магнитный поток двигателя растет медленнее и поэтому жесткость механической характеристики увеличивается, она становится похожей на характеристику двигателя с независимым возбуждением (то есть при  $\Phi = const$ ).

### 2.6.3 Расчетная кривая намагничивания («переходная» характеристика)

Получить экспериментально характеристику намагничивания (характеристику холостого хода) двигателя последовательного или смешанного возбуждения невозможно, так как нельзя получить режим работы при  $I = 0$  (при этом у двигателей последовательного возбуждения поток должен быть равен нулю, что делает работу двигателя невозможной).

Кроме того, при  $I \neq 0$  и  $\Phi \neq 0$  начинает сказываться размагничивающее действие реакции якоря, что искажает магнитный поток и также делает невозможным экспериментальное снятие характеристик холостого хода.

Характеристику холостого хода (характеристику намагничивания) для двигателей с последовательным или смешанным возбуждением можно получить только *расчетным* путем. При этом для вычисления потока  $\Phi$  удобно воспользоваться косвенной величиной  $\frac{E}{\omega}$  [В·с], получаемой из известного соотношения:  $E = C\Phi\omega$ , откуда

$$C\Phi = \left( \frac{E}{\omega} \right). \quad (2.61)$$

За базовую величину потока в этом случае целесообразно принять  $\left( \frac{U_H}{\omega_H} \right)^* = 1$ , а не  $\left( \frac{E_H}{\omega_H} \right)^*$ .

Таким образом, за единичный (базовый) магнитный

поток принимается такой поток, который при номинальной скорости двигателя  $\omega_H$  обеспечивает получение противо-ЭДС, равной номинальному напряжению  $U_H$ .

Поток в относительных единицах в этом случае определяется следующим образом:

$$\left(\frac{E}{\omega}\right)^* = \frac{E/\omega}{U_H/\omega_H} = \frac{E/U_H}{\omega/\omega_H} = \frac{E^*}{\omega^*}.$$

$$\text{Итак, } \left(\frac{E}{\omega}\right)^* = \frac{E^*}{\omega^*}. \quad (2.62)$$

Универсальная кривая намагничивания для двигателей последовательного возбуждения в относительных единицах рассчитывается следующим образом (далее показан расчет одной точки характеристики, то есть расчет величины потока  $\left(\frac{E}{\omega}\right)^*$  для заданного значения тока якоря  $I_i^*$ ).

Для выбранного значения тока якоря  $I_i^*$  рассчитывается противоЭДС  $E_i^*$  по соотношению:

$$E_i = U_H - I_i R_{ОБМ}, \text{ или в относительных единицах} \\ E_i^* = 1 - I_i^* R_{ОБМ}^*. \quad (2.63)$$

Затем по универсальной электромеханической характеристике  $\omega^* = f(I^*)$  для выбранного значения тока  $I_i^*$  определяется скорость  $\omega_i^*$  и рассчитывается искомый магнитный поток:  $\left(\frac{E}{\omega}\right)^* = \frac{E_i^*}{\omega_i^*}$ .

Таким образом рассчитывается несколько точек, по которым строится кривая намагничивания (см. рисунок 2.46).

Таким образом рассчитывается кривая намагничивания, кривая изменения *действительного существующе-*

го магнитного потока в машине с учетом влияния реакции якоря, так как при расчете  $\omega^*$  по экспериментальной характеристике  $\omega^* = f(I^*)$  учитывалось влияние реакции якоря.

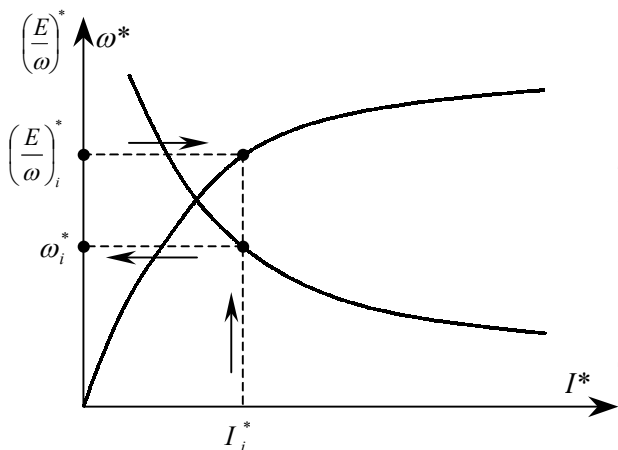


Рисунок 2.46

Кривая намагничивания  $(\frac{E}{\omega})^* = f(I^*)$

называется также «переходной» характеристикой (по имени одного из методов построения искусственных механических характеристик, в

которых эта кривая используется).

#### 2.6.4 Аналитические методы расчета и построения искусственных механических (электромеханических) характеристик

Рассмотрим теперь различные методы аналитического расчета искусственных электромеханических (механических) характеристик двигателей последовательного и смешенного возбуждения, получаемых при включении в их якорную цепь добавочного сопротивления  $R_{доб}$ . Эта задача может быть решена двумя классическими методами или путем использования специального приема.

Метод переходных характеристик. Этот метод предложен американским инженером Д. Мериллом. Метод основан на использовании магнитного по-

тока в единицах  $(E/\omega)$ , учитывающих действие реакции якоря в электродвигателе. Для использования этого метода надо иметь (или предварительно рассчитать) переходную характеристику, то есть кривую намагничивания  $(E/\omega) = f(I)$ . По ней как бы делается «переход» от естественной к любой искусственной характеристике, рассчитываемой при введении добавочного сопротивления в цепь якоря. Сущность метода заключается в следующем.

При работе на естественной и любой искусственной характеристиках справедливы соотношения:

$$E_u = C\Phi_u\omega_u, \quad (2.64)$$

$$E_e = C\Phi_e\omega_e. \quad (2.65)$$

Если при работе на естественной и искусственной характеристиках по обмотке возбуждения протекает один и тот же ток, то и потоки для этих режимов будут одинаковы, то есть

$$\Phi_e = \Phi_u. \quad (2.66)$$

Разделив (2.64) на (2.65) и учтя (2.66), получим

$$\frac{E_u}{E_e} = \frac{\omega_u}{\omega_e}, \text{ откуда } \omega_u = \frac{E_u}{E_e}\omega_e, \text{ или}$$

$$\omega_u = \frac{E_u}{\left(\frac{E}{\omega}\right)_e}. \quad (2.67)$$

В относительных единицах:

$$\omega_u^* = \frac{E_u^*}{\left(\frac{E}{\omega}\right)_e^*}. \quad (2.68)$$

Соотношения (2.67) и (2.68) – основные расчетные соотношения метода переходных характеристик.

Последовательность расчета искусственных электромеханических характеристик для любого  $R_{Доб}$  в якоре

следующая:

Для заданного значения  $R_{ДОБ}$  определяется  $E_{ui}$  по соотношению

$$E_{ui} = U_H - I_i (R_{ОБМ} + R_{ДОБ}), \quad (2.69)$$

либо в относительных единицах

$$E_{ui}^* = 1 - I_i^* (R_{ОБМ}^* + R_{ДОБ}^*). \quad (2.70)$$

Задаются различными токами якоря  $I_i$  и определяют по (2.69) и (2.70) соответствующие значения  $E_{ui}$ . Для этих значений токов  $I_i$  по переходной характеристике  $(E/\omega)_e = f(I)$  находят

значения потока  $\omega$   $(E/\omega)_e$ , а затем по выражению (2.67) или (2.68) вычисляется скорость  $\omega_u$  на искусственной характеристике при заданном токе якоря (рисунок 2.47).

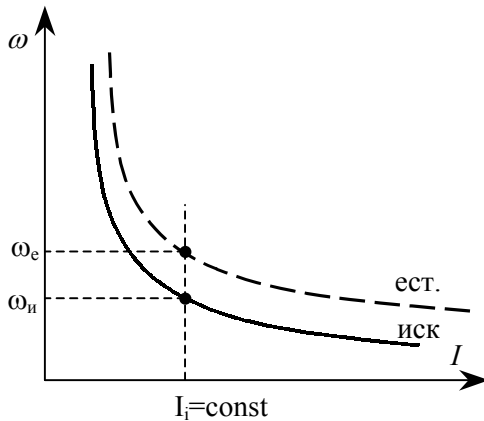


Рисунок 2.47

Аналогично рассчитываются характеристики  $\omega_u = f(I)$  в абсолютных или относительных единицах скорости и тока. Механическая характеристика пересчитывается из электромеханической по универсальной каталожной характеристике  $M^* = f(I^*)$ .

Метод граничных характеристик. Этот метод предложен профессором Р.Л. Ароновым в Харьковском электротехническом институте примерно в то же время, когда был предложен метод переходных характеристик (30-е годы XX века).

В этом случае для построения искусственных реостатных характеристик (при введении в якорь двигателя  $R_{ДОБ}$ ) используется так называемая *граничная характеристика*  $\omega_{\Gamma} = f(I)$ , которая выполняет те же функции пересчета, что и в методе переходных характеристик.

Граничная электромеханическая характеристика (далее будем ее называть граничной характеристикой) это зависимость  $\omega = f(I)$ , получаемая при  $R_{ОБМ} = 0$  и  $R_{ДОБ} = 0$ . Это абстрактная, не существующая реально электромеханическая характеристика, которую для каждой электрической машины можно только рассчитать, но не получить экспериментально. Граничная характеристика рассчитывается по известным естественной характеристике и величине  $R_{ОБМ}$ . Действительно, для естественной электромеханической характеристики из уравнения электрического равновесия цепи якоря можно записать:

$$U_H = C\Phi\omega_e + IR_{ОБМ}, \text{ откуда} \\ \omega_e = \frac{U_H - IR_{ОБМ}}{C\Phi}. \quad (2.71)$$

Если в (2.71) положить  $R_{ОБМ} = 0$ , то каждому значению тока якоря  $I$  (то есть каждому значению магнитного потока  $\Phi$ ) будет соответствовать некая скорость, называемая граничной ( $\omega_{\Gamma}$ ):

$$\omega_{\Gamma} = \frac{U_H}{C\Phi}, \quad (2.72)$$

$$\text{откуда } C\Phi = \frac{U_H}{\omega_{\Gamma}}. \quad (2.73)$$

Подставляя теперь значение  $C\Phi$  из (2.73) в исходное уравнение (2.71) для определения  $\omega_e$ , получим:

$$\omega_e = \frac{U_H - IR_{ОБМ}}{U_H} \cdot \omega_{\Gamma}.$$

Отсюда находится выражение для расчета гранич-

ной характеристики  $\omega_{\Gamma}=f(I)$ :

$$\omega_{\Gamma} = \frac{U_H}{U_H - IR_{ОБМ}} \cdot \omega_e, \quad (2.74)$$

или в относительных единицах

$$\omega_{\Gamma}^* = \frac{I}{I - I^*R_{ОБМ}^*} \cdot \omega_e^*. \quad (2.75)$$

Из (2.75) следует, что для одного и того же тока  $I=const$ ,  $\omega_{\Gamma} > \omega_e$ .

Построение граничной характеристики  $\omega_{\Gamma}=f(I)$ , показанной на рис. 2.48, ведется в следующей последовательности:

Задаваясь различными токами  $I_i$ , определяют по известной естественной характеристике скорости  $\omega_{ei}$ , а затем по формулам (2.74) и (2.75) определяют  $\omega_{\Gamma i}$  - соответствующую скорость на граничной характеристике. При больших значениях

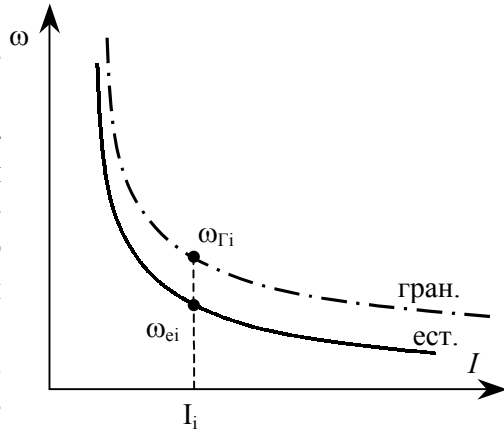


Рисунок 2.48

тока якоря естественная и граничная характеристики «расходятся». При очень больших токах естественная характеристика переходит в IV квадрант (режим противовключения), а граничная характеристика уже при токах  $I > (2-2,5)I_H$  проходит почти параллельно оси абсцисс, что объясняется насыщением магнитной системы, после чего поток практически не меняется с ростом тока, и тогда, как следует из (2.72),  $\omega_{\Gamma} \approx const$ .

Таким образом, для каждого двигателя по известной



естественной электромеханической характеристике его может быть рассчитана и построена граничная характеристика, по которой производится расчет искусственных электромеханических характеристик для заданных значений  $R_{ДОБ}$  и дальнейший пересчет из  $\omega=f(I)$  в  $\omega=f(M)$ , то есть получение механических характеристик.

Расчет искусственных электромеханических характеристик методом граничных характеристик выполняется в следующей последовательности. При введении в цепь якоря  $R_{ДОБ}$  справедливо для тока  $I_i$

$$\omega_{иi} = \frac{U_H - I_i(R_{ОБМ} + R_{ДОБ})}{C\Phi_i}.$$

Подставляя сюда значение  $C\Phi_i$  через  $\omega_{Гi}$  (для этого же тока  $I_i$ ) по (2.73), получим, что

$$\omega_{иi} = \frac{U_H - I_i(R_{ОБМ} + R_{ДОБ})}{U_H} \cdot \omega_{Гi}, \quad (2.76)$$

или в относительных единицах

$$\omega_{иi}^* = [1 - I_i^*(R_{ОБМ}^* + R_{ДОБ}^*)] \cdot \omega_{Гi}^*. \quad (2.77)$$

Задаваясь для данного  $R_{ДОБ}$  рядом значений  $I_i$ , определяют соответствующие скорости  $\omega_{Гi}$  и  $\omega_{иi}$  для всей искусственной электромеханической характеристики  $\omega_{иi}=f(I)$ . После этого с помощью универсальной характеристики  $M=f(I)$  рассчитывается искусственная механическая характеристика  $\omega_{иi}=f(M)$ .

Трудоемкость расчетов искусственных механических характеристик по методу граничных характеристик такая же, как и по методу переходных характеристик.

Некоторое преимущество в наличии промежуточной граничной характеристики имеет место при расчете электромеханических характеристик двигателя для режима динамического торможения, что показано в разделе 2.8.2.

Универсальные механические характеристики. Для двигателей с последовательным или смешанным

возбуждением различных серий (ДП, МП, Д-800 и др.) в каталогах электрических машин или в учебной литературе приводятся уже рассчитанные искусственные электромеханические (механические) характеристики в относительных единицах для различных значений  $R_{ДОБ}^*$ . Это так называемые *универсальные характеристики*, имеющие вид,

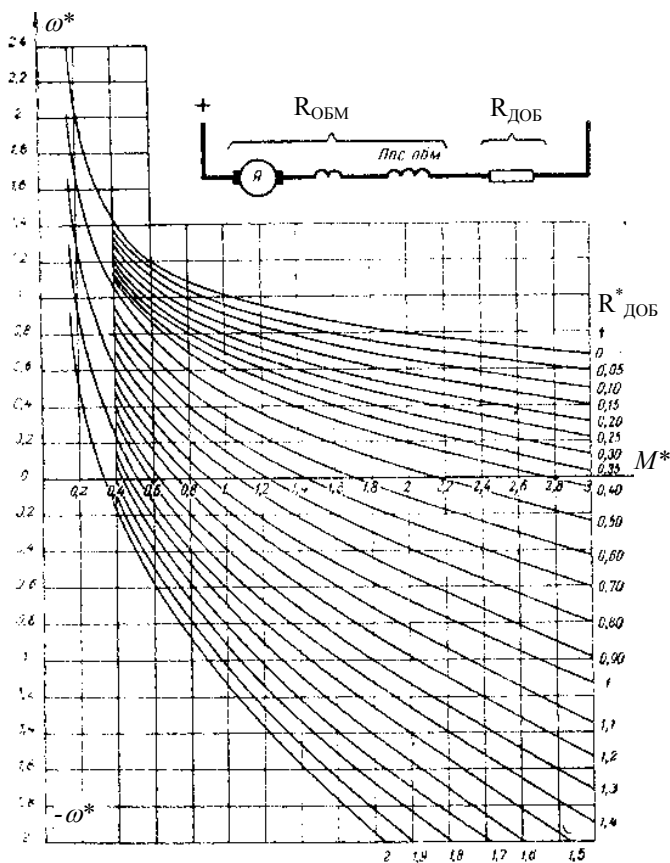


Рисунок 2.49

показанный на рис. 2.49 (для двигателей серий МП и ДП с последовательным возбуждением).

Анализируя универсальные характеристики, можно сделать вывод о том, что с увеличением  $R_{ДОБ}$  пропорционально растет и пере-

пад скоростей  $\Delta\omega$  между естественной и искусственной характеристиками. Это положение, а также численное значение такой пропорциональности можно получить следующим образом.

Запишем уравнение электрического равновесия цепи якоря для работы двигателя на естественной и искусственной характеристиках:

$$U_H = C\Phi\omega_e + IR_{ОБМ},$$

$$U_H = C\Phi\omega_u + I(R_{ОБМ} + R_{ДОБ}).$$

Вычитая эти соотношения, получим:

$$0 = C\Phi(\omega_e - \omega_u) + I(-R_{ДОБ}), \text{ откуда}$$

$$\omega_e - \omega_u = \frac{IR_{ДОБ}}{C\Phi}.$$

При  $I=const$  и соответствующем этому току потоке  $\Phi=const$  справедливо соотношение

$$\omega_e - \omega_u = aR_{ДОБ}, \quad (2.78)$$

где  $a = \frac{I}{C\Phi} = const$ .

Дополнительный прием для расчета искусственных электромеханических (механических) характеристик. Построение искусственных электромеханических характеристик методами переходных или граничных характеристик имеет одну общую черту – это устранение из расчетов значений магнитного потока ( $\Phi$ ) в явном виде. Это же можно сделать при использовании следующего расчетного приема.

Для одного и того же постоянного значения тока якоря ( $I=const$ ) и соответствующего ему потока  $\Phi=const$  можно записать следующие выражения для работы двигателя на естественной и искусственной электромеханических характеристиках:

$$\omega_e = \frac{U_H - IR_{ОБМ}}{C\Phi}; \quad \omega_u = \frac{U_H - I(R_{ОБМ} + R_{ДОБ})}{C\Phi}.$$

Разделив  $\omega_u$  на  $\omega_e$ , то есть, устранив из расчета значение  $C\Phi$ , получим

$$\omega_u = \frac{U_H - I(R_{ОБМ} + R_{ДОБ})}{U_H - IR_{ОБМ}} \cdot \omega_e, \quad (2.79)$$

или в относительных единицах

$$\omega_u^* = \frac{1 - I^* (R_{ОБМ}^* + R_{ДОБ}^*)}{1 - I^* R_{ОБМ}^*} \cdot \omega_e^* . \quad (2.80)$$

Расчеты по соотношениям (2.79) и (2.80) целесообразно делать для какого-то одного значения тока якоря. Расчеты для нескольких значений тока (то есть построение искусственных характеристик) менее трудоемко, если воспользоваться методами переходных или граничных характеристик.

### 2.6.5 Графический метод построения искусственных электромеханических характеристик

Этот метод основан на том, что при  $I=const$  ( $M=const$ ) скорость двигателя есть линейная функция сопротивления цепи якоря. Действительно, из уравнения электромеханической характеристики

$$\omega = \frac{U_H - IR}{C\Phi}$$

следует, что для данного

значения  $I=const$

$$\omega = a - bR ,$$

$$\text{где } a = \frac{U_H}{C\Phi} \text{ и } b = \frac{I}{C\Phi} .$$

Эту характеристику можно представить в виде линейной функции, как это показано на рисунке 2.50.

Для реализации графического метода построения искусственной электромеханической характеристики должны быть известны либо естественная электромеханическая характеристика  $\omega = f(I)$ , либо естественная

механическая характеристика  $\omega = f(M)$  и характеристика  $M = f(I)$ , связывающая момент и ток якоря двигателя.

Далее поступают следующим образом (см. рисунок 2.51).

На оси абсцисс откладывается в соответствующем масштабе  $R_{ОБМ}$  и проводится вертикаль  $ab$ . Затем, задаваясь токами  $I_1, I_2, \dots, I_i$ , находят на естественной характеристике  $\omega = f(I)$  скорости  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_i$ , соответствующие выбранным токам, и переносят эти скорости на вертикаль  $ab$  (точки  $1, 2, \dots, i$ ). Для выбранных токов  $I_1, I_2, \dots, I_i$  рассчитывают по закону Ома сопротивление

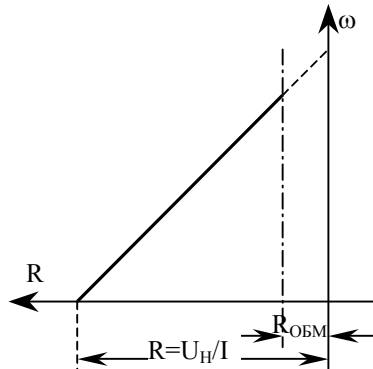


Рисунок 2.50

$$R_1 = \frac{U_H}{I_1}, \quad R_2 = \frac{U_H}{I_2}, \quad \dots \quad R_i = \frac{U_H}{I_i}$$

и откладывают их на оси сопротивлений при  $\omega=0$ .

Это те величины сопротивлений (включая и величину  $R_{ОБМ}$ ), которые должны быть в цепи якоря для обеспечения протекания выбранных токов  $I_1, I_2, \dots, I_i$  при  $\omega=0$ . После этого строят в координатах

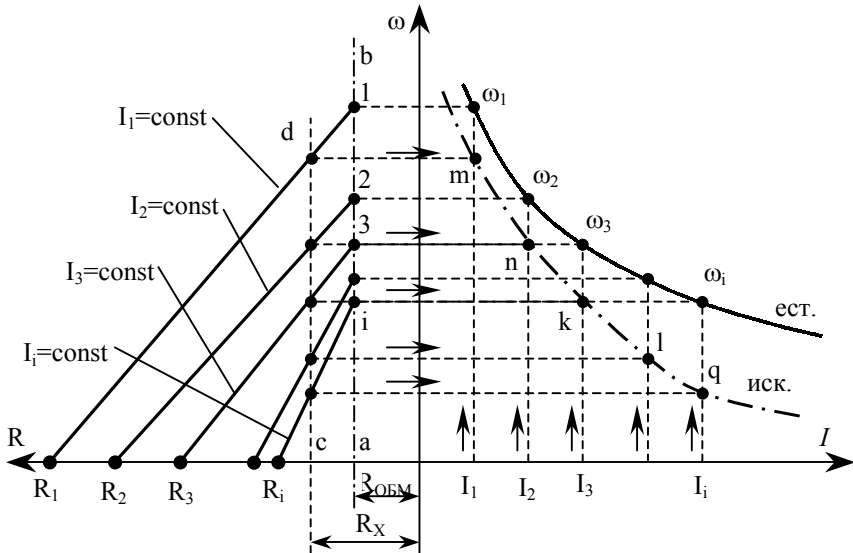


Рисунок 2.51

$\omega$ - $R$  линейные функции  $\omega = f(R)$  при соответствующих постоянных значениях токов. Теперь для любого сопротивления цепи якоря  $R_X = R_{ОБМ} + R_{ДОБ.X}$ , откладываемого по оси  $R$ , находят точки пересечения вертикали  $cd$  с характеристиками  $\omega = f(R)$  при  $I=const$ . Далее, как показано на рисунке 2.51, от этих точек пересечения проводят горизонталь до пересечения с вертикалями соответствующих токов, находя точки  $m, n, k, l, q$ , принадлежащие искомой искусственной электромеханической характеристике для  $R_{ДОБ} = R_X - R_{ОБМ}$ .

### 2.6.6 Структурные схемы двигателей с последовательным и смешанным возбуждением

Так же как и для двигателей с независимым возбуждением структурная схема двигателя с последовательным возбуждением составляется на основании уравнения (2.19) электрического равновесия цепи якоря и уравнения движения (2.20). Однако в этих уравнениях магнитный поток  $\Phi \neq const$ . Поэтому при составлении структурной схемы для расчета противоЭДС  $E = C\Phi\omega$  и электромагнитного момента  $M = C\Phi I$  в структурную схему необходимо вводить нелинейные звенья для представления кривой намагничивания двигателя  $\Phi = f(I)$ , а также блоки перемножения. На рис. 2.52 и 2.53 показаны структурные схемы двигателя с последовательным возбуждением для случая задания нагрузки величиной статического тока  $I_C$  (рис. 2.52) или статического момента  $M_C$  (рис. 2.53). На этих рисунках: *БН* – блок нелинейности для представления кривой намагничивания  $\Phi = f(I)$  и *БП* – блок перемножения.

Передаточные функции электромагнитной части двигателя  $W_{\Omega}(p) = \frac{1/R}{T_{\Omega}p + 1}$  и механической части  $W_M(p) = \frac{1}{jp}$  здесь те же, что и для двигателя с независимым возбуждением, как это было показано ранее в разделе 2.2.3.

### 2.7 Расчет пусковых сопротивлений в цепи якоря двигателя с последовательным или смешанным возбуждением

Пуск двигателей с последовательным или смешанным возбуждением осуществляется, как и для двигателей с независимым возбуждением, по нормальной пусковой диаграмме. Может быть форсированный или нормальный пуск (эти определения такие же, что и для двигателя с незави-

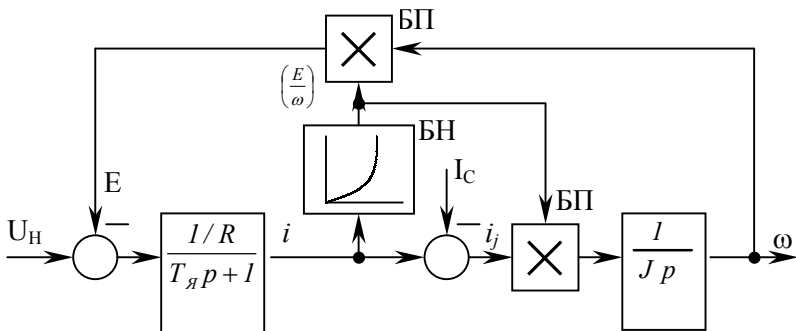


Рисунок 2.52

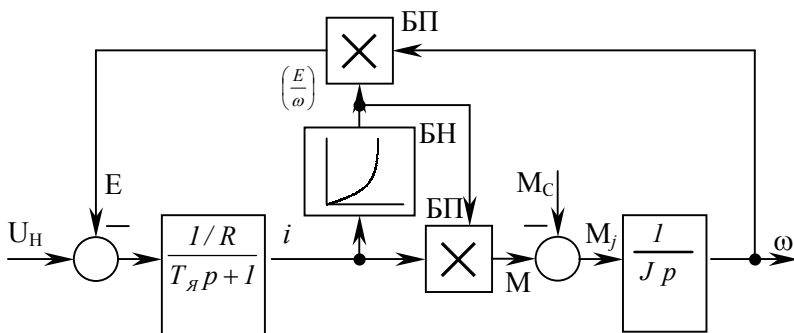


Рисунок 2.53

симым возбуждением). Физические процессы при пуске также аналогичны процессам в двигателе с независимым возбуждением, действуют реакция якоря и ЭДС самоиндукции.

Расчет пусковых сопротивлений в цепи якоря можно выполнить графическим или графоаналитическим методами, а также по семейству универсальных искусственных электромеханических или механических характеристик.

### 2.7.1 Графический метод расчета пусковых сопротивлений (метод Брахитадта)

Этот метод основан на доказанном выше (см. раздел 2.6.5) свойстве, заключающемся в том, что при  $I = \text{const}$   $\omega = f(R)$  – линейная функция, а также на изложенном в этом разделе способе графического расчета и построения искусственных механических (электромеханических) характеристик.

Рассмотрим графический метод расчета на примере двухступенчатого реостатного пуска (рис. 2.54). Для расчета необходимо знать естественную электромеханическую характеристику, величину  $R_{\text{ОБМ}}$  и значение тока ста-

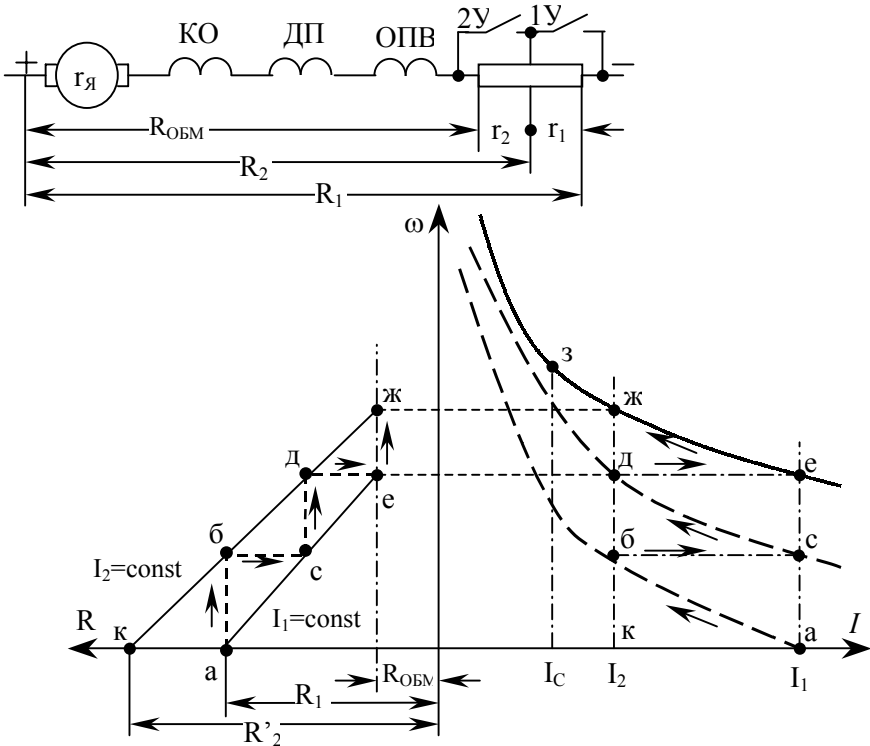


Рисунок 2.54



тической нагрузки  $I_C$ .

Вначале надо задаться максимальным пусковым током  $I_1=(2-3)I_H$  и током переключения  $I_2 \geq (1,1-1,2)I_C$ . Для выбранных значений токов  $I_1$  и  $I_2$  на естественной характеристике наносят точки  $e$  и  $ж$ , а затем переносят их на вертикаль, отстоящую от оси ординат на величину  $R_{ОБМ}$ . Подбирают такие величины  $R_1 = U_H / I_1$  и  $R'_2 = U_H / I_2$ , при которых в координатной системе  $\omega=f(R)$  можно построить нормальную пусковую диаграмму  $a-b-c-d-e-ж$ . Если построенное не получается, то надо варьировать током  $I_2$  (при форсированном пуске) или током  $I_1$  (при нормальном пуске) и повторять расчеты  $R_1$  и  $R'_2$  до удовлетворительного построения пусковой диаграммы. Сопротивление  $R'_2 > R_1$ , это абстрактная величина, которой нет в якоре двигателя.

Такое сопротивление потребовалось бы в цепи якоря двигателя, чтобы при токе  $I_2$  не было бы противоЭДС, то есть чтобы двигатель был неподвижен ( $\omega=0$ , точка  $k$  на рис. 2.54).

После построения нормальной пусковой диаграммы по ее отрезкам считывают величины ступеней пускового сопротивления (в масштабе, принятом по оси  $R$ ):

$$r_1 = \overline{bc}, \quad r_2 = \overline{de}.$$

По нормальной пусковой диаграмме в координатах  $\omega-R$  можно представить приблизительно характеристики и пусковую диаграмму  $a-b-c-d-e-ж-з$  в координатах  $\omega-I$  (см. пунктирные характеристики на рис. 2.54).

Графическим методом можно пользоваться для расчета пусковых сопротивлений при заданном числе их, а можно и подобрать необходимое число пусковых ступеней.

Для проверки правильности расчета можно ориентировочно проверить его по соотношению:

$$R_{\text{ДВС}}^* = r_1^* + r_2^* \cong 0,35 \div 0,45.$$

### 2.7.2 Графоаналитический метод расчета пусковых сопротивлений

Этот метод основан на использовании так называемой «лучевой диаграммы» (см. рис. 2.55, для которого приняты те же обозначения в системе двухступенчатого реостатного пуска, что и на рис. 2.54).

Допустим, что имеется семейство электромеханических характеристик, по которым осуществляется реостатный двухступенчатый пуск с нормальной пусковой диаграммой. Проведя прямые (лучи)  $ab-cd-еж$  для принятых значений токов  $I_1$  и  $I_2$ , можно убедиться, что все эти лучи пересекаются в одной точке («полюсе»  $p$ ), образуя так называемую лучевую диаграмму.

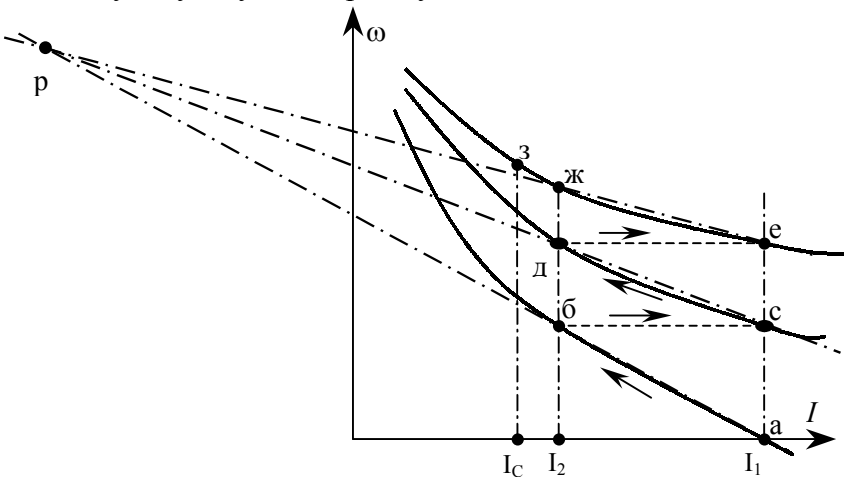


Рисунок 2.55

Пересечение всех лучей в одной точке может быть доказано следующим образом.

Ранее показано соотношением (2.78) в разделе 2.6.4, что падение скорости при  $I=const$  пропорционально добавочному сопротивлению в цепи якоря, то есть, что  $\omega_e - \omega_u = aR_{\text{доб}}$ .

Из построенной лучевой диаграммы для указанной на рис. 2.54 схемы якорной цепи следует:

$\overline{\text{при } I_1 = \text{const}}$ $\overline{ac} = a_1 r_1$ $\overline{ce} = a_1 r_2$	$\overline{\text{при } I_2 = \text{const}}$ $\overline{бд} = a_2 r_1$ $\overline{дж} = a_2 r_2$
---	---

Делением соответствующих равенств получим:

$$\frac{\overline{ac}}{\overline{бд}} = \frac{a_1}{a_2}; \quad \frac{\overline{ce}}{\overline{дж}} = \frac{a_1}{a_2}, \text{ то есть}$$

$$\frac{\overline{ac}}{\overline{бд}} = \frac{\overline{ce}}{\overline{дж}} = \frac{a_1}{a_2}. \quad (2.81)$$

Это соотношение возможно лишь в том случае, если все лучи пересекаются в одной точке (точке «р»), служащей вершиной подобных треугольников.

Расчет пусковых сопротивлений графоаналитическим методом по лучевой диаграмме выполняется в следующей последовательности, если имеется естественная электромеханическая характеристика двигателя:

а) задаются токами  $I_1$  и  $I_2$  так же, как и при графическом методе расчета. Через точки  $e$  и  $жс$  проводят первый луч нормальной лучевой диаграммы.

б) Рассчитывают скорость двигателя в точке  $б$ , записывая уравнения электромеханических характеристик при  $I_2 = \text{const}$ , но при разных сопротивлениях цепи якоря:

$$\omega_б = \frac{U_H - I_2(R_{ОБМ} + R_{ДОБ})}{C\Phi},$$

$$\omega_{жс} = \frac{U_H - I_2 R_{ОБМ}}{C\Phi},$$

где  $R_{ОБМ} + R_{ДОБ} = R_{ОБМ} + r_2 + r_1 = R_1 = \frac{U_H}{I_1}$ .

Разделив  $\omega_б$  на  $\omega_{жс}$  и исключив из расчета магнитный поток  $C\Phi$ , получают:

$$\frac{\omega_б}{\omega_{жс}} = \frac{U_H - I_2 R_1}{U_H - I_2 R_{ОБМ}}, \text{ откуда}$$

$$\omega_{\theta} = \frac{U_H - I_2 R_1}{U_H - I_2 R_{ОБМ}} \cdot \omega_{ж} . \quad (2.82)$$

в) Проводят луч  $ab$  и определяют таким образом точку  $p$  (полюс лучевой диаграммы). Проводят  $bc$  параллельно оси абсцисс и получают точку  $c$ , далее проводят луч  $cdp$  и линию переключения  $de$ . Если эта линия не попадает в точку  $e$  на естественной характеристике, то построение лучевой диаграммы надо повторить, варьируя токи  $I_2$  и  $I_1$  (при форсированном или нормальном пуске соответственно).

г) Определяют полное сопротивление цепи якоря  $R_1 = U_H / I_1$  и добавочное (внешнее) сопротивление

$$R_{ДОБ} = R_1 - R_{ОБМ} ,$$

соответствующее отрезку  $ae$ . Таким образом можно считать масштаб искомых пусковых сопротивлений.

д) Определяют сопротивления пусковых ступеней по следующим соотношениям:

$$\frac{r_1}{R_{ДОБ}} = \frac{\overline{ac}}{\overline{ae}} ; \quad \frac{r_2}{R_{ДОБ}} = \frac{\overline{ce}}{\overline{ae}} , \quad \text{откуда}$$

$$r_1 = \frac{\overline{ac}}{\overline{ae}} \cdot R_{ДОБ} \quad \text{и} \quad r_2 = \frac{\overline{ce}}{\overline{ae}} \cdot R_{ДОБ} . \quad (2.83)$$

При практическом использовании этого метода не надо строить лучей и полюса « $p$ », а лишь проводить отрезки этих лучей, чтобы найти точки линейной пусковой (лучевой) диаграммы. Метод прост и удобен, так как не требует громоздких построений и расчетов.

### 2.7.3 Расчет пусковых сопротивлений с помощью семейства универсальных искусственных механических характеристик

Если имеется каталог с универсальными искусственными механическими (или электромеханическими) характеристиками, то с их помощью можно построить нормальную пусковую диаграмму (используя также и интерполяционные характеристики). Затем, пользуясь



### 2.7.4 Особенности пуска двигателей со смешанным возбуждением

Для двигателей со смешанным возбуждением в качестве последней ступени пускового сопротивления может быть использована обмотка последовательного возбуждения (см. рис. 2.57), при закорачивании которой машина пена

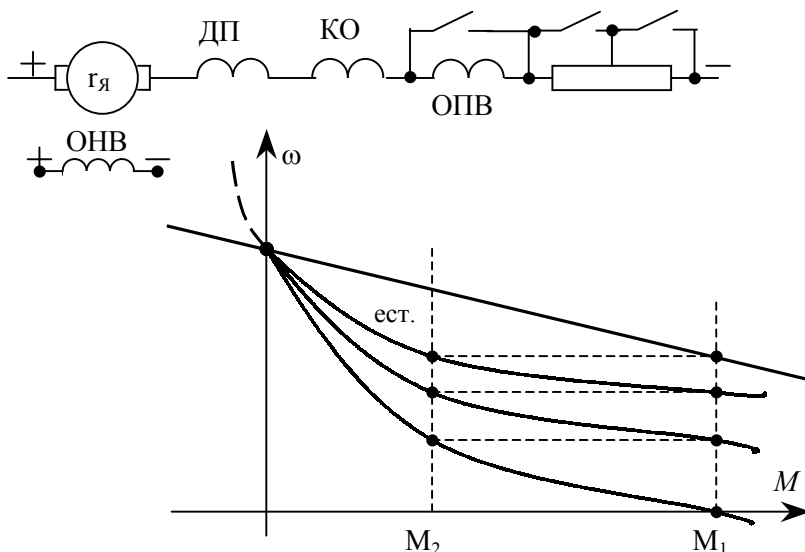


Рисунок 2.57

реводится для работы на жесткую механическую характеристику (как у двигателя с независимым возбуждением). При такой схеме пуска электрическую машину можно перевести в режим торможения с рекуперацией энергии в сеть. Работа в таком режиме при смешанном возбуждении, то есть при мягкой механической характеристике (на рис. 2.57 показана пунктиром), нецелесообразна, так как для получения ощутимых тормозных моментов необходима очень большая скорость вращения двигателя.

## 2.8 Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока с двигателями последовательного и смешанного возбуждения при генераторных режимах работы

Для двигателей с последовательным возбуждением генераторный режим работы с рекуперацией энергии в сеть невозможен, так как для этого типа двигателей всегда  $E < U_H$  при  $\omega_0 \rightarrow \infty$  ( $U_H = C\Phi\omega_0$ ).

Для двигателей смешанного возбуждения рекуперация энергии в сеть возможна, но практически этот режим не используется, так как механическая характеристика в области малых нагрузок очень мягкая (см. рис. 2.57 в разделе 2.7.4). Поэтому нельзя получить большие тормозные моменты (и генерировать в сеть заметное количество энергии) при реальных скоростях вращения электрической машины.

В связи с этим далее рассматриваются подробно лишь два генераторных режима – режим противовключения и режим динамического торможения.

### 2.8.1 Характеристики двигателя в генераторном режиме противовключения

Способы получения этого режима работы те же, что и для двигателя с независимым возбуждением. Соответственно и механические (электромеханические) характеристики проходят во II-м и IV-м квадрантах, но это нелинейные характеристики, так как  $\Phi = f(I)$  зависит нелинейно (см. рис. 2.58).

Процессы торможения при активном или реактивном  $M_C$  протекают аналогично этим процессам в двигателе с независимым возбуждением.

Для ограничения толчка тока (момента) в якоре при переходе в режим противовключения при реверсе

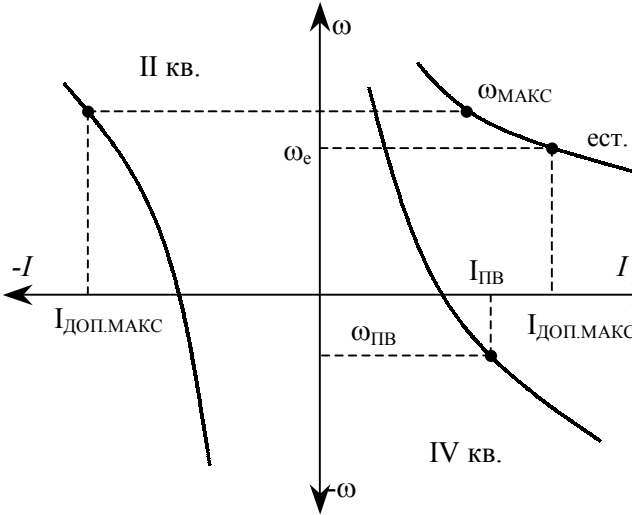


Рисунок 2.58

двигателя в цепь якоря включается дополнительная ступень сопротивления (см. рис. 2.59), величина которой  $R_{ПВ}$  определяется по тому же соотношению, что и

для двигателя с независимым возбуждением:

$$R_{ПВ} = \frac{U_H + E_{МАКС}}{I_{ДОП.МАКС}} - R_{ПУСК} - R_{ОБМ} ,$$

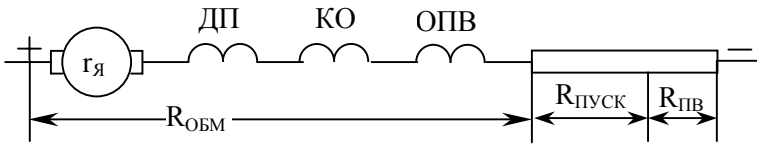


Рисунок 2.59

или в относительных единицах

$$R_{ПВ}^* = \frac{I + E_{МАКС}^*}{I_{ДОП.МАКС}^*} - R_{ПУСК}^* - R_{ОБМ}^* , \quad (2.84)$$

где  $I_{ДОП.МАКС}$  – максимально допустимый ток по коммутационной перегрузке двигателя при соответствующей скорости двигателя (обычно  $I_{ДОП.МАКС}^* = 1,5 - 3,0$ , где низшее значение коммутационного тока соответствует



наибольшей допустимой скорости  $\omega_{МАКС}^* = 2,5 - 3,0$ );

$E_{МАКС}$  – максимальная ЭДС, соответствующая принятому значению  $I_{ДОП.МАКС}$  и максимальной скорости ( $\omega_{МАКС}$ ) в начальный момент торможения.

$$E_{МАКС} = \left(\frac{E}{\omega}\right)_{ДОП} \cdot \omega_{МАКС}, \quad (2.85)$$

или в относительных единицах

$$E_{МАКС}^* = \left(\frac{E}{\omega}\right)_{ДОП}^* \cdot \omega_{МАКС}^*. \quad (2.86)$$

Здесь  $\left(\frac{E}{\omega}\right)_{ДОП}$  – магнитный поток двигателя при токе якоря  $I = I_{ДОП.МАКС}$ . Этот поток определяется по универсальной (для данного типа двигателей) характеристике намагничивания  $\left(\frac{E}{\omega}\right)^* = f(I^*)$ , то есть по так называемой переходной характеристике (см. рис. 2.60).

Магнитный поток  $\left(\frac{E}{\omega}\right)_{ДОП}$  можно определить и аналитически, не пользуясь переходной характеристикой. В этом случае нужна естественная характеристика двигателя (см. рис. 2.58), по которой для тока

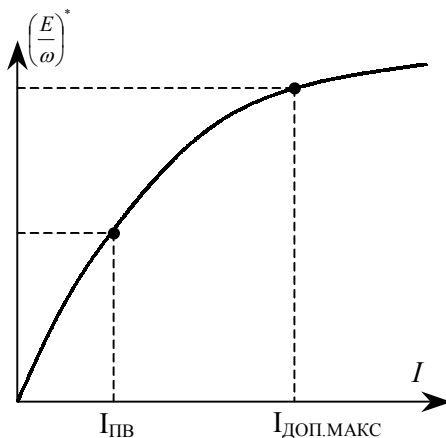


Рисунок 2.60

$I_{ДОП.МАКС}$  находится скорость двигателя  $\omega_e$ , а далее

$$\left(\frac{E}{\omega}\right)_{ДОП} = \frac{U_H - I_{ДОП.МАКС} \cdot R_{ОБМ}}{\omega_e}, \quad (2.87)$$

или в относительных единицах:

$$\left(\frac{E}{\omega}\right)_{\text{ДОП}}^* = \frac{I - I_{\text{ДОП.МАКС}}^* \cdot R_{\text{ОБМ}}^*}{\omega_e^*}. \quad (2.88)$$

Величина сопротивления  $R_{\text{ПВ}}$  может быть найдена не по максимальным значениям  $\omega_{\text{МАКС}}$  и  $I_{\text{ДОП.МАКС}}$  в момент переключения двигателя на торможение в режиме противовключения, а по координатам точки  $\omega_{\text{ПВ}}$  и  $I_{\text{ПВ}}$ , заданным на характеристике противовключения (см. рис. 2.58 и 2.60). В этом случае (расчетные соотношения приводятся только в абсолютных значениях фазовых координат и параметров двигателя):

$$R_{\text{ПВ}} = \frac{U_{\text{H}} + E_{\text{ПВ}}}{I_{\text{ПВ}}} - R_{\text{ПВСК}} - R_{\text{ОБМ}}; \quad (2.89)$$

$$E_{\text{ПВ}} = \left(\frac{E}{\omega}\right)_{I=I_{\text{ПВ}}} \cdot \omega_{\text{ПВ}}; \quad (2.90)$$

$$\left(\frac{E}{\omega}\right)_{I=I_{\text{ПВ}}} = \frac{U_{\text{H}} - I_{\text{ПВ}} \cdot R_{\text{ОБМ}}}{\omega_e}. \quad (2.91)$$

Расчет и построение искусственных электромеханических (механических) характеристик двигателя, работающего в режиме противовключения, производится методами переходных или граничных характеристик (также как и для двигательного режима работы).

### 2.8.2 Характеристики двигателя в генераторном режиме динамического торможения

Динамическое торможение двигателей с последовательным или смешанным возбуждением возможно в двух вариантах: 1) при работе только с независимым возбуждением, 2) при работе в режиме самовозбуждения.

Рассмотрим оба варианта подробнее.

Динамическое торможение с независимым возбуждением. Схема включения

двигателя для этого варианта динамического торможения показана на рис. 2.61.

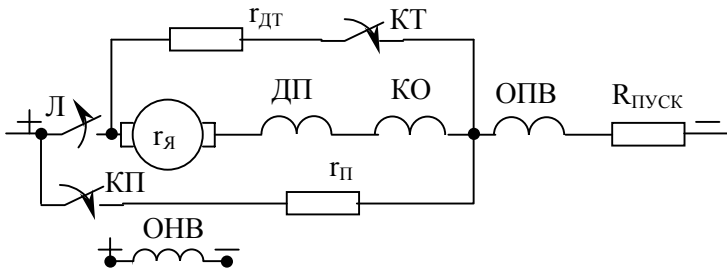


Рисунок 2.61

При использовании двигателя только с последовательным возбуждением цепи с обмоткой *ОНВ* не будет. После отключения линейного контактора *Л* и включения контактора торможения *КТ* и контактора цепи подпитки *КП* собирается схема, в которой двигатель включается в контур динамического торможения с сопротивлением  $r_{дт}$ , а обмотка последовательного возбуждения *ОПВ* будет получать независимое питание от сети через сопротивление  $r_{п}$  (подпитки) и пусковое сопротивление  $R_{пуск}$ . Таким образом, двигатель последовательного или смешанного возбуждения становится двигателем с независимым возбуждением. Физические процессы для этого случая, линейные механические (электромеханические) характеристики и их уравнения рассмотрены ранее в разделе 2.4.2. Жесткость характеристик определяется величиной сопротивления контура динамического торможения  $R=r_{я}+r_{дп}+r_{ко}+r_{щ}+r_{дт}$ .

Уравнения электромеханической и механической характеристик

$$\omega = -IR/C\Phi \quad \text{и} \quad \omega = -MR/(C\Phi)^2 \quad (2.92)$$

показывают их линейность, так как  $\Phi=const$ , но не позво-

ляют построить характеристики из-за того, что величина потока неизвестна.

Преобразуем уравнение электромеханической характеристики  $\omega = -IR/C\Phi$  к виду, удобному для построения ее. Так как  $C\Phi = U_H/\omega_{\Gamma}$ , то

$$\omega = -I \frac{R}{U_H} \cdot \omega_{\Gamma}. \quad (2.93)$$

Сопротивление  $r_{\Pi}$  выбирается так, чтобы обеспечить в обмотке *ОПВ* протекание тока  $I_H$  и таким образом создание номинального потока  $\Phi_H$ . Итак

$$r_{\Pi} = \frac{U_H}{I_H} - R_{\text{пуск}} - r_{\text{ОПВ}}. \quad (2.94)$$

Значение граничной скорости при номинальном токе ( $\omega_{\Gamma} = \omega_{\Gamma(H)}$ ) определяется по граничной характеристике (см. рис. 2.62).

Таким образом,

$$\omega = -I \frac{R}{U_H} \cdot \omega_{\Gamma(H)}, \quad (2.95)$$

$$\omega = -\frac{MR}{U_H^2} \cdot \omega_{\Gamma(H)}^2. \quad (2.96)$$

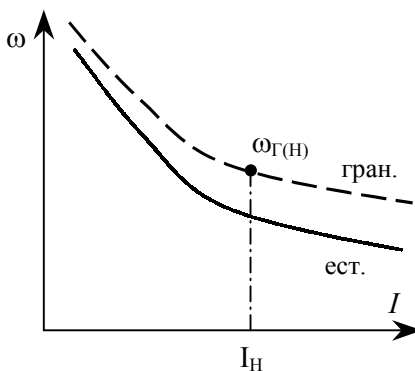


Рисунок 2.62

По соотношениям (2.95) и (2.96) можно построить линейные электромеханическую и механическую характеристики для режима с заданным сопротивлением  $R$  контура динамического торможения.

Принимать в обмотке *ОПВ* ток  $I > I_H$  не следует, чтобы избежать перегрева этой обмотки. Кроме того,

при  $I=I_H$  магнитная система машины уже насыщена. Дальнейшее увеличение тока возбуждения ( $I_B>I_H$ ) не дает существенного выигрыша в потоке и, следовательно, в тормозном моменте, но увеличивает тепловую нагрузку *ОПВ*.

Электромеханическую (механическую) характеристику двигателя в режиме динамического торможения с независимым возбуждением можно рассчитать и аналитически, не пользуясь граничной характеристикой.

При  $I=I_H$ , то есть при  $\Phi=\Phi_H$  из уравнения естественной электромеханической характеристики следует:

$$C\Phi_H = \frac{E_H}{\omega_H} = \frac{U_H - I_H \cdot R_{ОБМ}}{\omega_H}. \quad (2.97)$$

Подставляя это значение потока в (2.92) при  $\Phi=\Phi_H$ , получим:

$$\omega = -I \frac{R}{C\Phi_H} = -\frac{IR\omega_H}{U_H - I_H \cdot R_{ОБМ}}, \quad (2.98)$$

или в относительных единицах

$$\omega^* = -\frac{R^*}{I - R_{ОБМ}^*} \cdot I^*. \quad (2.99)$$

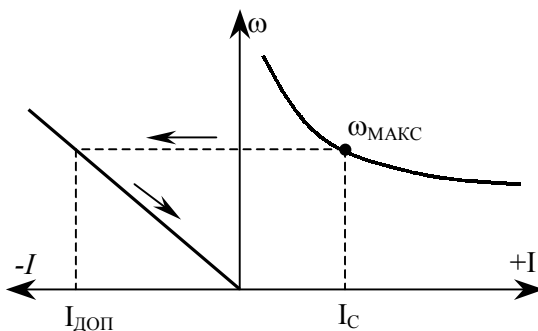


Рисунок 2.63

Добавочное сопротивление  $r_T$  в контуре динамического торможения рассчитывается из условия ограничения тока якоря до допустимой величины  $I_{Доп}$  в начальный момент торможения (также, как и для двигателя с независимым возбуждением):

$$r_T = \frac{E_{МАКС}}{I_{ДОП}} - R_{Я}, \quad (2.100)$$

где  $E_{МАКС}$  – максимальная ЭДС в начальный момент торможения;

$$R = r_{я} + r_{ДП} + r_{КО} + r_{Щ}.$$

Так как  $\omega_{НАЧ} = \omega_{МАКС}$  при различных  $I_C$  (или  $M_C$ ) значительно меняется из-за мягкости характеристики, то и  $E_{МАКС}$  также существенно изменяется. Определение  $E_{МАКС}$  производится следующим образом. Так как ток возбуждения  $I_B = I_H$  (то есть  $\Phi = \Phi_H$ ), то

$$\frac{E_{МАКС}}{E_H} = \frac{\omega_{МАКС}}{\omega_H}, \text{ откуда}$$

$$E_{МАКС} = E_H \frac{\omega_{МАКС}}{\omega_H}, \quad (2.101)$$

$$E_{МАКС}^* = \omega_{МАКС}^* \cdot \quad (2.102)$$

В относительных единицах величина сопротивления  $r_T$  рассчитывается из соотношения (2.100) следующим образом:

$$r_T^* = \frac{E_{МАКС}^*}{I_{ДОП}^*} - R_{я}^* = \frac{\omega_{МАКС}^*}{I_{ДОП}^*} - R_{я}^*, \quad (2.103)$$

то есть точно так же, как и для двигателя с независимым возбуждением по соотношению (2.51).

Динамическое торможение с самовозбуждением. Такой вид динамического торможения применяется при необходимости быстрой остановки электропривода в аварийных ситуациях. Например, в грузоподъемных механизмах при так называемом *переподъеме*, когда траверса с крюком упирается в металлоконструкцию крана. Воздействием на конечные выключатели схема питания электродвигателя в этом случае переключается на работу в режим динамического торможения. На рис. 2.64,а показана схема цепи якоря для двигательного режима работы (контакты  $K1$  и  $K2$  замкнуты, а  $K3$  и  $K4$  разомкнуты). Ток в якоре и ОПВ двигателя определяется знаком напряжения сети (показан пунктиром).

На рис. 2.64,б показана схема включения двигателя в режиме динамического торможения (контакты  $K1$  и  $K2$  разомкнуты, а  $K3$  и  $K4$  — замкнуты, образуя контур динамического торможения).

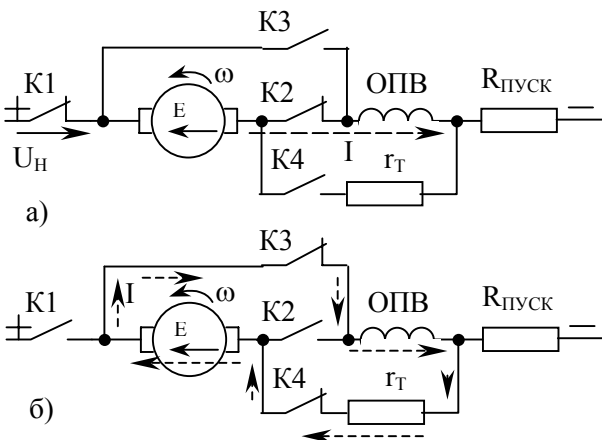


Рисунок 2.64

В схеме динамического торможения направление тока в обмотке якоря меняется на противоположное и определяется направлением ЭДС, а направление тока в  $ОПВ$  сохраняется то же, что и при двигательном режиме. Таким образом, сохраняется направление магнитного потока и меняется направление тока в якоря. Это приводит к изменению знака момента ( $M=C\Phi I$ ), который становится тормозным, а не движущим.

В режиме динамического торможения с самовозбуждением для получения тормозного момента надо обеспечить условия самовозбуждения двигателя. Для этого необходимо согласовать направление вращения с направлением тока в цепи якоря и цепи  $ОПВ$ , как это показано выше. Кроме того, необходимо, чтобы сопротивление контура самовозбуждения ( $R=R_{я}+r_{ОПВ}+r_T$ ) было меньше кри-

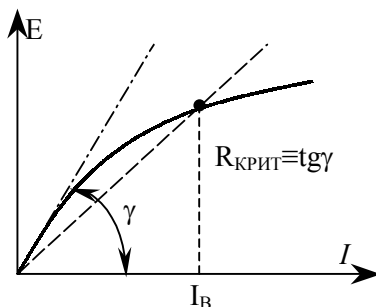


Рисунок 2.65

тического сопротивления  $R_{КРИТ}$ , величина которого определяется углом наклона касательной к характеристике намагничивания (рис. 2.65).

Построение электромеханических (механических) характеристик выполняется для режима самовозбуждения следующим образом:

$$\omega = \omega_{ДГ} = -\frac{IR}{C\Phi} = -\frac{IR}{U_H} \cdot \omega_{Г}. \quad (2.104)$$

Здесь  $R=R_{ОБМ}+r_T$ . Ток в (2.104) имеет отрицательное значение. Задаваясь рядом значений  $I$ , определяют для этих токов величины  $\omega_{Г}$  по граничной характеристике, а затем по выражению (2.104) рассчитывается  $\omega_{ДГ}$ .



Построение электромеханической характеристики можно значительно упростить, если воспользоваться следующими соображениями.

Уравнение электромеханической характеристики для двигательного режима –

$$\omega = \frac{U_H}{C\Phi} - \frac{IR}{C\Phi}.$$

Но так как  $\omega_{Г} = \frac{U_H}{C\Phi}$ , а в соответствии с (2.104)

$-\frac{IR}{U_H} \cdot \omega_{Г} = \omega_{ДГ}$ , то  $\omega = \omega_{Г} - \omega_{ДГ}$ , откуда

$$\omega_{ДГ} = \omega_{Г} - \omega. \quad (2.105)$$

Соотношение (2.105) определяет простой способ построения электромеханической характеристики для режима динамического торможения.

Задаваясь токами  $I_1, I_2, \dots, I_i$ , по граничной характеристике  $\omega_{Г}=f(I)$  определяют соответствующие им граничные скорости  $\omega_{Г1}, \omega_{Г2}, \dots, \omega_{Гi}$ . Затем по искусственной реостатной электромеханической характеристике, рассчитан-



ной для полного сопротивления цепи якоря  $R=R_{ОБМ}+r_T=R_K$ , то есть для такого же сопротивления, что и сопротивление контура динамического торможения, определяют скорости  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_i$  для двигательного режима (см. рис. 2.66) или для режима противовключения (точка  $\omega_i$ ).

Вычисляя разности  $\omega_{д1} = \omega_{Г1} - \omega_1, \omega_{д2} = \omega_{Г2} - \omega_2, \dots, \omega_{ди} = \omega_{Ги} - \omega_i$ , откладывают их на ординатах, соответствующих токам, выбранным ранее, но во II-м квадранте, получая, таким образом, электромеханическую характеристику двигателя для режима динамического торможения.



Построение электромеханических характеристик для режима динамического торможения двигателя с самовозбуждением можно выполнить и методом переходных характеристик. Последовательность вычислительных операций в этом случае следующая:

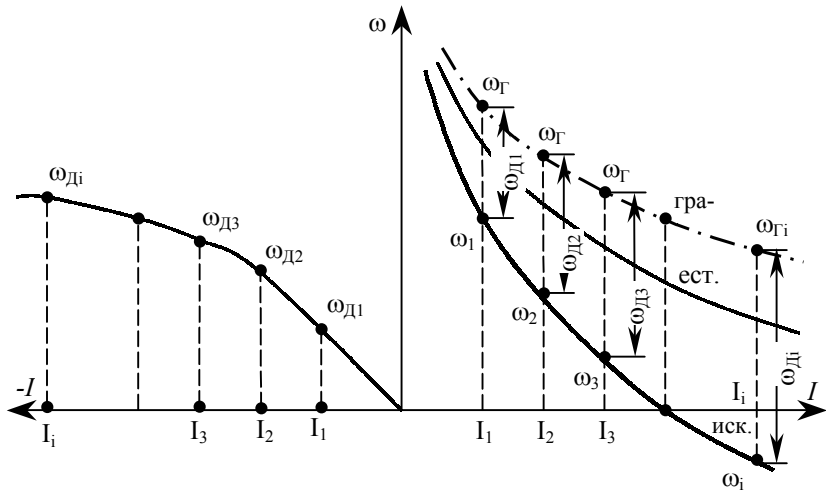


Рисунок 2.66

1) Задаваясь током, необходимо определять ЭДС для известного сопротивления  $R=R_{ОБМ}+r_T$  контура динамического торможения:

$$E_{u1} = I_1 R, E_{u2} = I_2 R, \dots, E_{ui} = I_i R;$$

2) Для этих же значений токов по предварительно рассчитанной переходной характеристике  $\left(\frac{E}{\omega}\right)_e = f(I)$  определяются соответствующие потоки

$$\left(\frac{E}{\omega}\right)_{e1}, \left(\frac{E}{\omega}\right)_{e2}, \dots, \left(\frac{E}{\omega}\right)_{ei};$$

3) Для выбранных значений токов рассчитываются соответствующие им скорости в режиме динамического торможения

$$\omega_{u1} = \omega_{ДТ1} = \frac{E_{u1}}{\left(\frac{E}{\omega}\right)_{e1}}, \omega_{u2} = \omega_{ДТ2} = \frac{E_{u2}}{\left(\frac{E}{\omega}\right)_{e2}}, \dots, \omega_{ui} = \omega_{ДТi} = \frac{E_{ui}}{\left(\frac{E}{\omega}\right)_{ei}};$$

4) Во II-м квадранте строится электромеханическая характеристика  $\omega_{ДТi} = f(I_i)$  динамического торможения с самовозбуждением.



Вне зависимости от метода построения электромеханической характеристики динамического торможения двигателя его механическая характеристика строится с помощью универсальной (для данного типа двигателя) характеристики  $M=f(I)$ .

Механическая характеристика двигателя в режиме динамического торможения по внешнему виду несколько отличается от электромеханической характеристики, так как она содержит участок с  $\omega=const$  (рис. 2.67).

Быстрое нарастание скорости в зоне малых моментов объясняется малой жесткостью естественной ме-

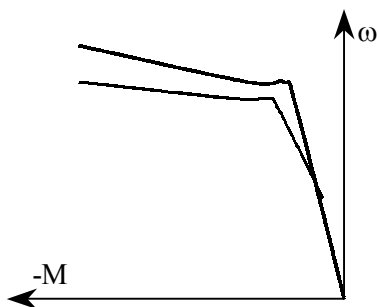


Рисунок 2.67

механической характеристики при небольших нагрузках. В зоне больших нагрузок момент двигателя уменьшается быстрее, так как одновременно уменьшается и ток, и магнитный поток двигателя. Наличие участка с незначительным изменением скорости ( $\omega \approx const$ ) объясняется тем, что кривая намагничивания машины имеет небольшой участок с практически линейной зависимостью  $\left(\frac{E}{\omega}\right) = f(I)$ , как это показано на рис. 2.68. Если принять для этого участка  $\Phi \approx KI$ , то скорость двигателя по уравнению механической характеристики для режима динамического торможения запишется следующим образом:

$$\omega = -\frac{RM}{(C\Phi)^2} = -\frac{R \cdot C\Phi I}{(C\Phi)^2} = -\frac{R \cdot C\Phi \frac{\Phi}{K}}{(C\Phi)^2} = -\frac{R}{CK} = const.$$

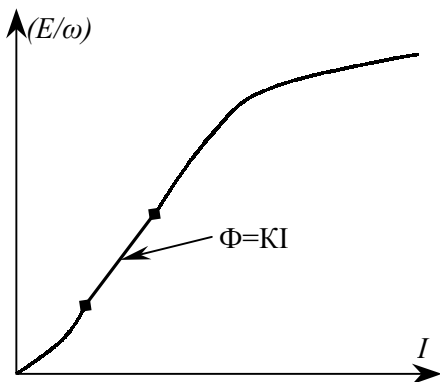


Рисунок 2.68

Для различных сопротивлений  $R$  контура динамического торможения можно построить в относительных единицах семейство универсальных электромеханических (механических) характеристик двигателя в этом режиме.



Расчет добавочного сопротивления  $r_T$  для схемы динамического торможения

двигателя с самовозбуждением производится также по величинам  $E_{МАКС}$  и  $I_{ДОП}$ .

Обычно динамическое торможение с самовозбуждением применяют не как технологический режим с большим числом включений в час, а как аварийный режим. Поэтому токи возбуждения ( $I_B$ ) допускают в 1,5-2 раза большие, чем  $I_H$ , стремясь повысить тормозной момент и не опасаясь перегрева обмотки последовательного возбуждения.

При  $I_B \neq I_H$  величину  $E_{МАКС}$  надо определять так:

для выбранного значения  $I_B = I_{ДОП}$  по переходной характеристике  $\left(\frac{E}{\omega}\right)_e = f(I)$  определяется величина магнитного потока  $\left(\frac{E}{\omega}\right)_{e, I=I_{ДОП}}$ . Затем по максимальной скорости в начальный момент торможения определяется ЭДС

$$E_{МАКС} = \left(\frac{E}{\omega}\right)_{e, I=I_{ДОП}} \cdot \omega_{МАКС} \cdot \quad (2.106)$$

После этого можно рассчитать

$$r_T = \frac{E_{МАКС}}{I_{ДОП}} - R_{ОБМ}, \quad (2.107)$$

или в относительных единицах

$$r_T^* = \frac{E_{МАКС}^*}{I_{ДОП}^*} - R_{ОБМ}^* ; \quad (2.108)$$

$$r_T^* = \frac{\left(\frac{E}{\omega}\right)_{e, I=I_{ДОП}}^* \cdot \omega_{МАКС}^*}{I_{ДОП}^*} - R_{ОБМ}^* \cdot \quad (2.109)$$

### 2.8.3 Сравнительная оценка и области применения различных тормозных режимов двигателей постоянного тока

Рассмотрим вопрос о сравнительной оценке двух

диссипативных режимов торможения, то есть таких режимов, при которых работа электропривода сопровождается рассеиванием (*dissipatio* – рассеивание, лат.) запасенной кинетической энергии. Запас энергии превращается в тепловую энергию, выделяющуюся в сопротивлениях цепи якоря (а также при трении в подшипниках). Такие диссипативные режимы – это торможение противовключением и динамическое торможение. Сравнительная оценка должна проводиться, естественно, при равных условиях работы, то есть для электроприводов равной мощности и с одинаковой начальной скоростью торможения. В качестве критериев сравнения примем быстродействие, величину потерь энергии за период торможения, точность остановки, сложность схемы (а, следовательно, и надежность) для получения режима торможения. В таблице 2.1 знаками «+» и «-» показаны преимущества и недостатки различных видов диссипативного торможения при сравнении по указанным основным критериям.

Из таблицы 2.1 видно, что по всем критериям, кроме быстродействия, предпочтение отдается динамическому торможению.

Однако для реверсивных электроприводов, у которых противовключение используется при реверсе двигателя, этот режим (противовключение) выбирается вне зависимости от стремления к снижению потерь или повышению надежности электропривода.

Для неревверсивных электроприводов предпочтение следует отдавать динамическому торможению.

Для реверсивных электроприводов, требующих точной остановки, применяют так называемое комбинированное торможение – вначале противовключение, а затем переключение на динамическое торможение (при  $\omega=(0,3-0,4)\omega_{нач}$ ).

Таблица 2.1 – Сравнительная оценка режимов торможения

Виды торможения / Критерий сравнения	ПВ	ДТ
1. Быстродействие	+	-
2. Потери энергии	-	+
3. Точность остановки	-	+
4. Сложность схемы (надежность)	-	+

Для нереверсивных электроприводов, требующих быстрой остановки, следует применять торможение противовключением.

### 2.9 Электромеханические свойства электроприводов при потенциометрических схемах включения якоря двигателя с независимым возбуждением

Рассмотренные ранее механические характеристики двигателей постоянного тока не позволяют получить так называемые «ползучие» скорости вращения исполнительного механизма в безредукторном приводе (или при небольших передаточных числах редуктора), то есть режимы работы с жесткой механической характеристикой при низких скоростях. Чтобы получить рабочую точку *A* можно ввести в якорь большое сопротивление (искусственная характеристика 1 на рис. 2.69) или существенно понизить напряжение питания якоря двигателя (характеристика 2).

В первом случае при реостатной характеристике система электропривода очень проста, но из-за незначительной жесткости такой характеристики нельзя обеспе-

читать стабильность скорости при колебаниях нагрузки и, кроме того, этот способ регулирования неудовлетворителен из-за больших потерь в цепи якоря.

Во втором случае можно получить достаточно жесткую механическую характеристику при

незначительных потерях в цепи якоря, но это требует существенного усложнения и удорожания электропривода за счет необходимости использования регулируемого источника напряжения (электромашинного или вентильного) с соответствующей системой управления.

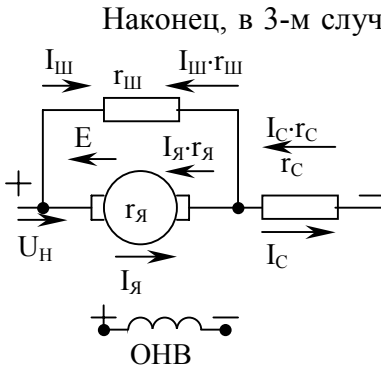


Рисунок 2.70

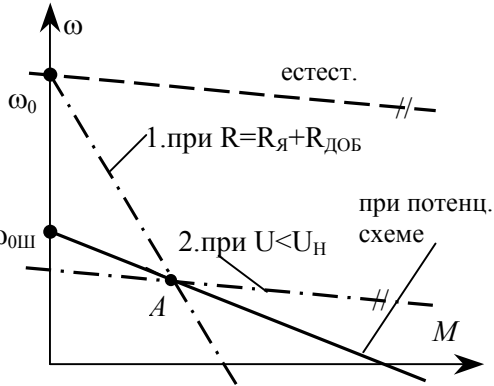


Рисунок 2.69

Наконец, в 3-м случае, желаемую жесткую механическую характеристику при низких скоростях можно легко получить, используя потенциометрическую схему включения якоря двигателя (схему шунтирования якоря).

Анализу и расчетам характеристик при такой схеме включения (см. рис. 2.70) посвящен рассматриваемый далее материал.

### 2.9.1 Уравнения электромеханических и механических характеристик

Для получения электромеханической характеристики

ки двигателя с независимым возбуждением  $\omega = f(I_{Я})$  при шунтировании якоря внешним сопротивлением  $r_{Ш}$  необходимо вначале найти  $E = f(I_{Я})$ , пересчитать ее на зависимость  $\omega = f(I_{Я})$ , а затем перейти к  $\omega = f(M)$ , то есть к уравнению механической характеристики.

Уравнение  $E = f(I_{Я})$  получается при решении системы уравнений, записанных для схемы шунтирования якоря в соответствии с рис. 2.70, где указаны обозначения всех используемых токов и напряжений:

$$U_H - r_{Ш}I_{Ш} - r_C I_C = 0; \quad (2.110)$$

$$E - r_{Ш}I_{Ш} + r_{Я}I_{Я} = 0; \quad (2.111)$$

$$I_{Ш} + I_{Я} - I_C = 0; \quad (2.112)$$

Подставив значение  $I_C$  из (2.112) в (2.110), получим:

$$U_H - r_{Ш}I_{Ш} - r_C I_{Ш} - r_C I_{Я} = 0, \text{ откуда}$$

$$U_H - I_{Ш}(r_{Ш} + r_C) - r_C I_{Я} = 0 \text{ и}$$

$$I_{Ш} = \frac{U_H - r_C I_{Я}}{r_{Ш} + r_C}. \quad (2.113)$$

Из (2.113) подставим значения  $I_{Ш}$  в выражение (2.111):

$$E - \frac{U_H - r_C I_{Я}}{r_{Ш} + r_C} r_{Ш} + r_{Я} I_{Я} = 0, \text{ откуда}$$

$$E = U_H \frac{r_{Ш}}{r_{Ш} + r_C} - \left( r_{Я} + \frac{r_{Ш} r_C}{r_{Ш} + r_C} \right) I_{Я}. \quad (2.114)$$

При  $\Phi = const$  справедливо:

$$\frac{E}{U_H} = \frac{\omega}{\omega_0}, \text{ то есть } E = \frac{\omega}{\omega_0} U_H; \quad (2.115)$$

$$\frac{I_{Я}}{I_H} = \frac{M}{M_H}, \text{ то есть } I_{Я} = \frac{M}{M_H} I_H. \quad (2.116)$$

Подставляя значения  $E$  и  $I_{Я}$  из (2.115) и (2.116) в



(2.114), получим:

$$\frac{\omega}{\omega_0} U_H = U_H \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_c} - \left( r_{я} + \frac{r_{ш} r_c}{r_{ш} + r_c} \right) \frac{M}{M_H} I_{я}, \text{ откуда}$$

$$\omega = \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_c} \omega_0 - \frac{\omega_0 I_H}{U_H M_H} \left( r_{я} + \frac{r_{ш} r_c}{r_{ш} + r_c} \right) M. \quad (2.117)$$

Так как  $\frac{\omega_0 I_H}{U_H M_H} = \frac{U_H I_H}{C \Phi_H U_H C \Phi_H I_H} = \frac{1}{(C \Phi_H)^2}$ , то

$$\omega = \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_c} \omega_0 - \frac{1}{(C \Phi_H)^2} \left( r_{я} + \frac{r_{ш} r_c}{r_{ш} + r_c} \right) M. \quad (2.118)$$

В относительных единицах:

$$\omega^* = \frac{r_{ш}^*}{r_{ш}^* + r_{ш}^*} - \left( r_{я}^* + \frac{r_{ш}^* r_c^*}{r_{ш}^* + r_{ш}^*} \right) M^*. \quad (2.119)$$

Уравнения (2.118) и (2.119) показывают, что механическая характеристика двигателя при шунтировании якоря линейна ( $C \Phi_H = const$ ), так же как и механическая характеристика при подаче полного напряжения  $U_H$ . Это видно из сравнения (2.117) с уравнением естественной характеристики

$$\omega = \omega_0 - \frac{r_{я} M}{(C \Phi_H)^2}.$$

Из уравнения (2.117) следует, что при  $M=0$ , то есть при идеальном холостом ходе, скорость вращения двигателя

$$\omega = \omega_{0ш} = \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_c} \omega_0 < \omega_0. \quad (2.120)$$

Соотношение (2.120) показывает, что скорость идеального холостого хода при шунтировании якоря ( $\omega_{0ш}$ ) меньше такой скорости ( $\omega_0$ ) в схеме без шунтирования (см. рис. 2.69).

Жесткость механической характеристики при шунтировании якоря меньше, чем в схеме без шунтирования

(при естественной характеристике), что видно из неравенства:

$$r_{я} + \frac{r_{ш}r_c}{r_{ш} + r_c} > r_{я}.$$

Это также хорошо видно и из сравнения механических характеристик, показанных на рис. 2.69.

### 2.9.2 Анализ влияния параметров потенциометрической схемы на электромеханические свойства электропривода

При изменении величин сопротивлений  $r_{ш}$  и  $r_c$  положение электромеханической (механической) характеристики электропривода будет меняться. Изменение одного из этих параметров ( $r_{ш} = var$  при  $r_c = const$  или  $r_c = var$  при  $r_{ш} = const$ ) позволяет легко проанализировать их влияние на характеристики.

$r_{ш} = var!$ ,  $r_c = const$ . Для анализа необходимо рассмотреть характеристики при граничных значениях меняющегося сопротивления  $r_{ш}$ :

а)  $r_{ш} = \infty$ , то есть шунтирующая цепь оборвана, следовательно с якорем двигателя включено сопротивление  $r_c$ . Таким образом, двигатель будет работать в соответствии с искусственной механической характеристикой, определяемой добавочным сопротивлением  $r_c$  в цепи якоря. Скорость идеального холостого хода в этом случае равна  $\omega_0$ .

Из уравнения (2.118) при  $r_{ш} = \infty$  следует (учтя, что  $r_{ш} + r_c \approx r_{ш}$ ):

$$\omega = \omega_0 - \frac{r_{я} + r_c}{(C\Phi_H)^2} \cdot M. \quad (2.121)$$

б)  $r_{ш} = 0$ . В этом случае из уравнения (2.118) следует:

$$\omega = -\frac{r_{\text{я}}}{(C\Phi_{\text{H}})^2} \cdot M. \quad (2.122)$$

Соотношение (2.122) – это уравнение механической характеристики, проходящей через начало координат, II-й и IV-й квадранты. Жесткость этой характеристики динамического торможения такая же, как и жесткость естественной характеристики. Следует также отметить, что при  $r_{\text{ш}}=0$  (якорь замкнут накоротко) механическая характеристика не зависит от величины сопротивления  $r_{\text{с}}$ . Характеристики при  $r_{\text{ш}}=\text{var}$  и  $r_{\text{с}}=\text{const}$  показаны на рис. 2.71.

Все эти механические характеристики при любых значениях  $r_{\text{ш}}$  пересекаются в одной точке – точке  $A$ . Для доказательства этого решим совместно уравнения двух механических характеристик, записанных в общем виде для значений сопротивлений  $r_{\text{ш}}=r_{\text{ш}1}$  и  $r_{\text{ш}}=r_{\text{ш}2}$ . Совместное решение этих двух уравнений прямых линий (характеристик) дает координаты точки пересечения их (точки с равными значениями  $\omega$  и  $M$  при различных значениях сопротивления  $r_{\text{ш}}$ ).

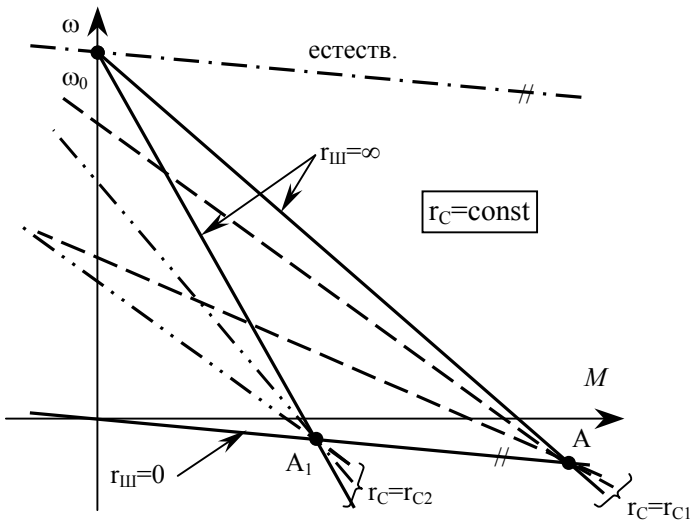


Рисунок 2.71

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \omega_0 \frac{r_{ш1}}{r_{ш1} + r_c} - \frac{I}{(C\Phi_H)^2} \left( r_{я} + \frac{r_{ш1} \cdot r_c}{r_{ш1} + r_c} \right) M, \\ \omega &= \omega_0 \frac{r_{ш2}}{r_{ш2} + r_c} - \frac{I}{(C\Phi_H)^2} \left( r_{я} + \frac{r_{ш2} \cdot r_c}{r_{ш2} + r_c} \right) M. \end{aligned} \right\} \quad (2.123)$$

Приравняв эти два уравнения, получим:

$$\begin{aligned} &\omega_0 \frac{r_{ш1}}{r_{ш1} + r_c} - \frac{r_{ш1} \cdot r_c}{r_{ш1} + r_c} \cdot \frac{M}{(C\Phi_H)^2} - \frac{r_{я} M}{(C\Phi_H)^2} = \\ &= \omega_0 \frac{r_{ш2}}{r_{ш2} + r_c} - \frac{r_{ш2} \cdot r_c}{r_{ш2} + r_c} \cdot \frac{M}{(C\Phi_H)^2} - \frac{r_{я} M}{(C\Phi_H)^2}; \\ &\frac{r_c M}{(C\Phi_H)^2} \cdot \left( \frac{r_{ш2}}{r_{ш2} + r_c} - \frac{r_{ш1}}{r_{ш1} + r_c} \right) = \omega_0 \cdot \left( \frac{r_{ш2}}{r_{ш2} + r_c} - \frac{r_{ш1}}{r_{ш1} + r_c} \right), \text{ откуда} \\ &M = \omega_0 \cdot \frac{(C\Phi_H)^2}{r_c}, \end{aligned} \quad (2.124)$$

то есть момент в точке пересечения характеристик (точка  $A$ ) не зависит от величины сопротивления  $r_{ш}$ .

При изменении величины сопротивления  $r_c$  будет другое семейство характеристик, с другой общей точкой их пересечения (точка  $A_1$  на рис. 2.71). Точка  $A_1$ , как и точка  $A$  находится на одной и той же характеристике, определяемой условием  $r_{ш} = 0$ .

Таким образом, при изменении сопротивления  $r_{ш}$  от 0 до  $\infty$ , это сопротивление не влияет на работу двигателя (при данном значении  $r_c = const$ ) в точке  $A$ , так как все характеристики при любых значениях  $r_{ш}$  пересекаются в одной точке.

$r_c = var!$ ,  $r_{ш} = const$ . В этом случае также надо рассмотреть характеристики двигателя при граничных значениях меняющегося сопротивления, то есть при  $r_c = 0$  и  $r_c = \infty$ .

а)  $r_c = 0$ , то есть сетевое сопротивление закорочено, на двигатель подается полное сетевое напряжение  $U_H$ . Сопротивление  $r_{ш}$ , включенное параллельно двигателю на то же напряжение  $U_H$ , на работу двигателя не влияет. В этом

случае из (2.118) следует, что двигатель будет работать с естественной механической характеристикой

$$\omega = \omega_0 - \frac{r_{\text{Я}} \cdot M}{(C\Phi_{\text{H}})^2}. \quad (2.125)$$

б)  $r_{\text{C}} = \infty$ , то есть сетевое сопротивление оборвано, и двигатель отключен от питающего напряжения. Якорь двигателя замкнут на контур, состоящий из последовательно включенных сопротивлений  $r_{\text{Я}}$  и  $r_{\text{Ш}}$ , и работает в режиме динамического торможения. Механическая характеристика, как следует из (2.118), описывается уравнением

$$\omega = -\frac{r_{\text{Я}} + r_{\text{Ш}}}{(C\Phi_{\text{H}})^2} \cdot M. \quad (2.126)$$

Характеристика проходит через II-й и IV-й квадранты и начало координат (см. рис. 2.72).

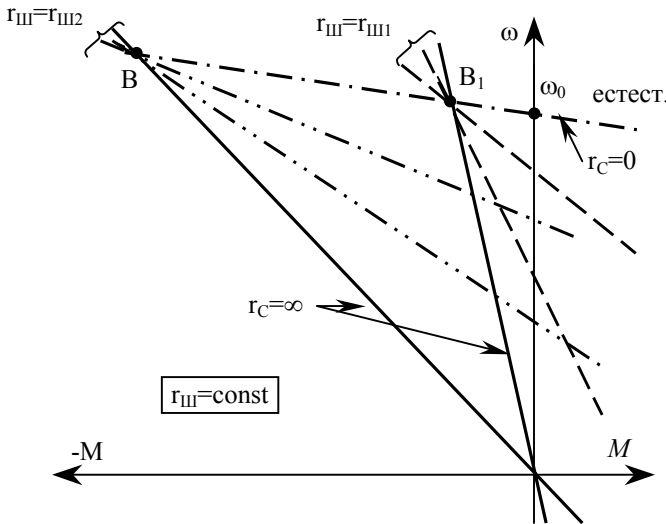


Рисунок 2.72

Аналогично изложенному ранее можно доказать, что семейство механических характеристик при  $r_{\text{C}}=\text{var}$  пересекается в одной точке (точке  $B$ ), лежащей на естествен-

ной характеристике. При изменении величины  $r_{III}$  получается второе семейство характеристик, единственная точка пересечения которых (точка  $B_I$ ) также лежит на естественной характеристике. В точке  $B$  сопротивление  $r_C$  не влияет на режим работы двигателя.

### *2.9.3 Изменение токов в цепях и расчет сопротивлений при потенциометрической схеме включения двигателя*

Для расчета сопротивлений  $r_{III}$  и  $r_C$  по нагреву необходимо знать величины токов  $I_{III}$  и  $I_C$ . Эти токи надо знать и для расчета забираемой из сети энергии. При  $\Phi = const$  характеристики  $\omega = f(M)$  и  $\omega = f(I_A)$  пропорциональны. При шунтировании якоря эта пропорциональность сохраняется. Электромеханическая характеристика  $\omega = f(I_A)$ , как следует из (2.117), линейна. Линейные характеристики  $I_C = f(\omega)$  и  $I_{III} = f(\omega)$  можно построить, выведя соответствующие соотношения из основных уравнений (2.110)÷(2.112), либо путем логических рассуждений о режимах работы электропривода в характерных точках – точках  $A$  и  $B$ . Рассмотрим этот способ.

Вначале построим в координатной системе  $\omega-I$  (см. рис. 2.73) естественную характеристику и параллельную ей в IV-м квадранте. После проведения произвольно электромеханической характеристики  $\omega = f(I_A)$  через II-й, I-й и IV-й квадранты получим уже известные нам точки  $A$  и  $B$ . Далее проведем ряд логических рассуждений о режимах работы двигателя в этих точках.

Режим работы в точке  $A$ . В этой точке

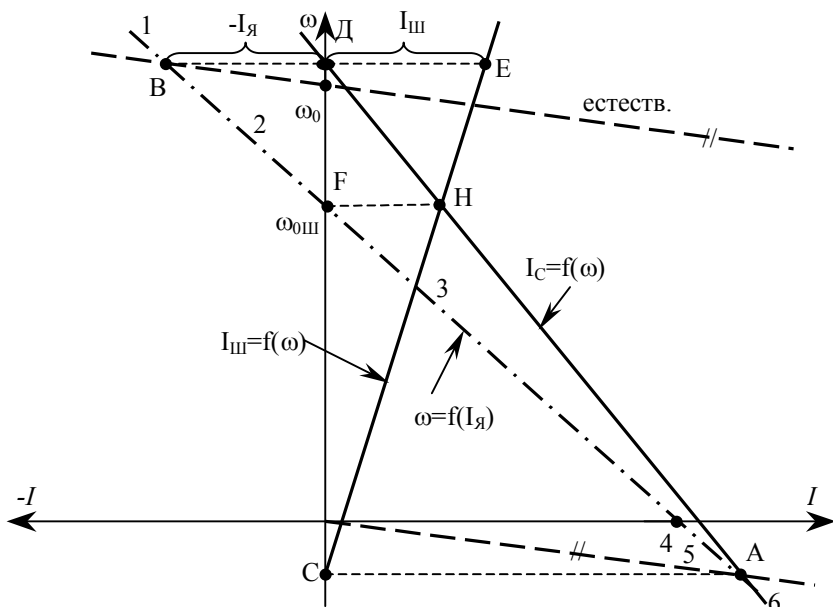


Рисунок 2.73

пересекаются все характеристики при любом значении  $r_{ш}$ , то есть в этой точке величина сопротивления  $r_{ш}$  не влияет на режим работы электропривода. Это может быть в одном единственном случае, когда по сопротивлению  $r_{ш}$  не протекает ток ( $I_{ш}=0$ ). В этом случае падение напряжения на  $r_{ш}$  и, следовательно, падение напряжения на якоре  $U_я = I_{ш}r_{ш} = 0$ . Таким образом, в этом случае ЭДС якоря уравновешена падением напряжения в цепи якоря ( $E = I_я r_я$ ), как это следует из уравнения (2.111). Весь якорный ток проходит через сопротивление  $r_C$ . Все сетевое напряжение приложено к сопротивлению  $r_C$ , то есть для точки  $A$  справедливо  $U_H = I_C r_C$ . Так как при этом  $I_C = I_я / A$ , то есть равен току якоря в точке  $A$ , то

$$r_C = \frac{U_H}{|I_{Я}|_A}. \quad (2.127)$$

Изложенные выше рассуждения приводят к определению точки  $C$  для характеристики  $I_{Ш}=f(\omega)$  и к утверждению, что одна из точек характеристики  $I_C=f(\omega)$  – это точка  $A$ .

Режим работы в точке  $B$ . В этой точке пересекаются все характеристики при любом значении сопротивления  $r_C$ , которое, следовательно, не влияет на режим работы электропривода в этой точке. Это может быть в одном единственном случае, когда через сопротивление  $r_C$  не протекает ток ( $I_C=0$ ,  $I_{Ш}=-I_{Я}$ ). Для точки  $B$  ЭДС в якоре за вычетом падения напряжения на  $r_{Я}$  уравнивает сетевое напряжения  $U_H$ , то есть  $U_H=E-I_{Я}r_{Я}$ .

Эти рассуждения приводят к определению точки  $D$  ( $I_C=0$ ) и точки  $E$  ( $I_{Ш}=-I_{Я}$ ), через которые проходят характеристики  $I_C=f(\omega)$  и  $I_{Ш}=f(\omega)$  соответственно.

Для режима работы в точке  $B$ , когда  $I_C=0$ , все напряжение сети  $U_H$  приложено к зажимам якоря ( $E-I_{Я}r_{Я}=U_H$ ), то есть к сопротивлению  $r_{Ш}$ . Следовательно, для этой точки справедливо  $U_H=I_{Ш}r_{Ш}$ . Но так как  $I_{Ш}=-I_{Я}$ , то

$$r_{Ш} = \frac{U_H}{|I_{Я}|_B}, \quad (2.118)$$

где  $|I_{Я}|_B$  - абсолютное значение тока  $I_{Я}$  для точки  $B$ .



В точке  $F$  (идеальный холостой ход при  $I_{Я}=0$ ) должно соблюдаться условие  $I_{Ш}=I_C$ . Таким образом, при скорости  $\omega=\omega_{0Ш}$  характеристики  $I_C=f(\omega)$  и  $I_{Ш}=f(\omega)$  пересекаются (точка  $H$ ).

Величину  $r_{Ш}$  можно определить также по известному значению  $r_C$  и скорости  $\omega_{0Ш}$ .



Из уравнения (2.117) механической характеристики при  $M=0$  получается, что

$$\omega = \omega_{0Ш} = \omega_0 \frac{r_{Ш}}{r_{Ш} + r_C}, \quad (2.129)$$

откуда  $\omega_{0Ш} \cdot r_{Ш} - \omega_0 \cdot r_{Ш} + \omega_{0Ш} \cdot r_C = 0$ ,

$$r_{Ш} = \frac{\omega_{0Ш}}{\omega_0 - \omega_{0Ш}} \cdot r_C. \quad (2.130)$$

#### 2.9.4 Режимы работы электропривода при потенциометрической схеме включения якоря двигателя

По построенным в 2.9.3 характеристикам токов  $I_C=f(\omega)$  и  $I_{Ш}=f(\omega)$  можно выяснить направление токов во всех элементах схемы и определить режимы работы на отдельных участках и характерных точках электромеханической характеристики  $\omega = f(I_{я})$ . При этом следует использовать ряд чисто мнемонических правил, облегчающих такой анализ:

- положительный знак тока соответствует согласному направлению тока и напряжения сети  $U_H$ , отрицательный знак тока – встречному направлению  $I$  и  $U_H$ ;

- при положительной скорости ( $+\omega$  против движения часовой стрелки) – ЭДС двигателя также положительна и направлена встречно напряжению  $U_H$  сети. При отрицательной скорости ( $-\omega$ ) ЭДС двигателя и напряжение сети направлены согласно;

- при генераторном режиме с рекуперацией энергии в сеть ток якоря направлен согласно с ЭДС и против напряжения сети;

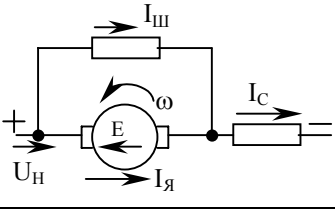
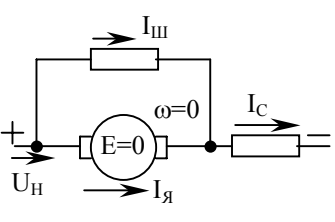
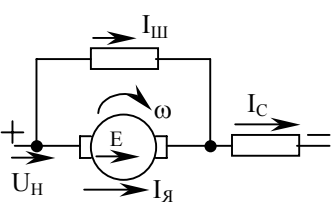
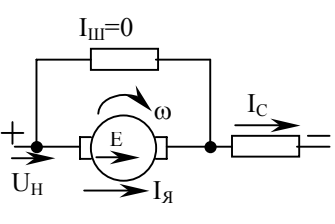
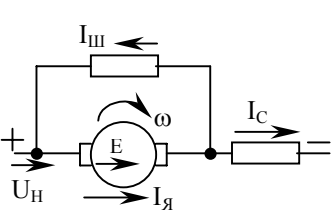
- при генераторном режиме противовключения ток якоря направлен согласно с ЭДС и напряжением сети.

На рис. 2.72 показаны участки и характерные точки электро-механической характеристики при потенциометрической схеме включения двигателя, характеристики  $I_C=f(\omega)$  и  $I_{Ш}=f(\omega)$ , а в таблице 2.2 – схематическое изображение цепей с направлением токов в них, направлением ЭДС и напряжения сети. Тут же указаны и соответствующие этим схемам режимы работы электропривода.

Таблица 2.2 – Режимы работы электропривода при потенциометрической схеме включения якоря двигателя

№ участка или точка	Схема включения	Режим работы
1	2	3
1		<p>Генераторный режим рекуперативного торможения с отдачей энергии в сеть и подпиткой <math>r_{ш}</math> от генератора.</p>
В		<p>Режим чистого (идеального) динамического торможения.</p>
2		<p>Динамическое торможение на контур с <math>r_{ш}</math> и одновременным потреблением энергии из сети (подпитка <math>r_{ш}</math> от сети).</p>
F		<p>Режим идеального холостого хода при пониженном напряжении на якоре.</p>

Продолжение таблицы 2.2.

№ участка или точка	Схема включения	Режим работы
1	2	3
3		Двигательный режим.
4		Режим электромагнитного тормоза.
5		Режим противключения с одновременной подпиткой $r_{ш}$ от сети.
A		Режим чистого (идеального) противключения.
6		Режим противключения с одновременной подпиткой $r_{ш}$ от генератора.

## 2.10 Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока при потенциометрических схемах включения цепей двигателя с последовательным возбуждением

Потенциометрические схемы включения двигателей с последовательным возбуждением позволяют получить весьма своеобразные искусственные механические характеристики для тех случаев, в которых обмотка последовательного возбуждения включается в шунтирующую якорь цепь или последовательно с сетевым сопротивлением. Искусственные характеристики, получаемые для таких схем включения, необходимы для электроприводов грузоподъемных и транспортных механизмов. Теория расчета и построение механических характеристик при потенциометрических схемах включения позволяет решать так называемые *обратные задачи электропривода*, то есть задачи определения в потенциометрической схеме сопротивлений  $R_{Ш}$  и  $R_C$ , при которых получается заданная искусственная механическая характеристика. Теория таких расчетов для решения обратных задач электропривода впервые была разработана профессором Харьковского электротехнического института Р.Л. Ароновым и опубликована в 1940 г. в журнале «Электричество» № 7-8. Эта теория показывает как по двум известным сопротивлениям ( $R_{Я}$  и  $R_C$ ,  $R_{Я}$  и  $R_{Ш}$ ) определить величину третьего сопротивления ( $R_{Ш}$  или  $R_C$  соответственно), необходимого для получения заданной характеристики.

Необходимость в решении обратных задач в практике электропривода встречается очень и очень редко, а поэтому здесь не рассматривается. Далее дается лишь методика построения искусственных механических характеристик по известным сопротивлениям  $R_{Я}$ ,  $R_{Ш}$  и  $R_C$  для различных вариантов включения обмотки последовательного

возбуждения (это прямая задача электропривода).

### 2.10.1 Уравнения электромеханических и механических характеристик

Все варианты потенциометрических схем включения двигателя с последовательным возбуждением могут быть представлены на одной общей схеме (рис. 2.74). Решение уравнений, составленных для этой схемы включения, позволяет получить общее аналитическое выражение для построения механических характеристик двигателя при любом варианте включения его обмоток. Далее дается анализ общей схемы включения и вывод уравнений для построения характеристик.

На схеме рис. 2.74 показаны три варианта возможного включения обмотки последовательного возбуждения (*ОПВ*). При варианте I в сопротивление  $R_{\text{Я}}$  входят сопротивления собственно обмотки якоря и щеток ( $r_{\text{Я}}$  и  $r_{\text{Щ}}$ ), сопротивление дополнительных полюсов (*ДП*) и компенсационной обмотки (*КО*), а также сопротивление *ОПВ* (показана на рисунке пунктиром и обозначена как I).

При варианте II в сопротивление  $R_{\text{С}}$  входит и сопротивление *ОПВ* (обозначена пунктиром как II).

При варианте III сопротивление *ОПВ* (обозначено на рис. 2.74 как III) входит в состав  $R_{\text{Щ}}$ .

Получим уравнение электромеханической характе-

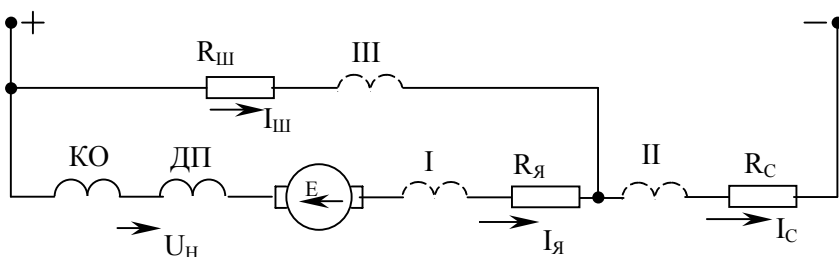


Рисунок 2.74

ристики  $\omega = f(I_{Я})$ , так как это уравнение позволяет перестроение электромеханической характеристики в механическую  $\omega = f(M)$ , если ток якоря равен току возбуждения ( $I_B$ ).

Представим теперь исходные уравнения, описывающие схему рис. 2.74.

$$U_H = E + R_{Я}I_{Я} + R_C I_C, \quad (2.131)$$

$$U_H = R_{Ш}I_{Ш} + R_C I_C, \quad (2.132)$$

$$I_C = I_{Я} + I_{Ш}. \quad (2.133)$$

Ток возбуждения двигателя (в общем случае обозначаемый через  $I_B$ ) для различных вариантов включения ОПВ будет равен:

I вариант,  $I_{BI} = I_{Я}$ ;

II вариант,  $I_{BII} = I_C$ ;

III вариант,  $I_{BIII} = I_{Ш}$ .

Из уравнений (2.132) и (2.133) найдем значения токов  $I_{Ш}$  и  $I_C$ , выраженные через ток якоря  $I_{Я}$ :

$$U_H = R_{Ш}I_{Ш} + R_C(I_C + I_{Ш});$$

$$I_{Ш}(R_{Ш} + R_C) = U_H - R_C I_{Я}, \text{ откуда}$$

$$I_{Ш} = \frac{U_H - R_C I_{Я}}{R_{Ш} + R_C}. \quad (2.134)$$

$$I_C = I_{Я} + I_{Ш} = I_{Я} + \frac{U_H - R_C I_{Я}}{R_{Ш} + R_C}, \text{ откуда}$$

$$I_C = \frac{I_{Я}R_{Ш} + I_{Я}R_C + U_H - R_C I_{Я}}{R_{Ш} + R_C},$$

$$I_C = \frac{U_H + I_{Я}R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C}. \quad (2.135)$$

Таким образом, соотношения (2.134) и (2.135) позволяют для всех вариантов схемы знать ток возбуждения машины  $I_B = f(I_{Я})$ .

Подставляя значение  $I_C$  в уравнение (2.131), полу-

ЧИМ

$$U_H = E + R_{Я}I_{Я} + R_C \cdot \frac{U_H + I_{Я}R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C}.$$

Решаем это уравнение относительно  $E$  и получим:

$$E = U_H \left( 1 - \frac{R_C}{R_{Ш} + R_C} \right) - I_{Я} \left( R_{Я} + \frac{R_C R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C} \right);$$

$$E = U_H \frac{R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C} - I_{Я} \left( R_{Я} + \frac{R_C R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C} \right). \quad (2.136)$$

Так как  $E = C\Phi\omega$ , а  $U_H = C\Phi\omega_{\Gamma}$  и  $U_H = R_H I_H$ , то

$$\frac{E}{U_H} = \frac{\omega}{\omega_{\Gamma}}. \quad (2.137)$$

Из уравнения (2.136) имеем:

$$\frac{E}{U_H} = \frac{R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C} - \frac{I_{Я}}{U_H} \left( R_{Я} + \frac{R_C R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C} \right), \text{ или}$$

$$\frac{\omega}{\omega_{\Gamma}} = \frac{R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C} - \frac{I_{Я}}{I_H} \left( R_{Я} + \frac{R_C R_{Ш}}{R_{Ш} + R_C} \right). \quad (2.138)$$

В относительных единицах –

$$\frac{\omega^*}{\omega_{\Gamma}^*} = \frac{R_{Ш}^*}{R_{Ш}^* + R_C^*} - I_{Я}^* \left( R_{Я}^* + \frac{R_C^* R_{Ш}^*}{R_{Ш}^* + R_C^*} \right). \quad (2.139)$$

Уравнения (2.138) и (2.139) позволяют по заданным величинам  $R_{Я}$ ,  $R_C$  и  $R_{Ш}$  построить электромеханическую характеристику  $\omega = f(I_{Я})$ . Для того, чтобы перестроить эту характеристику в координаты  $\omega = f(M)$ , то есть получить механическую характеристику, необходимо для каждого из вариантов включения *ОПВ* знать ток возбуждения  $I_B$ , выраженный через  $I_{Я}$  по соотношениям (2.134) и (2.135).

По универсальной характеристике  $M = f(I)$  расчет можно проводить только для I-го варианта включения *ОПВ*, когда  $I_B = I_{Я}$ . При расчетах для других вариантов необходимо пользоваться формулой

$$M_{II} = M \frac{I_{Я}}{I_B}, \quad (2.140)$$

где  $M_{II}$  – искомый момент, развиваемый двигателем при искусственной параметрической схеме включения;

$M$  – момент, найденный по универсальной характеристике  $M=f(I)$  для соответствующего тока возбуждения ( $I=I_B$ );

$I_{Я}$  – ток якоря при данной искусственной параметрической схеме включения.

Соотношение (2.140) получается из рассмотрения двух зависимостей для моментов при одном и том же потоке и разных токах якоря:

$$1) M = C\Phi_B I_B,$$

$$2) M_{II} = C\Phi_B I_{Я},$$

$$\frac{M}{M_{II}} = \frac{I_B}{I_{Я}}, \text{ откуда } M_{II} = M \frac{I_{Я}}{I_B}.$$

Здесь  $M$  – момент, создаваемый двигателем в том случае, когда в якоре и *ОПВ* течет один и тот же ток;

$M_{II}$  – момент, создаваемый двигателем при том же потоке возбуждения, но при другом токе якоря.

### 2.10.2 Механические характеристики при различных вариантах включения обмотки последовательного возбуждения

Не рассматривая подробно получение всех характеристик по уравнению (2.138) при различных вариантах включения *ОПВ*, приведем лишь конечный результат таких расчетов механических характеристик  $\omega=f(M)$  для практически встречающихся вариантов схем потенциометрического включения двигателей последовательного возбуждения. Укажем также области применения тех или иных вариантов искусственных характеристик, получаемых при потенциометрических схемах включения двигателей.

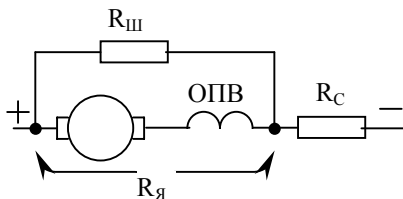


Рисунок 2.75

I-й вариант (характеристики



по рис. 2.76).

Двигатель включен через делитель напряжения  $R_{III}-R_C$ , на двигатель подается часть напряжения сети (падение на  $R_{III}$ ). При малых

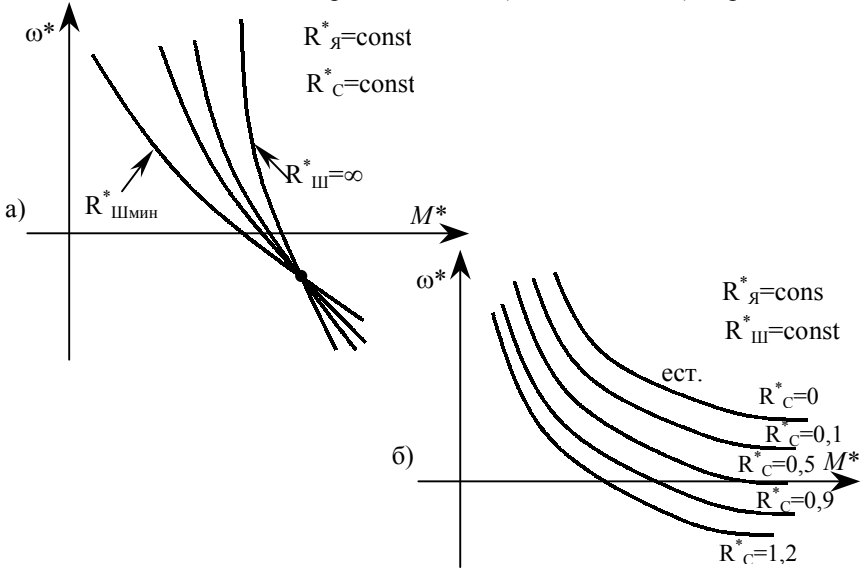


Рисунок 2.76

нагрузках работа двигателя при этом варианте включения неустойчива. Поэтому этот вариант (I-й) включения нашел очень ограниченное применение (рис. 2.75).

**II-й вариант** (характеристики по рис. 2.78).

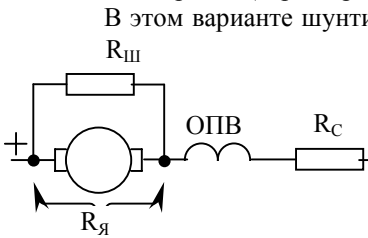


Рисунок 2.77

В этом варианте шунтируется только  $R_{я}$  (рис. 2.77), все время осуществляется подпитка ОПВ через сопротивление  $R_{III}$ , поэтому  $\omega_0 \neq \infty$ . Механическая характеристика в двигательном режиме при  $R_C = \text{var}$  жестче (ближе к двигателю с независимым возбуждением). Двигатель при II-м варианте включения ОПВ может устойчиво работать при малых нагрузках. В генераторном режиме с рекуперацией энергии возможен быстрый переход с одной характеристики на другую. Схема применяется для предварительного замедления и для приводов с протягивающим грузом.

В генераторном режиме с рекуперацией энергии возможен быстрый переход с одной характеристики на другую. Схема применяется для предварительного замедления и для приводов с протягивающим грузом.

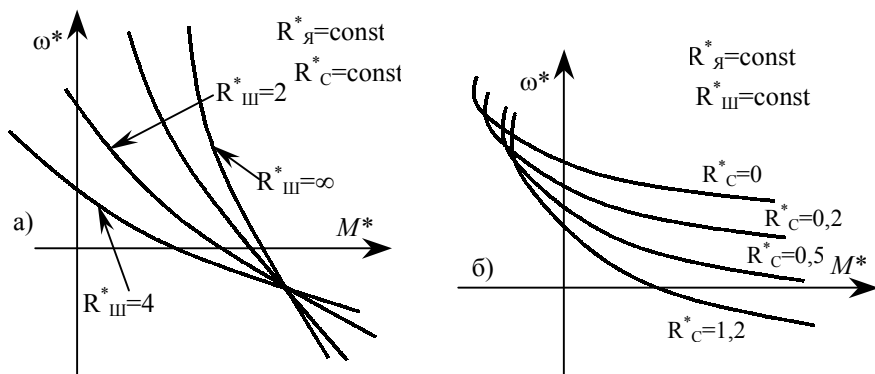


Рисунок 2.78

III-й вариант (характеристики по рис. 2.80).

Обмотка последовательного возбуждения включена параллельно с якорем. Поэтому возможно получить механические характеристики близкие к механическим характеристикам двигателя с параллельным возбуждением в различных режимах. Характеристики можно получить устойчивыми для двигательных и генераторных режимов работы. Такие характеристики применяются в крановом электроприводе для механизмов подъема. Они обеспечивают устойчивые малые скорости при силовом спуске малых грузов. А в генераторном режиме – устойчивый спуск средних и больших грузов.

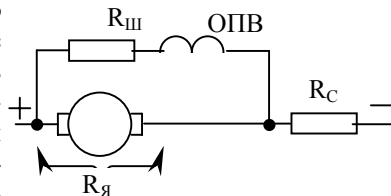


Рисунок 2.79

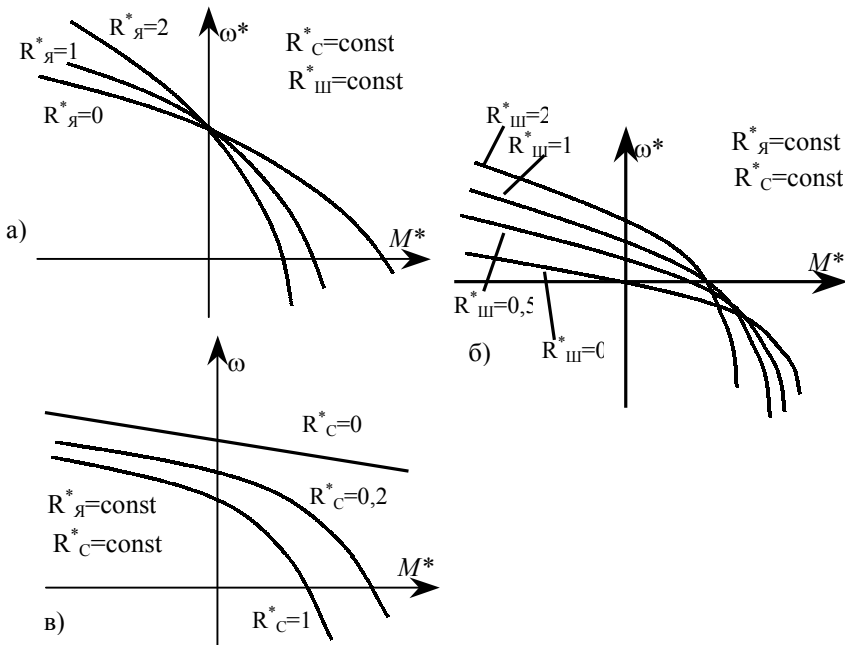


Рисунок 2.80

## Глава третья

### ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

#### 3.1 Электромеханические свойства электроприводов с асинхронными двигателями в двигательном режиме работы

##### 3.1.1 Общая оценка асинхронных электроприводов

Асинхронные электроприводы получают все большее применение в различных отраслях промышленности,

интенсивно вытесняя электроприводы с двигателями постоянного тока. Широко применяются асинхронные электроприводы для нормальных (не специальных) кранов, простых металлорежущих станков, различных вспомогательных механизмов прокатных станов. Почти монополярное применение получили АЭП для многих так называемых общепромышленных механизмов (вентиляторы, насосы, конвейеры, лифты и др.).

АЭП уступает электроприводам с двигателями постоянного тока лишь в том случае, когда необходимо получить большой диапазон регулирования скорости, большое число включений привода в час либо плавное регулирование скорости. Следует, однако, отметить, что в современных АЭП с питанием от вентильных преобразователей частоты можно получить плавное регулирование скорости двигателя в весьма большом диапазоне скоростей [1].

Для мощных (тысячи кВт) нерегулируемых приводов АЭП успешно конкурирует с синхронным электроприводом (СЭП).

Преимущества АЭП:

- дешевизна и простота конструкции асинхронного двигателя (АД);
- большая надежность АД по сравнению с двигателем постоянного тока, имеющим коллектор;
- высокий коэффициент полезного действия;
- простота и дешевизна преобразователя энергии при простой схеме питания АД от сети через трансформатор.

Недостатки АЭП:

- пропорциональность вращающего момента АД квадрату питающего напряжения;
- уменьшение пускового момента ( $M_{пуск}$ ) и максимального момента ( $M_K$ ) АД при снижении напряжения на его статоре;

- перегрев статора АД при повышении напряжения питания сети;
- перегрев ротора АД при понижении напряжения питающей сети;
- малый воздушный зазор, снижающей надежность работы АД;
- большой ток холостого хода.

### 3.3.2 Внутренние сопротивления и сопротивление «линии ротора»

Внутреннее сопротивление каждой из фаз ротора АД складывается из следующих составляющих (рис.3.1):

$r_{\phi\Delta}$  - активное сопротивление фазы ротора;

$x_{\phi\Delta}$  - реактивное сопротивление фазы ротора;

$r_{щ}$  - активное сопротивление щетки и кольца фазы.

Обмотка ротора может быть соединена как в звезду, так и в треугольник, а добавочное сопротивление ( $r_{доб}$ ), как правило, соединяется в звезду.

Для расчетов сопротивлений в цепи ротора и для расчетов механических характеристик АД введено понятие сопротивления линии ротора ( $R_2$ ), которое определяется следующим образом (здесь и далее индекс «2» относится к параметрам цепи ротора, индекс «1» - к параметрам цепи статора АД):

$$R_2 = r_2^1 + r_{доб}, \quad (3.1)$$

где  $r_2^1$  - приведенное к статору сопротивление фазы обмотки ротора. Оно определяется следующим образом:

$$r_2^1 = r_2 \cdot k^2, \quad (3.2)$$

$$r_2 = r_{\phi r} + r_{щ}, \quad (3.3)$$

где  $r_2$  - реальное сопротивление фазы ротора (не приведенное к статору);

$\kappa$  - коэффициент трансформации сопротивлений статора и ротора.

$$\kappa = \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{\kappa_1}{\kappa_2} \cong 0,95 \frac{U_{1н}}{E_{2н}}. \quad (3.4)$$

Здесь  $w_1$  и  $w_2$  - число витков в одной фазе статора и ротора;

$\kappa_1$  и  $\kappa_2$  - обмоточные коэффициенты статора и ротора;

$U_{1н}$  - номинальное линейное напряжение статора;

$E_{2н}$  - номинальная ЭДС ротора (ЭДС между кольцами неподвижного разомкнутого ротора).

Аналогично рассчитывается и приведенное реактивное сопротивление ротора:

$$x'_2 = x_2 \cdot \kappa^2; \quad x_2 = x_{\phi\gamma}. \quad (3.5)$$

Если обмотки ротора АД соединены в треугольник, то его необходимо пересчитать на эквивалентную звезду по соотношениям:

$$r_{\phi\gamma} = \frac{r_{\phi\Delta}}{3}; \quad x_{\phi\gamma} = \frac{x_{\phi\Delta}}{3}; \quad Z_{\phi\gamma} = \frac{Z_{\phi\Delta}}{3}. \quad (3.6)$$

Формулы пересчета (3.6) получаются из условия равенства потерь в обмотках, соединенных в звезду или в треугольник. При этом

$$3I_{\phi\Delta}^2 \cdot r_{\phi\Delta} = 3I_{\phi\gamma}^2 \cdot r_{\phi\gamma}.$$

$$\text{Так как } I_{\phi\Delta} = \frac{I_{\phi\gamma}}{\sqrt{3}}, \text{ то } 3 \left( \frac{I_{\phi\gamma}}{\sqrt{3}} \right)^2 \cdot r_{\phi\Delta} = 3I_{\phi\gamma}^2 \cdot r_{\phi\gamma},$$

$$\text{откуда } r_{\phi\gamma} = \frac{r_{\phi\Delta}}{3}.$$

Сопротивление щеток  $r_{щ}$  определяется из условия падения напряжения на щетке в 1 вольт ( $\Delta U_{щ} = I$  В):

$$r_{щ} = \frac{\Delta U_{щ}}{I_{2н}}, \quad (3.7)$$

где  $I_{2н}$  - номинальный линейный ток в фазе ротора.  
 Аналогично для линии статора можно записать:

$$r_1 = r_{\phi Y}, \quad x_1 = x_{\phi Y}. \quad (3.8)$$

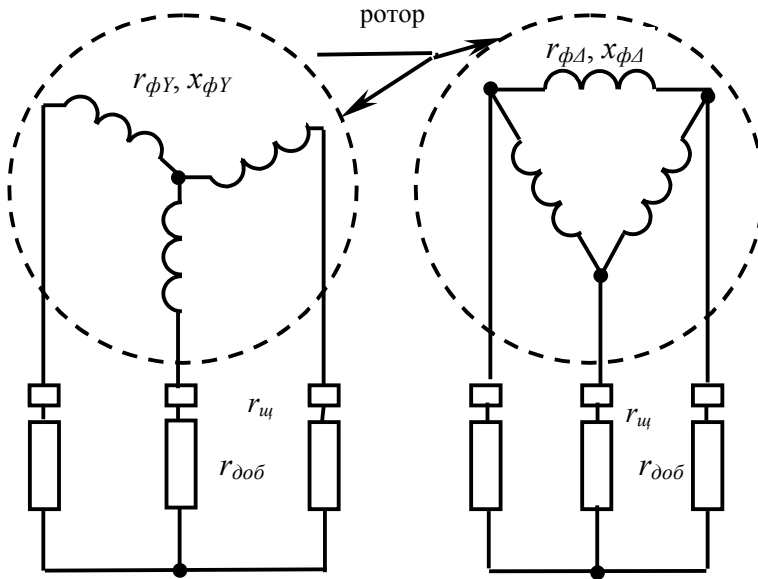


Рисунок 3.1

А в случае соединения треугольником

$$r_1 = \frac{1}{3} r_{\phi \Delta}; \quad x_1 = \frac{1}{3} x_{\phi \Delta}. \quad (3.9)$$

Сопротивление обмотки фазы ротора ( $r_2$ ), если оно не задано в каталоге, может быть определено из соотношения для номинальных потерь в роторе:

$$\Delta P_{2н} = 3I_{2н}^2 r_2' = M_n \Delta \omega_n, \quad (3.10)$$

где  $M_n$  - номинальный момент АД,

$\Delta \omega_n = \omega_0 S_n$  - падение скорости АД при номинальной нагрузке;

$\omega_0$  - скорость идеального холостого хода АД;

$S_n$  - номинальное скольжение АД ( $S_n = \frac{\omega_0 - \omega_n}{\omega_0}$ ).

Из (3.10) следует, что

$$r'_2 = \frac{M_n \omega_0 S_n}{3I_{2n}^2}. \quad (3.11)$$

Для расчетов сопротивлений в цепи ротора и для расчета искусственных механических характеристик АД с фазным ротором вводится понятие так называемого номинального сопротивления ротора ( $R_{2n}$ ) – такого активного сопротивления линии ротора, которое при неподвижном роторе и номинальных для статора частоте и напряжении сети вызовет протекание в роторе номинального тока, то есть

$$R_{2n} = \frac{E_{2n}}{\sqrt{3}I_{2n}}. \quad (3.12)$$

$R_{2n}$  - абстрактная, не существующая фактически величина сопротивления. Оно имеет значение как очень важная расчетная величина.

По соотношению (3.12) надо было бы записать не активное сопротивление  $R_{2n}$ , а полное сопротивление  $Z_{2n}$ . Однако, для АД  $R_{2n} \approx Z_{2n}$ , так как реактивная составляющая полного (кажущегося) сопротивления очень мала.

Иногда в литературе по теории электропривода встречается для определения  $R_{2n}$  расчетная формула

$$R_{2n} \approx \frac{E_{2n}}{1,75I_{2n}}, \text{ в которой учитывается неравенство } Z_{2n} \text{ и } R_{2n}.$$

Номинальное сопротивление ротора  $R_{2n}$  принимается как базовое для расчета сопротивлений цепей ротора в относительных единицах:

$$R_2^* = \frac{R_2}{R_{2n}}. \quad (3.13)$$



### 3.1.3 Механические и электромеханические характеристики асинхронных двигателей

Механическая характеристика АД описывается полным уравнением Клосса [1, 2]:

$$\frac{M}{M_{\kappa}} = \frac{2+q}{\frac{S}{S_{\kappa}} + \frac{S_{\kappa}}{S} + q}, \quad (3.14)$$

где  $M$  и  $M_{\kappa}$  – текущее и критическое (опрокидывающее) значения момента на валу АД;

$S$  и  $S_{\kappa}$  – текущее и критическое скольжение (то есть скольжение при  $M=M_{\kappa}$ ) АД;

$q$  – коэффициент, определяемый параметрами АД.

Величины  $M_{\kappa}$ ,  $S_{\kappa}$  и  $q$  определяются по следующим соотношениям:

$$M_{\kappa} = \frac{m_1 U_{1\phi}^2 \cdot S_{\kappa}}{2\omega_0 (r_1 S_{\kappa} + r_2')}; \quad (3.15)$$

$$S_{\kappa} = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_2' + x_1')^2}}; \quad (3.16)$$

$$q = 2 \frac{r_1}{r_2'} \cdot S_{\kappa}. \quad (3.17)$$

Здесь  $m_1$  – число фаз обмотки статора.

Формула (3.14), связывающая электромагнитный момент АД со скольжением, хотя и называется точным или полным уравнением Клосса, однако она получена при некоторых допущениях, а именно:

1. Электродвижущие силы, токи и магнитные потоки АД изменяются во времени по синусоидальному закону;

2. Магнитное поле в воздушном зазоре, в стали статора и ротора распределяются синусоидально;

3. Обмотки статора и ротора симметричны, а воздушный зазор по окружности ротора равномерный, что обеспечивает одинаковое протекание процессов во всех

трех фазах;

4. Гистерезис и вихревые токи в стали ротора не учитываются;

5. Отсутствуют механические потери в АД (трение в подшипниках и вентиляционные потери), и поэтому момент на валу двигателя равен электромагнитному моменту (это основное допущение в теории электропривода);

6. В формулах (3.15), (3.17) сопротивления взяты без учета намагничивающего контура машины;

7. Реактивные сопротивления статора и ротора не меняются с изменением насыщения двигателя.

Возможность внесения указанных допущений подтверждается тем, что механические характеристики, рассчитанные по уравнению (3.14), достаточно близко совпадают с характеристиками, полученными экспериментально.

Уравнение Клосса (3.14) выводится из Г-образной схемы замещения АД (рис. 3.2), где контур намагничивания с намагничивающим током  $I_\mu$  вынесен на зажимы двигателя [4]).

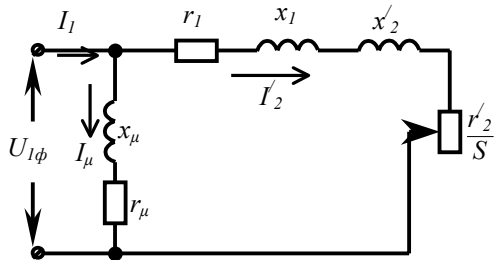


Рисунок 3.2

Из схемы рис. 3.2 следует, что

$$I'_2 = \frac{U_{1\phi}}{\sqrt{(r_1 + \frac{r'_2}{S})^2 + (x_1 + x'_2)^2}}, \quad (3.18)$$

где  $x_\mu$  и  $r_\mu$  - реактивное и активное сопротивления контура намагничивания;

$$x_\mu = x_1 + x'_2; \quad r_\mu = r_1 + \frac{r'_2}{S};$$

$I'_2$  - приведенный к статору ток ротора.

$$I'_2 = I_2 \kappa = I_2 \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{\kappa_1}{\kappa_2} \cong I_2 \cdot 0,95 \frac{U_{1n}}{E_{2n}}. \quad (3.19)$$

Обозначения остальных величин даны ранее.

Вспомним, что основное допущение теории электропривода состоит в равенстве электромагнитного ( $M_{эм}$ ) и вращающего ( $M$ ) моментов на валу. Поэтому электромагнитную мощность АД можно представить следующим образом:

$$P = M \cdot \omega_0. \quad (3.20)$$

Эта же мощность может быть выражена так:

$$P = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot \frac{r_2'}{S}. \quad (3.21)$$

Из (3.20) и (3.21) следует, что  $M \omega_0 = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{S}$ , откуда электромагнитный момент АД равен:

$$M = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{S \cdot \omega_0}. \quad (3.22)$$

Подставляя в (3.22) значение  $I_2'$  из (3.18), получим

$$M = \frac{m_1 U_{1\phi}^2}{\left(r_1 + \frac{r_2'}{S}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2} \cdot \frac{r_2'}{S \omega_0}. \quad (3.23)$$

Умножая и деля (3.23) на  $S^2$ , преобразуем это выражение к виду:

$$M = \frac{m_1 U_{1\phi}^2 r_2' S}{\omega_0 \left[ (r_1 S + r_2')^2 + S^2 (x_1 + x_2')^2 \right]}. \quad (3.24)$$

$$\text{Обозначим } x_1 + x_2' = x_\kappa. \quad (3.25)$$

Тогда

$$M = \frac{m_1 U_{1\phi}^2 r_2' \cdot S}{\omega_0 \left[ (r_1 \cdot S + r_2')^2 + S^2 x_\kappa^2 \right]}. \quad (3.26)$$

Из (3.26) видно, что  $M = f(S)$  - функция экстремальная, так как величина  $S$  входит в числитель и знаменатель в разной степени.

Найдем такое значение  $S = S_\kappa$ , при котором  $\frac{dM}{dS} = 0$ .

$S_\kappa$  - это так называемое *критическое скольжение*, при кото-

ром  $M=M_K$  (электромагнитный момент равен *критическому*, или определяющему значению).

$$\begin{aligned} \frac{dM}{dS} &= \frac{m_1 U_{1\phi}^2 r_2'}{\omega_0} \cdot \frac{(r_1 S + r_2')^2 + S^2 x_k'^2 - S [2r_1 r_2' + 2r_1^2 S + 2x_k'^2 S]}{\left[ (r_1 S + r_2')^2 + S^2 x_k'^2 \right]^2} = \\ &= \frac{m_1 U_{1\phi}^2 r_2'}{\omega_0} \cdot \frac{r_2'^2 - r_1^2 S^2 - x_k'^2 S^2}{\left[ (r_1 S + r_2')^2 + S^2 x_k'^2 \right]^2} = 0, \end{aligned}$$

откуда при  $S = S_K$

$$r_2'^2 - r_1^2 S_K^2 - x_k'^2 S_K^2 = 0. \quad (3.27)$$

Из (3.27) находим:

$$r_2'^2 = S_K^2 (r_1^2 + x_k'^2),$$

откуда  $S = S_K = \pm \sqrt{\frac{r_2'^2}{r_1^2 + x_k'^2}}$ .

Вспомним, что по (3.25)  $x_k = x_1 + x_2'$ . Тогда

$$S_K = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}}. \quad (3.16)$$

Зависимость  $M = f(S)$ , построенная по (3.26) или (3.25), выглядит следующим образом (рис. 3.3).

$S_K$  - называют критическим скольжением, так как при переходе через значение  $S = S_K$  (см. 1-й квадрант на рис. 3.3) величина момента двигателя начинает уменьшаться вследствие уменьшения активной составляющей тока ротора. Подставляя значение  $S = S_K$  по (3.16) в выражение (3.24) для  $M$ , получим значение  $M=M_K$  для двигательного и генераторного режимов работы (при  $S=+S_K$ ,  $M=M_{KД}$  - двигательный режим работы АД, а при  $S=-S_K$ ,  $M=M_{KГ}$  - генераторный режим работы АД). После упрощающих преобразований, получается:

$$M_{KД} = \frac{m_1 U_{1\phi}^2}{2\omega_0 \left( r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} \right)}, \quad (3.28)$$

$$M_{KГ} = -\frac{m_1 U_{1\phi}^2}{2\omega_0 \left( \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} - r_1 \right)}. \quad (3.29)$$

Если пренебречь потерями в активном сопротивлении статора (они составляют 0,5-1% мощности АД), то есть принять  $r_1 \approx 0$ , то выражения для  $M_{\kappa Д}$  и  $M_{\kappa Г}$  упрощаются:

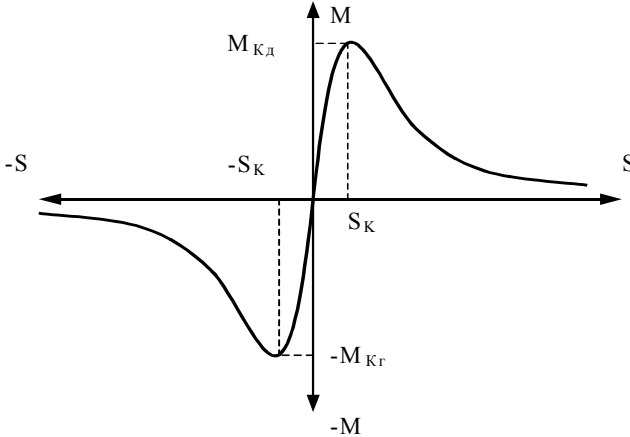


Рисунок 3.3

$$M_{\kappa Д} = M_{\kappa Г} = M_{\kappa} = \pm \frac{m_1 U_{1\phi}^2}{2\omega_0 (x_1 + x_2')} . \quad (3.30)$$

Обозначим

$$\varepsilon = \frac{r_1}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}} . \quad (3.31)$$

С учетом обозначения по (3.31) отношение  $\frac{M_{\kappa Г}}{M_{\kappa Д}}$  можно выразить следующим образом:

$$\frac{M_{\kappa Г}}{M_{\kappa Д}} = -\frac{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} + r_1}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} - r_1} = -\frac{1 + \frac{r_1}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}}}{1 - \frac{r_1}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}}} , \quad \text{или}$$

$$\frac{M_{\kappa Г}}{M_{\kappa Д}} = -\frac{1 + \varepsilon}{1 - \varepsilon} . \quad (3.32)$$

Из (3.32) следует, что  $|M_{\kappa Г}| > |M_{\kappa Д}|$ , что обусловлено влияни-

ем падения напряжения на сопротивлении  $r_1$  обмотки статора (при двигательном режиме работы АД потери в обмотке статора покрываются энергией, забираемой из сети, а в генераторном режиме работы – энергией, идущей с вала двигателя).

Значение коэффициента  $\varepsilon$  можно выразить через критическое скольжение  $S_\kappa$  следующим образом, учтя соотношение (3.16):

$$S_\kappa = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}} \cdot \frac{r_1}{r_1} = \pm \frac{r_2'}{r_1} \cdot \varepsilon. \quad (3.33)$$

Для АД малых и средних мощностей (до 200 кВт) общепромышленных серий, имеющих нормальное (не повышенное) скольжение, обычно  $r_1 \approx r_2'$  и поэтому  $\varepsilon \approx \pm S_\kappa$ .

Беря теперь отношение  $M$  по (3.23) к  $M_\kappa$  по (3.28), получим

$$\begin{aligned} \frac{M}{M_\kappa} &= \frac{m_1 U_{1\phi}^2 \cdot r_2' \cdot 2\omega_0 \left( r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} \right)}{\left[ \left( r_1 + \frac{r_2'}{S} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2 \right] \cdot S\omega_0 \cdot m_1 U_{1\phi}^2} = \\ &= \frac{2r_2' S \left( r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} \right)}{(r_1 S + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2 \cdot S^2}. \end{aligned}$$

Это соотношение можно преобразовать с учетом (3.31) и (3.33) к следующему виду [3]:

$$\frac{M}{M_\kappa} = \frac{2(1 + \varepsilon)}{\frac{S}{S_\kappa} + \frac{S_\kappa}{S} + 2\varepsilon}. \quad (3.34)$$

В учебной и технической литературе соотношение (3.34) чаще встречается в приведенном ранее следующем виде:

$$\frac{M}{M_\kappa} = \frac{2 + q}{\frac{S}{S_\kappa} + \frac{S_\kappa}{S} + q}, \quad (3.14)$$

$$\text{где } q = 2\varepsilon = 2 \frac{r_1}{r_2'} \cdot S_\kappa. \quad (3.17)$$

Соотношение (3.14) называется *полным уравнением Клосса* по имени немецкого инженера, впервые получившего это уравнение (М. Kloss). В практике решения различных задач в теории электропривода чаще всего пользуются так называемым *упрощенным уравнением Клосса*, которое получается из полного уравнения (3.14), если пренебречь малым значением потерь в сопротивлении статора и принять  $r_1 \approx 0$ ,

$$q = 2 \frac{r_1}{r_2'} \cdot S_K \cong 0. \text{ Тогда}$$

$$S_K = \pm \frac{r_2'}{x_1 + x_2'}; \quad (3.35)$$

$$M_K = \pm \frac{m_1 \cdot U_{1\phi}^2}{2\omega_0(x_1 + x_2')}, \quad (3.36)$$

$$M = \frac{2M_K}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}}. \quad (3.37)$$

Механическая характеристика АД по уравнению (3.37), ее характерные точки и режимы показаны на рисунке 3.4 и 3.5. В теории электропривода обычно используют начертание механических характеристик по рис. 3.5. Характерными точками механической характеристики АД является точка номинального режима ( $M_H, S_H, \omega_H$ ), точка критического момента и критического скольжения ( $M_K, S_K$ ), а также точки пускового момента ( $M_{II}, S=1, \omega=0$ ) и идеального холостого хода ( $M=0, S=0, \omega_0$ ).

Связь между угловой скоростью  $\omega$  в 1/сек. и скоростью  $n$  в об/мин, задаваемой в каталогах на электрические машины, определяется известной формулой:  $\omega = \frac{\pi n}{30}$ . Так

как  $n = \frac{60f}{p}$ , то  $\omega = \frac{2\pi f}{p}$ , где  $p$  – число пар полюсов двига-

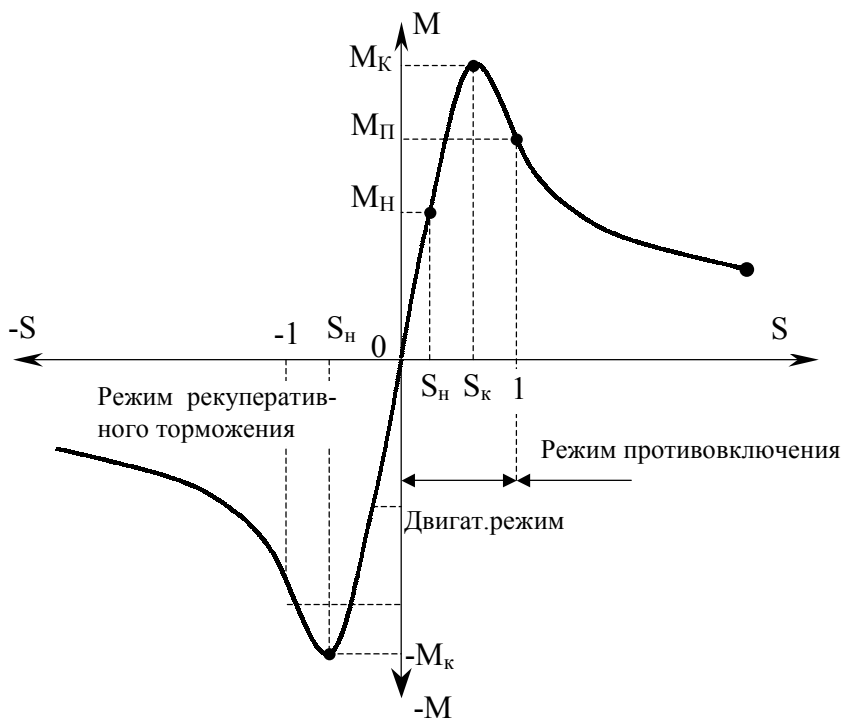


Рисунок 1.4

теля, а  $f$  – частота питающей сети.

По указанному соотношению легко установить ряд скоростей идеального холостого хода ( $n_0$ ) при  $f=50$  1/с и различном числе пар полюсов двигателя:

$p$	1	2	3	4	5	6	8	10	12
$n_0$	3000	1500	1000	750	600	500	375	300	250

Двигатели с  $p=7$  и  $p=9$  серийно не выпускаются.

Кратность максимального момента ( $\lambda_n = \frac{M_K}{M_H}$ ) для асин-

хронных двигателей общепромышленных серий составляет 1,7-2,6, а для краново-металлургических двигателей 2,3-3,5.



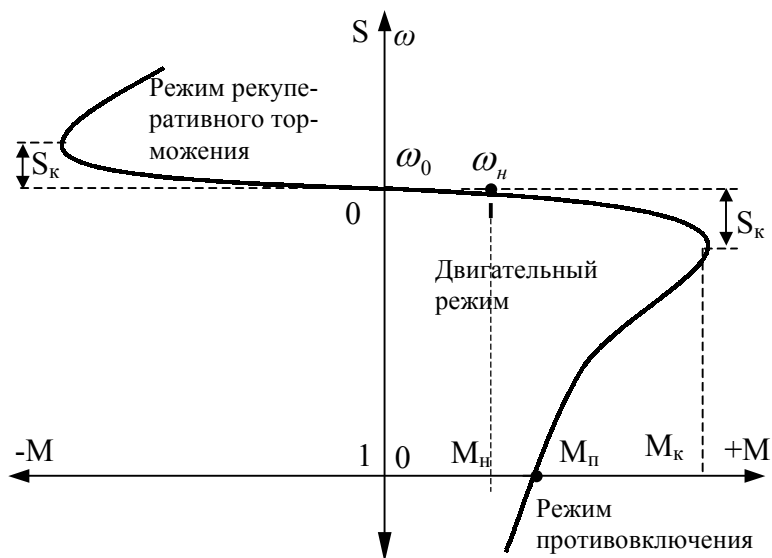


Рисунок 3.5

Величина критического скольжения АД нормального исполнения составляет примерно  $S_k = 0,08 - 0,3$ , а у специальных АД с повышенным скольжением  $S_k = 0,12 - 0,4$ .

Рабочим участком механической характеристики АД является участок с отрицательной жесткостью (вспомним, что оценка жесткости характеристик ведется по коэффициенту жесткости  $\beta = dM/d\omega$ ), то есть участок характеристики с изменением скольжения от  $S=0$  до  $S=S_k$  (теоретически), так как при  $S > S_k$  работа АД становится неустойчивой (при  $M_C = const$ , см. рис. 3.6).

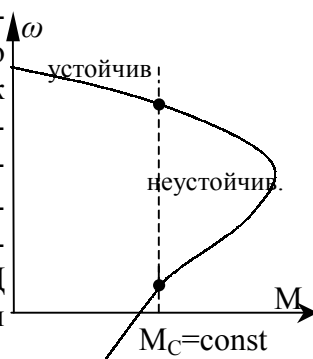


Рисунок 1.6

Это легко проверить по из-

ложенной ранее методике, сопоставляя знаки  $\Delta M_j$  и  $\Delta \omega$  при отклонении от установившегося режима [5].

Следует отметить, что при так называемой “вентиляторной” характеристике нагрузки участок механической характеристики АД при  $S > S_K$  также устойчив (рис 3.7). Однако работа АД с вентиляторной нагрузкой на этом участке механической характеристики на практике не используется.

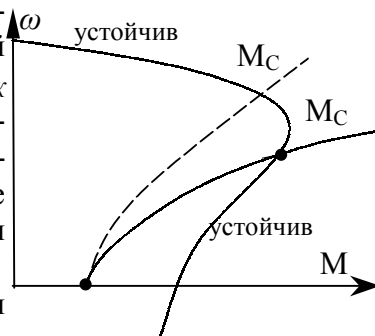


Рисунок 3.7

Далее при изложении материала курса теории электропривода практически всюду будут использованы механические характеристики АД, описываемые упрощенным уравнением Клосса (3.37), то есть без учета потерь в активном сопротивлении статора ( $r_1 \cong 0$ ,  $q = 0$ ), а значения  $S_K$  и  $M_K$  будут вычисляться по выражениям (3.35) и (3.36) соответственно.

Такое допущение, значительно упрощая необходимое при изложении математическое описание, в то же время не вносит существенной погрешности при расчетах, так как величина  $q \cong 0,1-0,2$  для двигателей длительного режима общепромышленных серий и  $q \cong 0,2-0,6$  для АД краново-металлургических серий с повторно-кратковременным режимом работы.

Электромеханическая характеристика АД, то есть зависимость скорости АД, в функции тока ротора  $\omega = f(I_2)$  показана на рис. 3.8. Уравнение для построения электро-механической характеристики из механической выводится из соотношения для определения потерь  $\Delta P_2$  в роторе АД:

$$\Delta P_2 = 3I_2^2 r_2' = M \Delta \omega = M \omega_0 S, \quad (3.38)$$

откуда

$$I_2 = \sqrt{\frac{M\omega_0 S}{3r_2'}}. \quad (3.39)$$

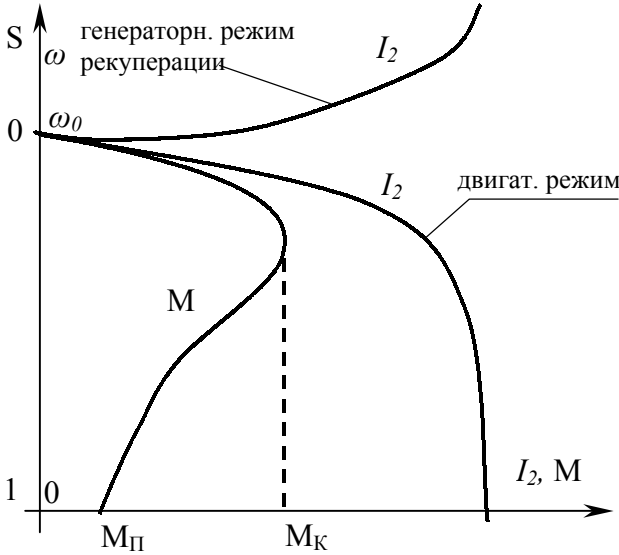


Рисунок 3.8

Следует отметить, что характеристика  $\omega = f(I_2)$  при  $\omega > \omega_0$  и при  $\omega < \omega_0$  не является зеркальным отображением. Действительно, при расчете  $I_2$  по (3.18) при  $S > 0$  (то есть при  $\omega < \omega_0$  в двигательном режиме и режиме противовключения) необходимо учитывать  $\left(r_1 + \frac{r_2'}{S}\right)^2$ , а при  $S < 0$  (то есть при  $\omega > \omega_0$  в генераторном режиме с рекуперацией энергии в сеть) необходимо учитывать  $\left(r_1 - \frac{r_2'}{S}\right)^2$ . Это и определяет различный характер зависимости  $I_2(S)$  при скоростях больших или меньших  $\omega_0$ .

Построение искусственной электромеханической характеристики в относительных единицах  $I_2^* = f(S)$  можно выполнить по формуле, получаемой при следующих рассуждениях:

Потери в роторе АД, работающем с моментом  $M$  при сопротивлении линии ротора, равном  $R_2$ , и, следовательно, при работе со скольжением  $S_H$  на соответствующей искусственной характеристике будут равны:

$$3I_2^2 R_2 = M\omega_0 S_H = M\omega_0 S. \quad (3.40)$$

Если этот же двигатель работает при номинальных условиях ( $M_H, I_{2H}, S_H$ ), то это равенство запишется как

$$3I_{2H}^2 R_2 = M_H \omega_0 S_H. \quad (3.41)$$

Деля (3.40) на (3.41), получим  $I_2^{*2} = M^* \cdot \frac{S}{S_H}$ , откуда

$$I_2^* = \sqrt{M^* \frac{S}{S_H}}. \quad (3.42)$$

По искусственной механической характеристике АД для сопротивления линии ротора  $R_2$  задаются точкой с координатами  $M^*$  и  $S$ , по которым, используя соотношение (3.42), подсчитывается ток ротора  $I_2^*$ .

При выборе АД для электропривода всегда следует стремиться к выбору короткозамкнутого двигателя (он проще, дешевле, надежнее). АД с фазным ротором приходится выбирать в следующих случаях:

а) для электроприводов нормальных мостовых кранов, у которых требуется регулирование скорости передвижения моста, тележки или механизма подъема в большом диапазоне ( $D_0 = \frac{5-6}{1}$ );

б) для электроприводов с маховиками, где требуется увеличить скольжение для возможности работы маховика (ножницы, прессы, некоторые главные приводы про-

катных станов);

в) для механизмов, например, прокатных станов, работающих с большим числом включений в час, когда АД с короткозамкнутым ротором не проходит по нагреву или не обеспечивает требуемых характеристик динамического торможения. В этих случаях двигатель с фазным ротором и небольшим постоянно включенным в ротор добавочным сопротивлением ( $r_{доб}^* = 0,1 - 0,3$ ) создает аналогию короткозамкнутому АД с повышенным скольжением, но с вынесенными во вне электрическими потерями в роторе, что повышает допустимое число включений АД в час.

По обмоткам статора АД протекает ток намагничивания (ток идеального холостого хода) –  $I_{ix}$ .

Этот ток создает в статоре магнитный поток, который индуктирует ЭДС, уравнивающую (вместе с падением напряжения на обмотке статора) приложенное внешнее напряжение.

У АД, рассчитанных для длительного режима работы, воздушный зазор между статором и ротором очень мал (доли миллиметра). Однако, ток холостого хода  $I_{ix}$  в статоре у этих двигателей достаточно велик и составляет не менее  $(0,2 - 0,4)I_{IH}$ , что является недостатком АД (у двигателей постоянного тока он значительно меньше, порядка  $0,1I_H$ ).

Для АД краново-металлургических серий, рассчитанных для повторно-кратковременного режима работы с частыми пусками и ударной нагрузкой, воздушный зазор для надежности выполняется большим.

Поэтому становится большим и ток холостого хода в статоре,  $I_{ix} \cong (0,6 - 0,75)I_{IH}$ . Столь большое значение реактивного тока  $I_{ix}$  понижает коэффициент мощности питающей сети (особенно при малых нагрузках). Поэтому такие двигатели нельзя использовать для длительных режимов

работы.

Как видно из рис. 3.8, с уменьшением скорости момент вначале растет (примерно по линейному закону), затем рост момента замедляется, он достигает своего максимума (критического значения  $M_K$ ) и круто падает.

Увеличение статического момента выше  $M_K$  вызывает остановку двигателя. Пусковой момент АД  $M_H^* \approx 0,5 - 1,5$ , а пусковые токи статора и ротора могут быть в 5-10 раз больше номинального значения, что значительно ограничивает допустимое число пусков двигателя в час. Далее при изложении курса будут рассмотрены способы ограничения пусковых токов в роторе и статоре и расчеты соответствующих сопротивлений.

### 3.1.4 Построение естественных и искусственных механических характеристик

Рассмотрим построение естественной механической характеристики АД по его паспортным данным и построение искусственных механических характеристик при введении в ротор двигателя добавочного сопротивления [4].

Естественная механическая характеристика АД может быть построена по его следующим паспортным данным, указываемым в каталоге или на табличке, прикрепленной к корпусу машины:

$$P_H, n_H, I_{2H}, M_K = M_{МАКС} \text{ или } \lambda_n = \frac{M_K}{M_n}.$$

Построение естественной механической характеристики производится по упрощенному уравнению Клосса (3.37), то есть полагая  $r_1 = 0$ , после предварительного определения следующих величин:

$$n_0 \text{ (ближайшее к } n_H \text{ значение, определяемое по соотношению } n_0 = \frac{60f}{p}); \quad \omega_0 = \frac{\pi n_0}{30}; \quad \omega_n = \frac{\pi n_n}{30}; \quad S_n = \frac{\omega_0 - \omega_n}{\omega_0} =$$

$$= \frac{n_0 - n_n}{n_0}; M_n = \frac{P_n}{\omega_n}; \lambda_n = \frac{M_\kappa}{M_n}.$$

Обозначив через  $\lambda = M_\kappa / M$  перегрузочную способность АД при любом значении фазовой координаты  $M$ , представим упрощенное уравнение Клосса следующим образом:

$$\frac{M}{M_\kappa} = \frac{1}{\lambda} = \frac{2}{\frac{S_\kappa}{S} + \frac{S}{S_\kappa}} = \frac{2S_\kappa S}{S_\kappa^2 + S^2}, \text{ откуда}$$

$$S_\kappa^2 - 2\lambda S_\kappa S + S^2 = 0. \quad (3.40)$$

Следует отметить симметричность квадратного уравнения (3.40) относительно  $S$  и  $S_\kappa$  как неизвестных (можно записать  $S^2 - 2\lambda S S_\kappa + S_\kappa^2 = 0$ , рассматривая как неизвестную координату  $S$ , а не  $S_\kappa$ ). Решая (3.40) относительно  $S_\kappa$ , получим следующее выражение для определения критического скольжения:

$$S_\kappa = S\lambda \pm \sqrt{(S\lambda)^2 - S^2} = S\lambda \pm S\sqrt{\lambda^2 - 1},$$

$$S_\kappa = S(\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}). \quad (3.41)$$

При расчетах по (3.41) перед радикалом надо брать знак “+”, так как в противном случае получается критическое скольжение  $S_\kappa < S$ , что не имеет физического смысла. Для построения естественной механической характеристики по (3.41) определяется  $S_{ке}$ :

$$S_{ке} = S_n \left( \lambda_n + \sqrt{\lambda_n^2 - 1} \right). \quad (3.42)$$

Решая симметричное (3.40) уравнение, найдем

$$S_e = S_{ке} (\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}) \quad (3.43)$$

В (3.43) надо учитывать перед радикалом оба знака и, задаваясь величинами  $\lambda$  (то есть, задаваясь  $M = M_\kappa / \lambda$ ) надо определять значения  $S_1$  и  $S_2$ , то есть две точки скольжения на естественной механической характеристике (рис.

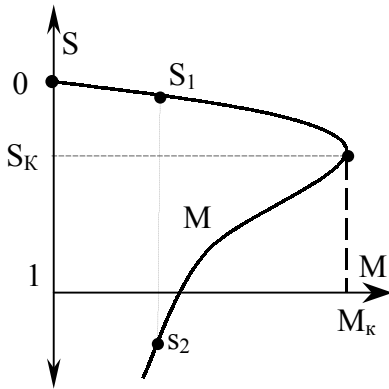


Рисунок 3.9

3.9).

Искусственные механические характеристики АД строятся по уравнению аналогичному (3.41), для которого предварительно надо определить критическое скольжение  $S_{ку}$ , соответствующее сопротивлению линии ротора с учетом добавочного сопротивления  $r_{доб}$ :

$$S_{ку} = \pm \frac{r_2' + r_{доб}}{x_1 + x_2'}; \quad S_{ке} = \pm \frac{r_2'}{x_1 + x_2'}; \quad \frac{S_{ку}}{S_{ке}} = \frac{r_2' + r_{доб}}{r_2'};$$

$$S_{ку} = \frac{r_2' + r_{доб}}{r_2'} \cdot S_{ке} = \frac{R_2}{r_2'} \cdot S_{ке}. \quad (3.44)$$

После этого по аналогии с (3.43) определяется

$$S_u = S_{ку} \left( \lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1} \right). \quad (3.45)$$

Задаваясь значением моментов  $M$  и соответствующими  $\lambda = M_{к}/M$ , определяют величины  $S_u$  и соответствующие им скорости  $\omega_u = \omega_0(1 - S_u)$ .

Таким образом, можно получить семейство искусственных механических характеристик для различных добавочных сопротивлений в цепи ротора (рис. 3.10).

Если есть построенная естественная механическая характеристика, то построение искусственных характеристик можно упростить и не пользоваться соотношением (3.45). Из сопоставления (3.43) и (3.45) можно сделать вывод, что при  $\lambda = const$  (то есть для одного и того же момента АД)

$$\frac{S_u}{S_e} = \frac{S_{ку}}{S_{ке}} = \frac{R_2}{r_2'}. \quad (3.46)$$



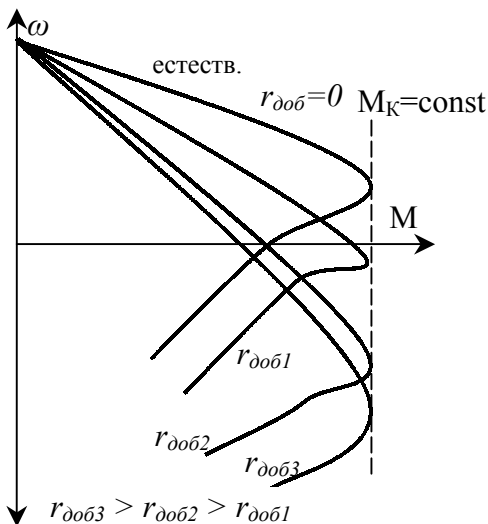


Рисунок 3.10

Это дает основание строить искусственные механические характеристики АД по соотношению:

$$S_u = \frac{R_2}{r_2'} \cdot S_e. \quad (3.47)$$

Естественные искусственные механические характеристики АД можно строить как в абсолютных, так и в относительных единицах  $\omega$  и  $M$ .

При выполнении большого числа расчетов с использованием механических характеристик конкретного двигателя (с определенными значениями  $r_2'^*$  и  $M_K^*$ ) лучше воспользоваться предварительно рассчитанным и построенным в относительных единицах семейством универсальных характеристик.

В этом случае для расчета лучше пользоваться полным уравнением Клосса, определив заранее значение коэффициента  $q$  для этого двигателя. На рис. 3.11 показаны такие универсальные механические характеристики для

Таким образом, при любых одинаковых моментах для искусственной и естественной характеристик АД скольжение на искусственной характеристике  $S_u$  во столько раз больше, чем на естественной  $S_e$ , во сколько раз полное активное сопротивление линии ротора  $R_2$  больше внутреннего активного сопротивления ( $r_2'$ ).

АД с фазным ротором типа МТ 52–8 при  $q=0,46$ .

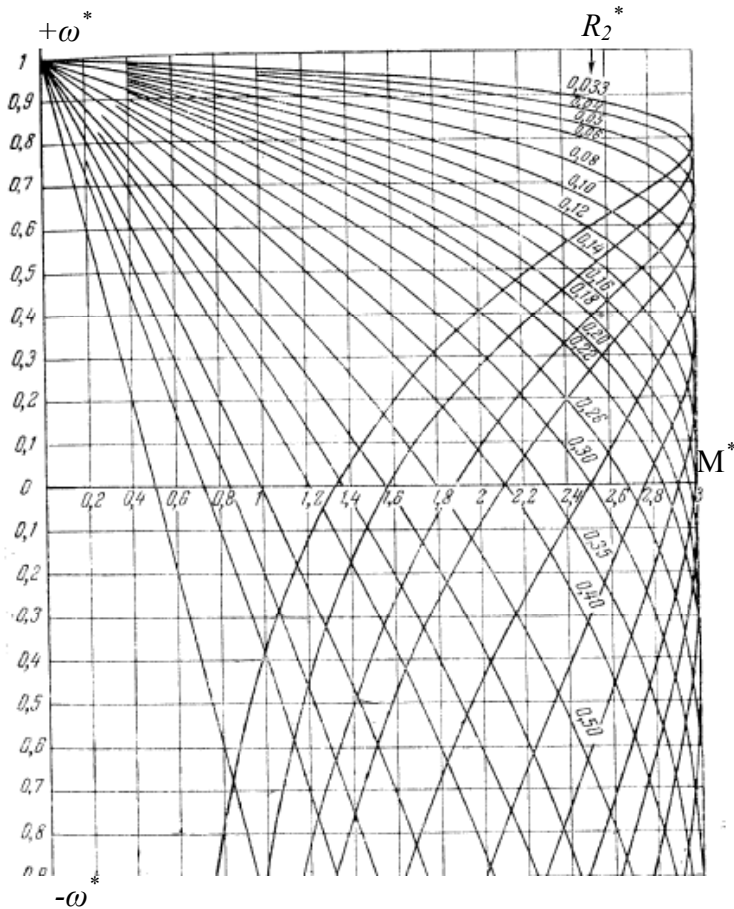


Рисунок 3.11

Для характеристик, построенных для значений  $S > 0$ , значение коэффициента  $q$  не сильно влияет на результаты расчета, а при  $S < 0$  с ростом  $q$  увеличивается величина  $M_{\kappa}$ . Подробно это рассмотрено в [4].

### 3.1.5 Механические характеристики при изменении напряжения и частоты питающей сети

Чтобы проанализировать влияние изменения напряжения и частоты питающей сети на вид механической характеристики АД, необходимо выяснить влияние  $U_{1\phi}$  и  $f$  на критический момент  $M_K$ , критическое скольжение  $S_K$  и скорость  $\omega_0$  двигателя.

**Влияние напряжения.** Из приведенного ранее соотношения (3.35) следует, что изменение напряжения питающей сети не сказывается на величине  $S_K$ , которое остается неизменным при всех значениях напряжения  $U_1$  сети, то есть  $S_K \cong \pm \frac{r_2'}{x_1 + x_2'} = const$ . Величина скорости идеального холостого хода также не зависит от величины напряжения:  $\omega_0 = \frac{2\pi f}{p} = const$ .

Критический момент АД, как видно из (3.36), будет пропорционален квадрату  $U_{1\phi}$ :

$$M_K \cong \pm \frac{m_1 U_{1\phi}^2}{2\omega_0 (x_1 + x_2')}$$

Поэтому в соответствии с уравнением Клосса (3.37) любые два значения моментов АД ( $M_1$  и  $M_2$ ) будут подчиняться соотношению

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{M_{K1}}{M_{K2}} = \frac{U_{1\phi 1}^2}{U_{1\phi 2}^2}, \quad (3.48)$$

а механические характеристики АД будут иметь вид, показанный на рис. 3.12.

**Влияние частоты сети.** Изменение частоты сети  $f$  приводит к изменению  $\omega_0$ ,  $S_K$  и  $M_K$ . В соответствии с указанными выше соотношениями

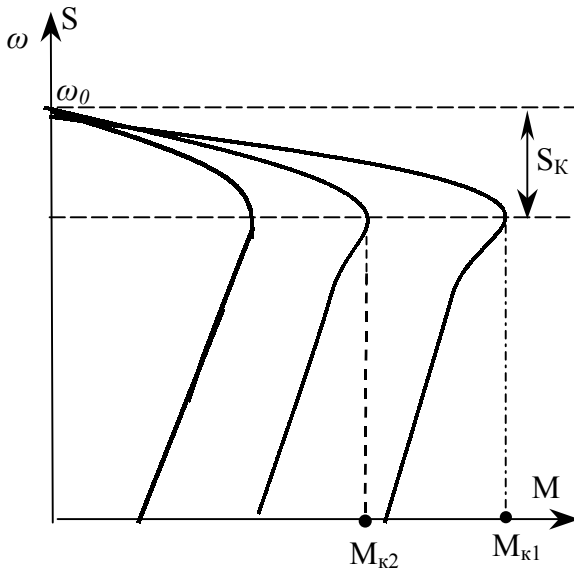


Рисунок 3.12

$$\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} = \frac{f_1}{f_2}; \quad (3.49)$$

$$S_K = \pm \frac{r_2'}{x_1 + x_2'} = \pm \frac{r_2'}{2\pi f(L_1 + L_2')} ; \quad \frac{S_{K1}}{S_{K2}} = \frac{f_2}{f_1}; \quad (3.50)$$

$$M_K = \pm \frac{m_1 U_{1\phi}^2}{2\omega_0(x_1 + x_2')} = \pm \frac{m_1 U_{1\phi}^2}{2 \cdot \frac{2\pi f}{p} \cdot 2\pi f(L_1 + L_2')} = \pm \frac{m_1 U_{1\phi}^2 \cdot p}{8\pi^2 f^2(L_1 + L_2')}; \quad (3.51)$$

$$\frac{M_{K1}}{M_{K2}} = \frac{f_2^2}{f_1^2}. \quad (3.52)$$

Таким образом, с изменением частоты напряжения сети пропорционально меняется скорость двигателя, обратно пропорционально частоте меняется критическое скольжение АД.

Критический момент АД меняется при этом обратно пропорционально квадрату частоты. Механические ха-

рактические характеристики АД при изменении частоты сети показаны на рис. 3.13 и 3.14.

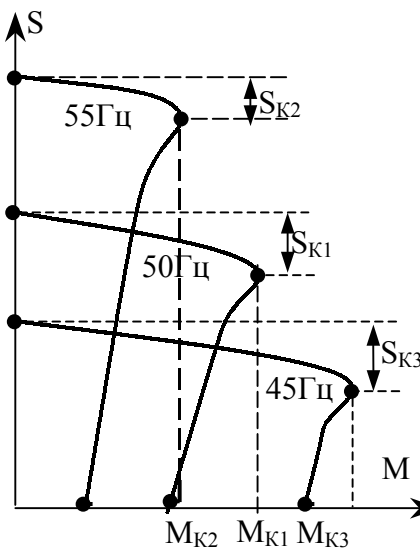


Рисунок 3.13

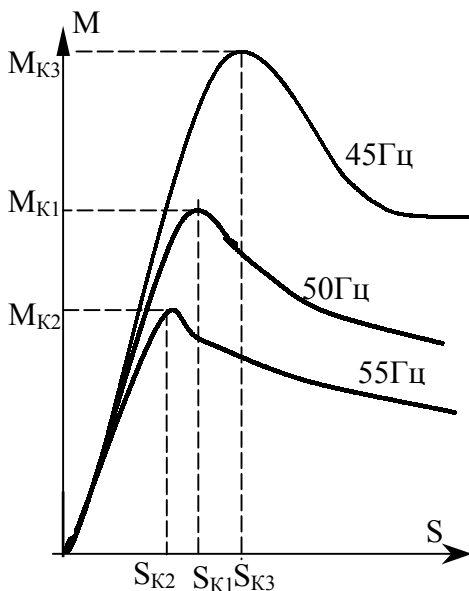
Необходимо отметить, что указанный выше пересчет  $\omega_0$ ,  $S_K$  и  $M_K$  справедлив лишь при незначительном (на 5-10 Гц) изменении частоты от номинального значения  $f=50$  Гц, так как с изменением частоты *меняется магнитный поток двигателя* ( $U_{1\phi} \cong E_{1\phi} = 4,44k_1w_1f_1\phi \cdot 10^{-8}$ ).

Поэтому пересчет справедлив лишь в пределах небольшого изменения насыщения магнитной системы АД. При частотном регулировании скорости

АД, когда частота напряжения на статоре меняется в значительных пределах (5-80 Гц), общие закономерности изменения механических характеристик остаются прежними, но реальные характеристики получают экспериментальным путем (например, для рольганговых АД).

Для того чтобы при частотном регулировании скорости перегрузочная способность двигателя по моменту осталась неизменной ( $\lambda_n = \frac{M_K}{M_n} = const$ , следовательно, и

$M_K = const$ ), необходимо одновременно с изменением частоты осуществлять в той же пропорции изменение напряжения на статоре АД. Из (3.51) видно, что критический момент двигателя останется неизменным при



$$\frac{U_{1\phi}}{f} = const. \quad (3.53)$$

Соотношение (3.53) – один из возможных законов частотного регулирования скорости АД, который реализуется при постоянной статической нагрузке ( $M_C = const$ ). В последующих разделах курса теории электропривода будут рассмотрены и другие возможные законы частотного регулирования скорости АД. Механические характеристики

Рисунок 3.14  
АД при выполнении закона (3.53) показаны на рис. 3.15.

3.1.6 Механические характеристики при  $\omega_{01}$  изменении параметров обмотки статора асинхронного двигателя

Рассмотрим влияние на механические характеристики АД изменения параметров статора: числа пар полюсов ( $p$ ), активного ( $r_1$ ) и реактивного ( $x_1$ ) сопротивлений статорной обмотки.

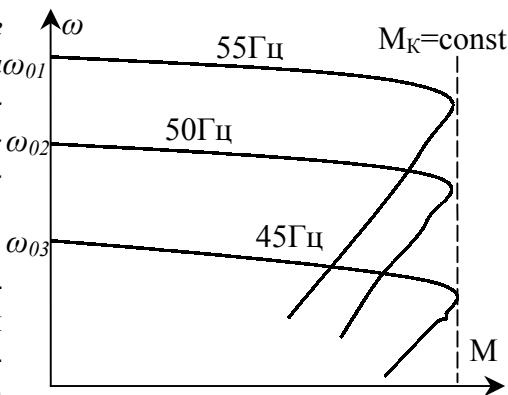


Рисунок 3.15

Влияние изменения числа пар полюсов. В этом случае так как  $\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}$ , то скорости идеального холостого хода АД (скорость вращения магнитного поля) обратно пропорциональны числам пар полюсов, то есть

$$\frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} = \frac{p_2}{p_1}. \quad (3.54)$$

Критические моменты АД в соответствии с (3.36) будут пропорциональны числу пар полюсов (при условии сохранения величины магнитного потока полюса):

$$M_{\kappa} = \pm \frac{mU_{1\phi}^2}{2 \cdot \frac{2\pi f}{p} (x_1 + x_2')} = \pm \frac{m_1 U_{1\phi}^2 p}{4\pi f (x_1 + x_2')},$$

$$\frac{M_{\kappa 1}}{M_{\kappa 2}} = \frac{p_1}{p_2}. \quad (3.55)$$

Критическое скольжение при изменении числа полюсов не меняется.

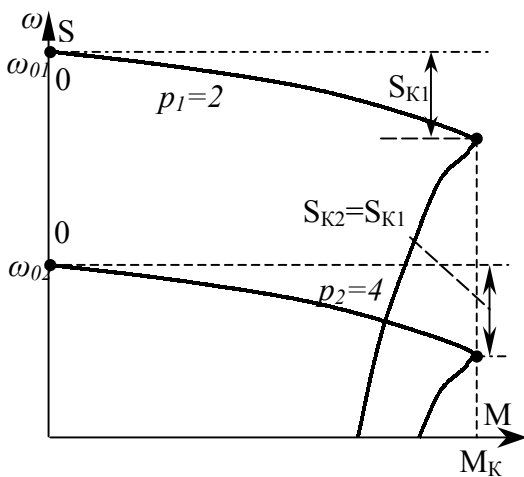


Рисунок 3.16

Учитывая этот анализ, можно представить механические характеристики АД при изменении числа пар полюсов следующим образом (см. рис. 3.16).

На этом рисунке критические скольжения отсчитываются по оси ординат для каждого из двигателей по своей шкале сколь-

жений в диапазоне  $I > S > 0$ .

Влияние изменения активного и реактивного сопротивлений обмотки статора. Как следует из соотношений (3.35) ÷ (3.37) для упрощенного уравнения Клосса изменение активного сопротивления  $r_1$  не влияет на вид естественной механической характеристики АД, так как при таком изменении  $S_k = const$ ,  $M_k = const$  и  $\omega_0 = \frac{2\pi f}{p} = const$ . Введение в цепи обмотки статора добавочного сопротивления  $r_{1доб}$  увеличит падение напряжения и снизит напряжение на обмотках, что приведет к изменению характеристики АД из-за уменьшения  $U_{1\phi}$ , как это было рассмотрено ранее в разделе 3.5.

Введение в цепь статорной обмотки добавочного реактивного сопротивления ( $x_{1доб}$ ) уменьшит величину критического скольжения и критического момента. В этом случае

$$S_{ки} = \pm \frac{r_2'}{x_1 + x_{1доб} + x_2'};$$

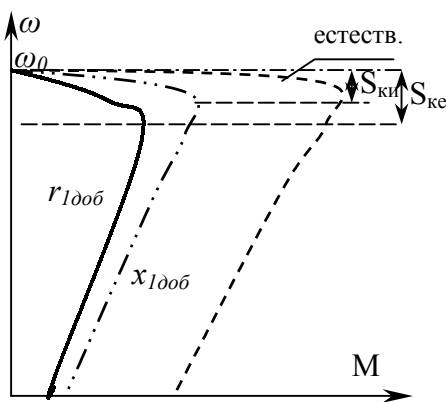


Рисунок 3.17

$$M_k = \pm \frac{m_1 U_{1\phi}^2}{2\omega_0 (x_1 + x_{1доб} + x_2')}.$$

Механические характеристики при введении в статор сопротивлений  $r_{1доб}$  и  $x_{1доб}$  показаны на рис. 3.17. Добавочные сопротивления в статоре АД используются для ограничения пусковых токов при пуске короткозамкнутых двигателей.



Расчет их рассмотрен далее в разделе 3.1.11.

В этом разделе курса, изучающем электромеханические свойства разомкнутых электроприводов, не рассматривается включение в обмотку статора регулируемых реактивных сопротивлений (дресселей с подмагничиванием постоянным током, так называемых дресселей насыщения), которые используются для регулирования скорости АД в *замкнутых* электроприводах для получения жестких механических характеристик при низких скоростях вращения. Этот материал изучается в разделе, посвященном методам регулирования скорости АД.

### 3.1.7 Механические характеристики при изменении параметров обмотки ротора асинхронного двигателя

При включении в цепь ротора активного сопротивления  $r_{200}$  меняется полное сопротивление линии ротора ( $R_2$ ) и критическое скольжение на искусственной характеристике  $S_{KM}$ , а критический момент АД и скорость идеального холостого хода остаются неизменными [1, 4]. Механические характеристики, получаемые при этом, показаны на рис. 3.18, а также рассмотрены ранее в разделе 3.4, где показано построение искусственных механических характеристик АД при  $R_2 = \text{var}$  и дается понятие о семействе универсальных механических характеристик.

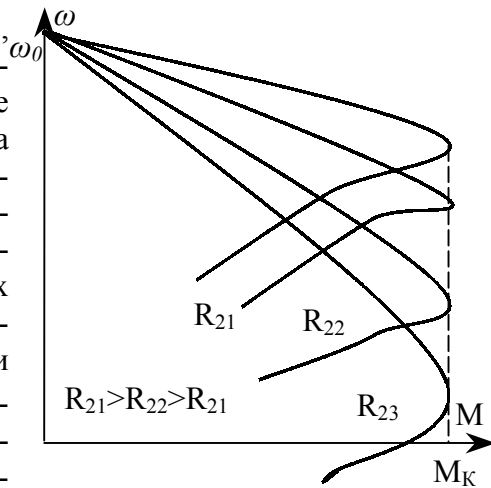


Рисунок 3.18

Включение активных добавочных сопротивлений в цепь ротора АД используется для ступенчатого пуска электропривода, а также иногда для *параметрического регулирования скорости* АД малой мощности. Индуктивные сопротивления (реакторы) в «чистом виде» в цепи ротора АД

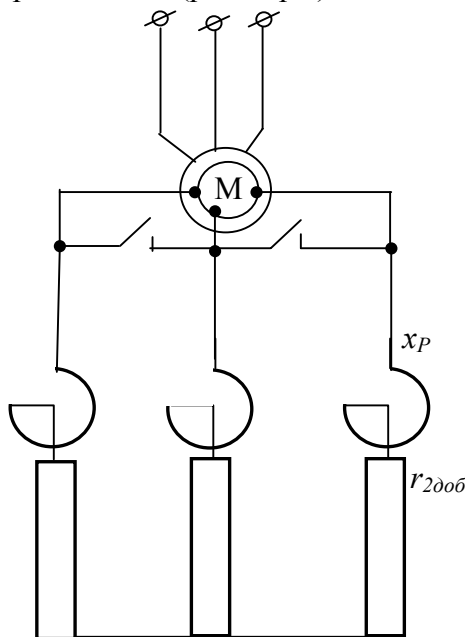


Рисунок 3.19

не включаются, такое включение не целесообразно. Для получения большей плавности АД при пуске, когда нежелательно использование многочисленных ступеней сопротивления в роторе, используют симметричное включение последовательно соединенных активного ( $r_{доб}$ ) и реактивного ( $x_p$ ) сопротивлений (рис. 3.19). В цепь ротора включают также магнитные усилители (дрессели с подмагничиванием) для плавного регулирования

скорости в замкнутых системах асинхронного электропривода. В данном разделе курса механические характеристики замкнутых систем не рассматриваются.

В первый момент пуска при такой схеме при  $S=1$  частота тока в роторе равна частоте сети, индуктивное сопротивление фазы ротора максимально ( $x_p = 2\pi fL$ ), что обеспечивает наибольшее ограничение пускового тока. По мере разгона АД и увеличения его скорости уменьшается ЭДС ротора  $E_2 = E_{2n} \cdot S$  и снижается частота, что уменьшает

реактивное сопротивление  $x_p$ . Более благоприятные характеристики можно получить при параллельном включении  $r_{доб}$  и  $x_p$  (рис. 3.20). В этом случае в первый период пуска индуктивность велика, ток в роторе ограничивается активным добавочным сопротивлением  $r_{доб}$ .

По мере разгона двигателя происходит перераспределение токов в индуктивности и активном сопротивле-

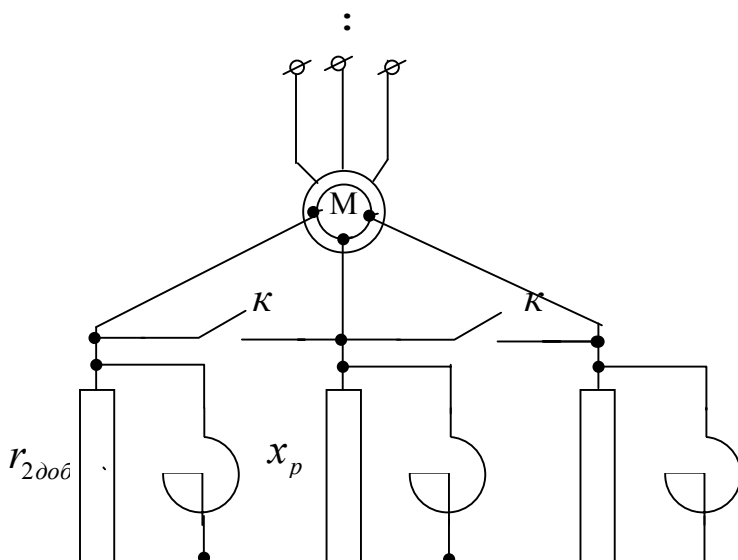


Рисунок 3.20

нии. Это позволяет в течение большого периода пуска сохранять примерно постоянным значение пускового момента. В конце пуска замыкаются контакты К, и АД переходит работать на естественную механическую характеристику.

Характеристики тока в статоре АД и механические характеристики при включении в ротор активно-индуктивных сопротивлений показаны на рис. 3.21.

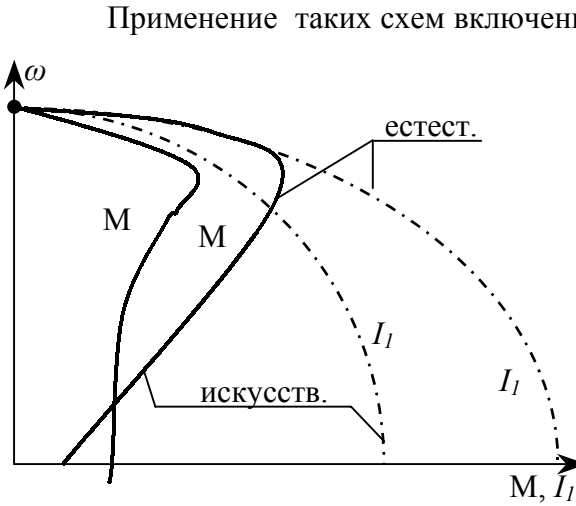


Рисунок 3.21

Применение таких схем включения сопротивлений в роторе целесообразно для АД большой мощности, работающих в тяжелых эксплуатационных условиях с большим числом пусков в час, когда применение сложной пусковой аппаратуры снижает надежность электропривода.

### 3.1.8 Линеаризация механических характеристик

Для рабочего участка механической характеристики АД  $\frac{S}{S_{\kappa}} \ll \frac{S_{\mu}}{S}$ . Действительно, например, при реальных соотношениях  $S_{\mu}=0,03$  и  $S_{\kappa}=0,12$  получается  $\frac{S_{\mu}}{S_{\kappa}} = \frac{0,03}{0,12} = 0,25$ ,

а  $\frac{S_{\kappa}}{S_{\mu}} = \frac{0,12}{0,03} = 4$ . Поэтому для рабочего участка механической характеристики упрощенное уравнение Клосса (3.37)

можно линеаризовать, положив в нем  $\frac{S}{S_{\kappa}} \approx 0$ . Тогда линейное уравнение механической характеристики АД будет иметь вид:

$$M = \frac{2M_{\kappa}}{S_{\kappa}} \cdot S. \quad (3.56)$$

Так как  $S_k = \frac{r_2 + r_{доб}}{x_1 + x'_2} = \frac{R_2}{x_1 + x'_2}$ , то

$$M = \frac{2M_k(x_1 + x_2)}{R_2} \cdot S = A \frac{S}{R_2}. \quad (3.57)$$

При  $S=1$  и  $R_2 = R_{2н}$  ток в роторе будет равен номинальному значению, так как в этом случае для неподвижного двигателя ( $S=1$ )  $E_2 = E_{2н}$  и  $I_2 = \frac{E_{2н}}{\sqrt{3} \cdot R_{2н}} = I_{2н}$ .

Этому току будет соответствовать момент также равный номинальному. Таким образом, для указанных условий ( $R_2 = R_{2н}$  и  $S=1$ )

$$M = M_n = \frac{A \cdot 1}{R_{2н}}. \quad (3.58)$$

Разделив (3.58) на (3.57), получим значение момента АД в относительных единицах:

$$M^* = \frac{M}{M_n} = \frac{AS \cdot R_{2н}}{R_2 A} = \frac{S}{R_2^*}.$$

При  $M^* = 1$ , то есть при  $M = M_n$ , получим, что

$$S = R_2^*. \quad (3.59)$$

Это такое же соотношение, что и для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, имеющем линейную механическую характеристику (рис. 3.22).

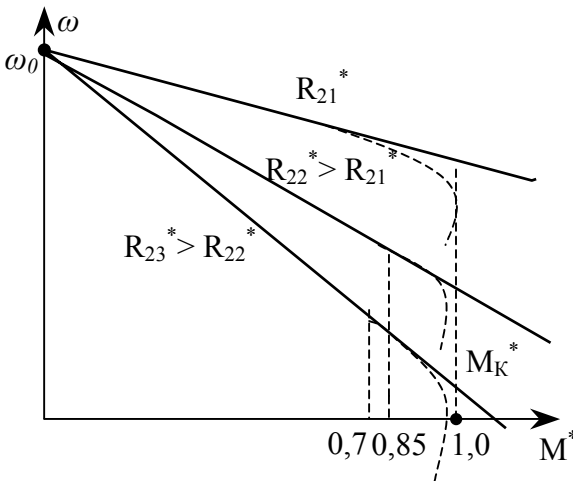


Рисунок 3.22

Соотношение (3.59) ле-

жит в основе графического и аналитического методов расчета пусковых сопротивлений в цепи ротора АД.

Линеаризованными характеристиками АД можно пользоваться в пределах изменения моментов до  $0,85M_k$ .

### 3.1.9 Структурная схема асинхронного двигателя

Полная структурная схема АД при воздействии на статорную обмотку напряжения с переменной частотой и амплитудой очень сложна и приведена в [1]. Для частотного управляемого АД при постоянном потокоцеплении ( $\psi = const$ ), то есть при  $U_1 / f_1 = const$ , структурная схема АД значительно упрощается. Она может быть получена при рассмотрении следующих соотношений:

$$1) \omega_0 = \frac{2\pi f_{1H}}{p_{II}}, \quad (3.60)$$

где  $p_{II}$  – число пар полюсов обмотки статора;

2) уравнения линеаризованной механической характеристики АД

$$M = \frac{2M_k}{S_k} \cdot S; \quad (3.61)$$

3) уравнение движения АД

$$M - M_C = Jp\omega. \quad (3.62)$$

Учтя, что  $S = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ , можно (3.60) представить

следующим образом:

$$M = \frac{2M_k}{S_k} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \beta\Delta\omega, \quad (3.63)$$

где  $\beta = \frac{2M_k}{S_k \omega_0}$  – коэффициент жесткости линеаризованной механической характеристики АД.

По (3.60), (3.62) и (3.63) можно составить структурную схему, показанную на рис 3.23.

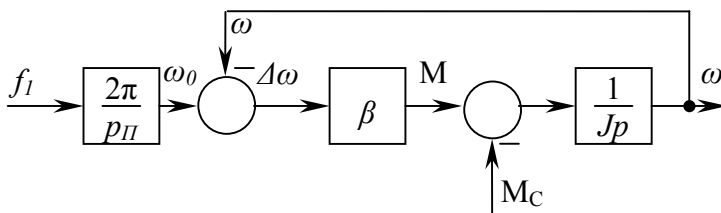


Рисунок 3.23

Если учесть, что электромагнитный процесс в АД протекает по аperiodическому закону с малой постоянной времени  $T_{\Delta}$ , то структурная схема АД будет иметь вид:

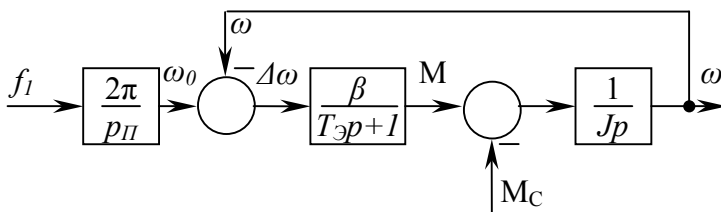


Рисунок 3.24

Значение постоянной времени  $T_{\Delta}$  определяется по соотношению:

$$T_{\Delta} = \frac{L}{R'_2} = \frac{L_1 + L'_2}{R'_2}, \quad (3.64)$$

где  $L_1$  и  $L'_2$  - полные индуктивности обмоток статора и ротора ( $L'_2$  - приведена к обмотке статора);

$R'_2$  - приведенное к статору сопротивление линии ротора.

Численное значение электромагнитной постоянной  $T_{\Delta}$  для нормальных АД весьма мало. Чтобы оценить ее, заменим в (3.64) величину  $R'_2$ , взяв ее из соотношения для критического скольжения

$$S_K \cong \frac{R'_2}{x'_2} = \frac{R'_2}{2\pi f_{1H} L_2}, \quad (3.65)$$

$$T_{\Sigma} = \frac{1}{2\pi f_{1H} \cdot S_K} = \frac{1}{314 \cdot S_K}. \quad (3.66)$$

При значениях  $S_K=0,08-0,20$  получим  $T_{\Sigma} \approx 0,04-0,016$ с.

Значения электромеханической постоянной времени АД  $T_M = \frac{J\omega_0 S_K}{M_K}$  в 10-20 раз больше, чем величина  $T_{\Sigma}$ .

Поэтому при расчете переходных процессов в АД при постоянном потокосцеплении величиной  $T_{\Sigma}$  часто пренебрегают.

## 3.2 Пуск асинхронных двигателей. Расчеты пусковых сопротивлений в статорных и роторных цепях

### 3.2.1 Процесс пуска асинхронных двигателей

Пусковые моменты АД общепромышленных серий на естественной механической характеристике невелики и составляют  $(0,3-1,3)M_H$ . А токи ротора и статора чрезвычайно велики и достигают  $(5-10)I_{1H}$ .

Короткозамкнутые АД с двойной пусковой клеткой имеют повышенные пусковые моменты –  $(1,5-2,5)M_H$  и применяются для пуска электроприводов под нагрузкой. Пусковые токи в статоре таких двигателей меньше  $(3,5-5)I_{1H}$ .

Малые пусковые моменты могут быть недостаточны для трогания электропривода с места и последующего ускорения, а большие величины пусковых токов статора и ротора ограничивают допустимое число включений в час. Кроме того, большие пусковые токи статора создают в сети, питающей АД, значительное падение напряжения, что уменьшает (пропорционально квадрату напряжения!) вра-



щающие моменты на всех двигателях, получающих питание от данного участка сети переменного тока. Стандарт на качество электроэнергии предусматривает возможность колебаний напряжения в пределах  $\pm 10\%$ .

При пуске мощных (более 100 кВт) АД без специальных токоограничивающих средств пусковые токи будут, как уже указывалось, весьма велики. Например, при пуске короткозамкнутого двигателя с номинальной мощностью 200 кВт его номинальный ток статора составит примерно 400 А (упрощенно рассчитывают  $I_{1n} \approx 2P_n$  при  $U_H=380$  В), а пусковой ток может достигать  $(5-10)I_{1n}$ , то есть 2000-4000 А. Пуск такого АД без токоограничения в “мягких” сетях (то есть в сетях с большими посадками напряжения из-за недостаточности мощности источника питания) недопустим.

Для ограничения пусковых токов АД с короткозамкнутым ротором применяются активные или реактивные сопротивления, включаемые последовательно с обмотками статора.

Для АД с фазным ротором пуск производится ступенчато (как и двигателей постоянного тока) через пусковые сопротивления, включаемые последовательно с обмотками ротора [4].

Для замкнутых систем управления асинхронным электроприводом с короткозамкнутым АД для пуска используются устройства, снижающие напряжение на статоре в период пуска (например, тиристорные регуляторы напряжения). Такие замкнутые системы (ТРН-АД), как и замкнутые системы асинхронного электропривода с дроселями насыщения в цепи статора, в данном разделе не рассматриваются. Ниже будут показаны схемы включения пусковых сопротивлений (и расчет их) в статоре или роторе АД разомкнутых систем электроприводов.

### 3.2.2 Расчеты пусковых сопротивлений в цепи статора асинхронных короткозамкнутых двигателей

Пусковые сопротивления в статоре (рис. 3.25) - активные ( $r_{1доб}$ ) или реактивных ( $x_{1доб}$ ) в конце периода пуска закорачиваются контактами  $K$  после уменьшения пускового тока  $I_{nu}$  до допустимых значений.

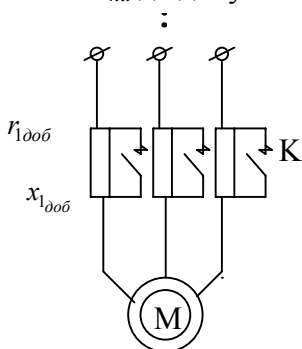


Рисунок 3.25

Добавочные сопротивления в статоре рассчитываются по заданной кратности снижения пускового тока ( $a$ ):

$$a = \frac{I_{ne}}{I_{nu}}, \quad (3.67)$$

где  $I_{ne}$  и  $I_{nu}$  - пусковые токи на естественной и искусственной пусковых характеристиках соответственно. Полные пусковые сопротивления на естественной ( $Z_{1e}$ ) и искусственной ( $Z_{1u}$ ) характеристиках равны:

$$Z_{1e} = \frac{U_{1н}}{\sqrt{3}I_{ne}}; \quad Z_{1u} = \frac{U_{1н}}{\sqrt{3}I_{nu}} = \frac{U_{1н} \cdot a}{\sqrt{3}I_{ne}} = \frac{U_{1н} \cdot a \sqrt{3} \cdot Z_{1e}}{\sqrt{3}U_{1н}} = aZ_{1e};$$

$$Z_{1u} = aZ_{1e}. \quad (3.68)$$

Величины  $Z_{1e}$  и  $Z_{1u}$  рассчитываются по формулам:

$$Z_{1e} = \sqrt{r_1^2 + x_1^2}; \quad (3.69)$$

$$Z_{1u} = \sqrt{(r_1 + r_{1доб})^2 + (x_1 + x_{1доб})^2}. \quad (3.70)$$

Для токоограничения в статор АД включаются либо активные ( $r_{1доб}$ ), либо реактивные ( $x_{1доб}$ ) добавочные сопротивления. Поэтому в соотношении (3.70) надо принимать либо  $r_{1доб}$ , либо  $x_{1доб}$ . В соответствии с этим совместное решение (3.68)-(3.70) дает следующие результаты.

При включении активного добавочного сопротивления:

$$a\sqrt{r_1^2 + x_1^2} = \sqrt{(r_1 + r_{1доб})^2 + x_1^2}, \text{ откуда}$$

$$r_{1доб} = \sqrt{r_1^2 a^2 + x_1^2 (a^2 - 1)} - r_1. \quad (3.71)$$

При включении реактивного добавочного сопротивления:

$$a\sqrt{r_1^2 + x_1^2} = \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_{1доб})^2}, \text{ откуда}$$

$$x_{1доб} = \sqrt{r_1^2 (a^2 - 1) + x_1^2 a^2} - x_1. \quad (3.72)$$

Определение  $r_{1доб}$  и  $x_{1доб}$  можно выполнить и графически, как это показано на рис 3.26.

Обычно величина  $a$  принимается в пределах  $a \approx 2-4$ .

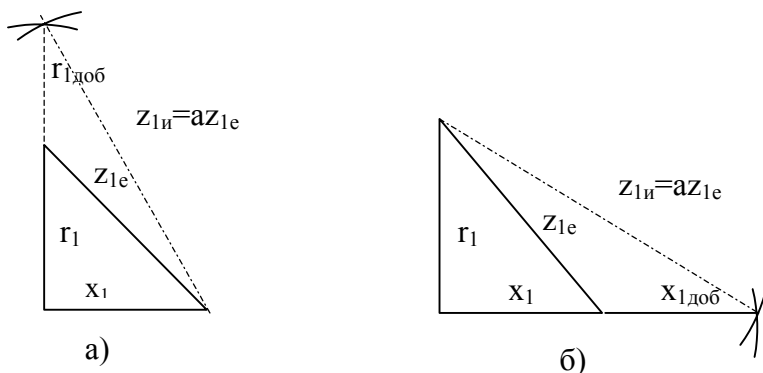


Рисунок 3.26

Для двигателей мощностью до 50 кВт используют для токоограничения  $r_{1доб}$ , а для больших мощностей  $x_{1доб}$  (в этом случае меньше потери в пусковых устройствах).

### 3.2.3 Расчет пусковых сопротивлений в цепи ротора асинхронных двигателей

Схемы включения и коммутации пусковых сопротивлений в цепи ротора. Обмотки ротора АД могут быть включены по схеме “звезды” или по схеме “треугольника”, а пусковые сопротивления в цепях ротора всегда включаются по схеме звез-

ды. Рассмотрим и сравним возможные схемы включения пусковых сопротивлений в цепи ротора АД.

На рис. 3.27 показана схема коммутации и переключения пусковых сопротивлений с помощью трехфазного контактора переменного тока, контакты которого соединены в звезду (рис. 3.27, а) или в треугольник (рис. 3.27,б).

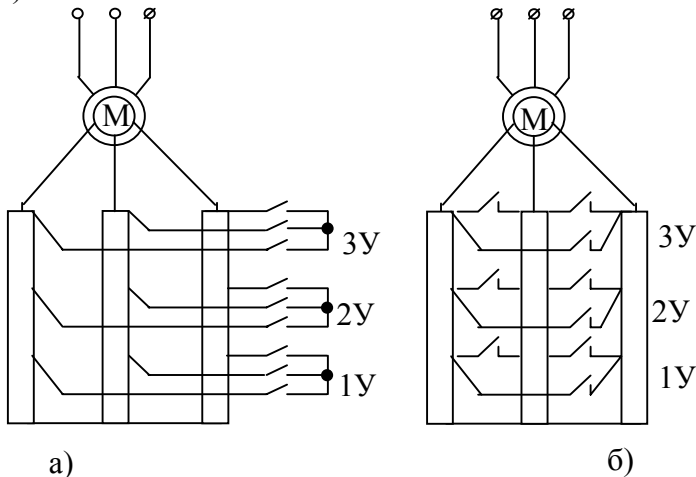


Рисунок 3.27

Соединение контактов контакторов в *полную звезду* обеспечивает двойной разрыв между фазами ротора (рис. 3.27, а), что является преимуществом этой схемы, когда она применяется в высоковольтных цепях роторов АД. Недостаток этой схемы – большое число контактов. Схема коммутации сопротивлений по схеме рис. 3.27,а применяются либо для высоковольтных двигателей, либо для двигателей небольшой мощности с простейшими барабанными контроллерами. В схеме коммутации роторных сопротивлений по рис. 3.27,б контакты контактора образуют *полный треугольник*. Преимущество этой схемы – ее большая надежность (соединение между сопротивлениями всех

всех трех фаз не нарушается, если выходит из строя какой-то один из контактов контактора). Кроме того, в этой схеме меньше величина тока, идущего через контакт. Недостаток схемы – усложняется ошиновка панели управления.

Схема по рис. 3.27,б применяется часто, особенно в тех случаях, когда ее применение позволяет уменьшить габарит контактора. Следует отметить также, что в схеме рис. 3.27 используются контакторы переменного тока (с катушками также на переменном токе). Такие контакторы могут использоваться, если число пусков АД в час не превышает 120-150.

На схеме рис. 3.28 контакты контактора образуют *неполный треугольник*. Если для коммутации сопротивлений в роторе используются двухполюсные контакторы постоянного тока, то такая схема будет обладать большей надежностью вследствие ее простоты, так как она использует меньшее число контактов.

Схема ошиновки панели управления получается проще и, самое главное, такая схема с двухполюсными контакторами, постоянного тока обеспечивает большое число включений в час (до 1200).

Иногда для повышения надежности схемы третья ступень ускорения выполняется с использованием 3-х полюсного контактора переменного тока, контакты которого включаются по схеме полного треугольника (на схеме рис. 3.28 показан пунктиром).

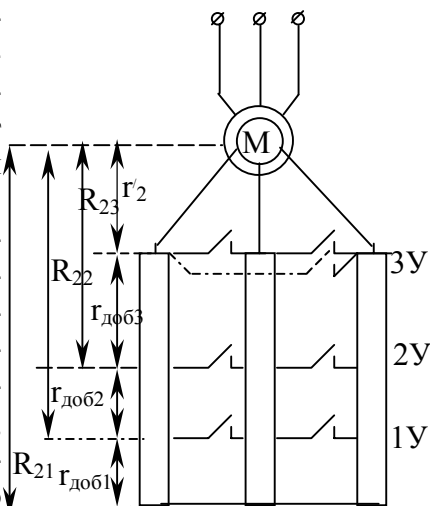


Рисунок 3.28

Точный метод расчета ступеней пускового сопротивления в роторе АД. При расчете пусковых сопротивлений в роторе АД, также как и для двигателей постоянного тока, вводится понятие *форсированного и нормального пуска*, понятие пуска по *нормальной пусковой диаграмме*, называемой также *нормальной лучевой диаграммой*, для которой максимальный пусковой момент  $M_1 = const$  на всех ступенях пуска. Момент переключения  $M_2$  также постоянен на всех ступенях. Однако для АД значение максимального пускового момента ограничено не условиями безыскровой коммутации, как для двигателей постоянного тока, а динамическими усилиями в обмотках ротора и большим нагревом при увеличении тока ротора в зоне критического скольжения.

Для АД при расчетах пусковых сопротивлений принимают:  $M_1 \leq 0,85M_k$ ;  $M_2 \geq (1,1-1,2)M_c$ . На рис. 3.29 показано построение нормальной лучевой диаграммы для трехступенчатого пуска АД при точном методе расчета пусковых сопротивлений, учитывающем нелинейность естественной механической характеристики. Обозначения ступеней пусковых сопротивлений даны на рис. 3.28.

Задавшись, как указано выше, моментами  $M_1$  и  $M_2$ , находят на естественной характеристике точки  $a$  и  $b$  и проводят луч  $ab$  до пересечения его с горизонталью при  $S=0$ . Так находится точка  $p$  – полюс нормальной пусковой диаграммы. Далее из точки  $b$  проводится горизонталь до пересечения с линией  $M_2 = const$  (точка  $b_1$ ), проводится второй луч ( $pb_1$ ) до пересечения в точке  $c$  с линией  $M_1 = const$ . Таким же образом далее строится оставшаяся часть нормальной диаграммы  $cc_1dd_1e$ . Все лучи этой диаграммы, называемой также *лучевой диаграммой* пересекаются в точке  $P$  (полюсе) на линии  $pf$  при  $S=0$ .

Доказательство, что все лучи этой диаграммы пере-

секаются в одной точке  $p$ , приведено в [4]. Если построение лучевой диаграммы сразу же не удастся, то надо повторить его, варьируя моментами  $M_1$  или  $M_2$ . Для форсированного пуска  $M_1 = const$ , а варьируется момент  $M_2$ . Для нормального пуска  $M_2 = const$ , а варьируется момент  $M_1$ .

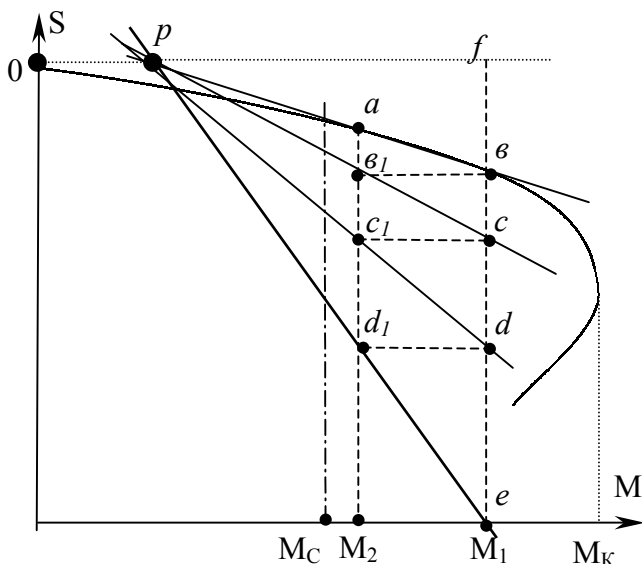


Рисунок 3.29

Расчет пусковых сопротивлений основан на использовании соотношения (3.46), в соответствии с которым

$$R_2 = r_2 \frac{S_u}{S_e}. \quad (3.73)$$

Здесь и далее при расчетах  $R_2$  надо использовать реальное сопротивление  $r_2$ , а не его значение  $r'_2$ , приведенное к статору.

Для рассматриваемого примера расчета пусковых сопротивлений при трехступенчатом пуске целесообразно скольжение на естественной и искусственных механических характеристиках измерять отрезками на вертикали

$fbcde$  для момента  $M_1$  (в этом случае отрезки больше, чем на линии момента  $M_2$ , и субъективная ошибка отсчета будет меньше). Полные активные сопротивления линии ротора на отдельных ступенях пуска будут равны:

$$R_{21} = r_2 \cdot \frac{\overline{fe}}{\overline{fb}}; R_{22} = r_2 \frac{\overline{fd}}{\overline{fb}}; R_{23} = r_2 \frac{\overline{fc}}{\overline{fb}}. \quad (3.74)$$

Сопротивления пусковых ступеней:

$$r_{\text{ооб}1} = r_2 \frac{\overline{de}}{\overline{fb}}; r_{\text{ооб}2} = r_2 \frac{\overline{cd}}{\overline{fb}}; r_{\text{ооб}3} = r_2 \frac{\overline{bc}}{\overline{fb}}. \quad (3.75)$$

Эти соотношения можно получить и таким образом:

$$\begin{aligned} r_{\text{ооб}1} &= R_{21} - R_{22} = r_2 \left( \frac{\overline{fe}}{\overline{fb}} - \frac{\overline{fd}}{\overline{fb}} \right) = r_2 \frac{\overline{fe} - \overline{fd}}{\overline{fb}} = r_2 \frac{\overline{de}}{\overline{fb}}; \\ r_{\text{ооб}2} &= R_{22} - R_{23} = r_2 \left( \frac{\overline{fd}}{\overline{fb}} - \frac{\overline{fc}}{\overline{fb}} \right) = r_2 \frac{\overline{fd} - \overline{fc}}{\overline{fb}} = r_2 \frac{\overline{cd}}{\overline{fb}}; \\ r_{\text{ооб}3} &= R_{23} - r_2 = r_2 \frac{\overline{fc}}{\overline{fb}} - r_2 = r_2 \frac{\overline{fc} - \overline{fb}}{\overline{fb}} = r_2 \frac{\overline{bc}}{\overline{fb}}. \end{aligned} \quad (3.76)$$

Изложенный выше точный метод расчета является *графоаналитическим методом*. Он может быть использован при наличии семейства универсальных механических характеристик, на основе которых строится нормальная пусковая (лучевая) диаграмма, а затем производится *отсчет* ступеней пусковых сопротивлений.

Приближенный метод расчета ступеней пускового сопротивления в роторной цепи АД. Этот метод основан на использовании линеаризованных механических характеристик АД (см. выше раздел 3.8 и доказанное там соотношение  $R_p^* = S$  при  $M^* = 1$ ). Это соотношение было получено ранее для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением, имеющих линейные механические характеристики. Не останавливаясь вновь на изложении приближенного метода расчета пусковых сопротивлений при ли-



нейных механических характеристиках, укажем лишь, что с помощью таких линейных (линеаризованных) механических характеристик АД должна быть построена нормальная пусковая диаграмма (для форсированного или нормального пуска), по которой на линии номинального момента ( $M^* = 1$ ) производится отсчет сопротивлений ступеней пуска. В этом состоит *приближенный графический метод*.

Так же, как и для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением, для АД с линеаризованными механическими характеристиками можно для расчета ступеней пусковых сопротивлений применить и аналитический метод. Сущность его заключается в следующем. Обозначая отношение моментов  $M_1$  и  $M_2$  как

$$\lambda = \frac{M_1}{M_2} = \frac{M_1^*}{M_2^*}, \quad (3.77)$$

этот коэффициент рассчитывается при известном числе пусковых ступеней  $m$  следующим образом. Для форсированного пуска:

$$\lambda = \sqrt[m]{\frac{1}{S_H M_1^*}}. \quad (3.78)$$

Здесь величиной  $M_1$  необходимо задаться на максимально возможном уровне.  $S_H$  – номинальное скольжение АД (вместо  $r_{я}^*$  для двигателя с независимым возбуждением).

После определения  $\lambda$  вычисляется момент переключения  $M_2^* = \frac{M_1^*}{\lambda}$ , величина которого должна удовлетворять соотношению:  $M_2^* \geq (1,1-1,2)M_C$ .

Для нормального пуска:

$$\lambda = \sqrt[m+1]{\frac{1}{S_H M_2^*}}. \quad (3.79)$$

Здесь необходимо задаться  $M_2^*$  по соотношению  $M_2^* \geq (1,1-1,2)M_c$  и после определения  $\lambda$  найти  $M_1^* = \lambda M_2^*$ .

Величину  $M_1^*$  надо проверить, чтобы она удовлетворяла соотношению:  $M_1^* \leq 0,7M_{\kappa}^*$ .

Вообще, линеаризованными механическими характеристиками можно пользоваться в диапазоне  $M^* \leq 0,7M_{\kappa}^*$  (как для аналитического, так и для графического методов приближенных расчетов пусковых сопротивлений).

После расчетов  $\lambda$  и проверки значений  $M_1^*$  и  $M_2^*$  величины сопротивлений отдельных пусковых ступеней, указанных на рис. 3.28, находятся по соотношениям (в абсолютных или относительных единицах):

$$\begin{aligned} r_{\text{доб3}} &= r_2(\lambda - 1); \quad r_{\text{доб2}} = r_{\text{доб3}}\lambda; \quad r_{\text{доб1}} = r_{\text{доб2}}\lambda. \\ R_{23} &= r_2\lambda; \quad R_{22} = R_{23}\lambda; \quad R_{21} = R_{22}\lambda. \end{aligned} \quad (3.80)$$

Если число пусковых ступеней не задано, то его надо определить предварительно по соотношению:

$$m = \frac{\lg \frac{1}{S_n M_1^*}}{\lg \frac{M_1^*}{M_2^*}}, \quad (3.81)$$

где значениями  $M_1^*$  и  $M_2^*$  надо задаться и варьировать, ориентируясь на принятый способ пуска (форсированный или нормальный).

### **3.3 Электромеханические свойства электроприводов с асинхронными двигателями в генераторных режимах работы**

Для АД используют различные тормозные режимы: генераторное торможение с отдачей энергии в сеть (так называемое рекуперативное торможение), торможение

противовключением и динамическое торможение с различными способами возбуждения потока в статоре.

Тормозные режимы АД по способу возбуждения магнитного поля статора можно разделить на две группы:

а) с независимым возбуждением, осуществляемым от сети переменного тока (рекуперативное торможение и торможение противовключением);

б) с возбуждением от сети постоянного тока (динамическое торможение);

в) с самовозбуждением при обмене энергией с конденсаторной батареей или при замыкании статора двигателя накоротко, когда магнитный поток создается ЭДС самоиндукции. Это также динамическое торможение, причем последний вид его (при закорачивании обмотки статора накоротко) называется магнитным торможением (по определению проф. Л.П.Петрова).

Все перечисленные режимы торможения применяются для асинхронных машин как короткозамкнутых, так и с фазным ротором. Применяются также различные способы реализации комбинированного торможения, когда машина переключается с одного вида торможения на другой.

### *3.3.1 Генераторный режим рекуперативного торможения*

Как и для двигателей постоянного тока, генераторный режим рекуперативного торможения асинхронного электропривода получается при  $\omega > \omega_0$ , то есть при  $S < 0$ .

Такой режим работы используется в механизмах с многоскоростными АД, которые при переключении обмотки статора на большее число пар полюсов будут работать в генераторном режиме, отдавая (рекуперировав) запасенную энергию в сеть переменного тока (см. рис. 3.30). Механическая характеристика АД в режиме рекуперации

проходит во II квадранте, являясь продолжением механической характеристики (естественной или искусственной)

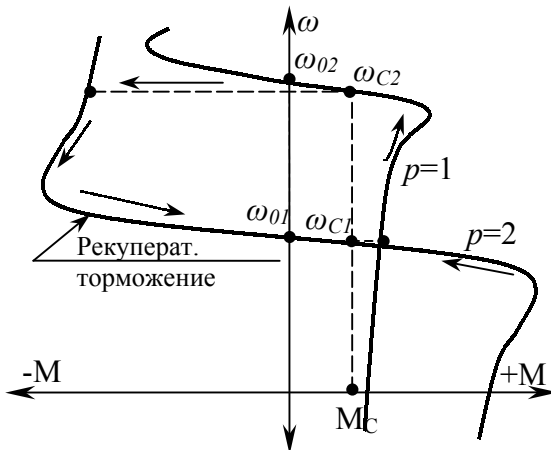


Рисунок 3.30

двигательного режима. При введении в ротор АД с фазным ротором добавочных резисторов (рис. 3.31) его механические характеристики в режим рекуперации энергии будут менее жесткими.

Это обстоятельство ограничивает использо-

вание генераторного режима рекуперативного торможения при мягких механических характеристиках, так как такой режим требует больших скоростей, а тормозные моменты будут невелики.

Переход в режим рекуперации возможен при частотном регулировании, как это показано на рис. 3.32. При работе в режиме рекуперативного торможения АД *потребляет из сети реактивную энергию, необходимую для соз-*

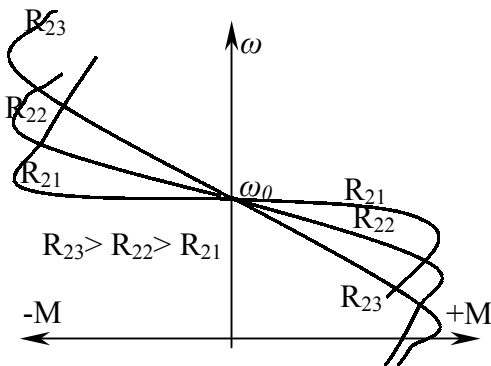


Рисунок 3.31

дания вращающегося магнитного поля, а также активную энергию, необходимую для покрытия потерь в статоре. Потери в обмотке ротора покрываются за счет внешнего

источника энергии. Одновременно АД *отдает в сеть активную электрическую энергию* как преобразованную из запасенной при вращении механической (кинетической) энергии ( $A = J \frac{\omega^2}{2}$ ). Таким образом, АД в генераторном режиме рекуперативного торможения работает *параллельно с сетью*, отдавая в эту сеть на частоте 50 Гц преобразованную механическую энергию, идущую с вала от производственного механизма. Режим рекуперативного торможения часто используется в грузоподъемных механизмах при спуске тяжелых грузов.

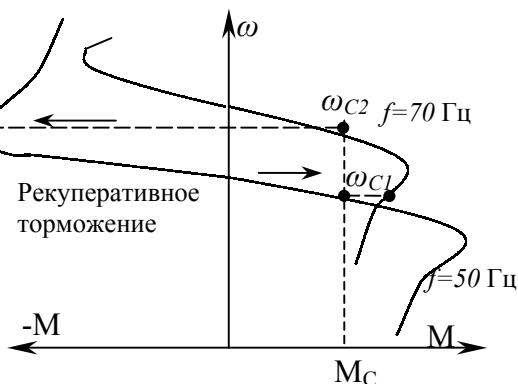


Рисунок 3.32

торможения работает *параллельно с сетью*, отдавая в эту сеть на частоте 50 Гц преобразованную механическую энергию, идущую с вала от производственного механизма. Режим рекуперативного торможения часто используется в грузоподъемных механизмах при спуске тяжелых грузов.

### 3.3.2 Генераторный режим торможения противовключением

Торможение противовключением возникает при вращении ротора асинхронной машины под действием статического или динамического момента в направлении, противоположном вращению поля статора.

Режим торможения АД противовключением широко применяется в практике реверсивных электроприводов, особенно в грузоподъемных механизмах и механизмах прокатных станов.

Так же, как и для двигателей постоянного тока, режим торможения противовключением может быть получен перетягивающим грузом, когда  $M_C > M_{пуск}$ , то есть увеличением  $M_C$  при  $R_2 = const$  (рис. 3.33), либо увеличением  $R_2$  при  $M_C = const$  (рис. 3.34). Режим противовключения

получается также при изменении чередования фаз обмотки статора для достижения вращения АД в обратном направлении.

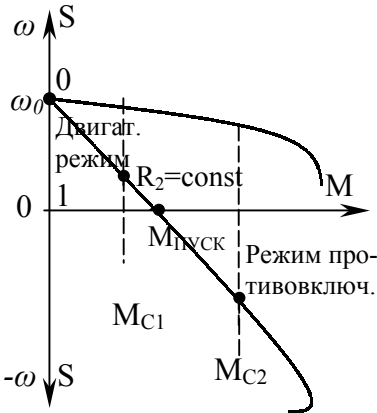


Рисунок 3.33

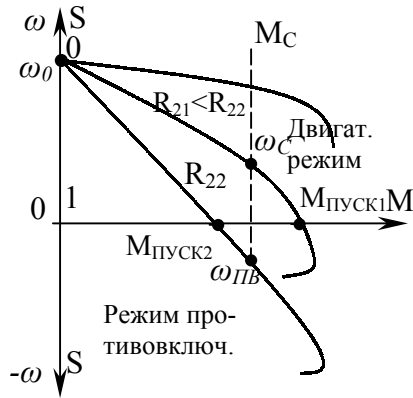


Рисунок 3.34

В этом случае меняется направление вращения магнитного поля, а ротор в начальный момент переключения будет вращаться в прежнем направлении, так как скорость двигателя не может мгновенно поменять направление из-за действия сил инерции.

Таким образом, АД будет вращаться против направления вращения магнитного поля, постепенно замедляясь (рис. 3.35). При  $\omega = 0$  двигатель остановится, если  $M_C$  имеет реактивный характер и  $M_C > M$  (точка *a* на рис. 3.35). Если же при том же реактивном  $M_C$  момент, развиваемый двигателем, больше момента сопротивления, то есть  $M > M_C$ , то АД будет продолжать работать, изменив направление вращения, и разгонится в двигательном режиме до точки “б”.

Если же момент сопротивления активный, как показано на рис. 3.36, то АД после изменения чередования фаз

обмотки статора будет тормозиться в режиме противовключения, (II-ой квадрант на рис. 3.36), затем будет работать в двигательном режиме обратного хода (III-й квадрант) и после скорости  $-\omega_0$  будет работать в режиме рекуперативного торможения (IV- квадрант).

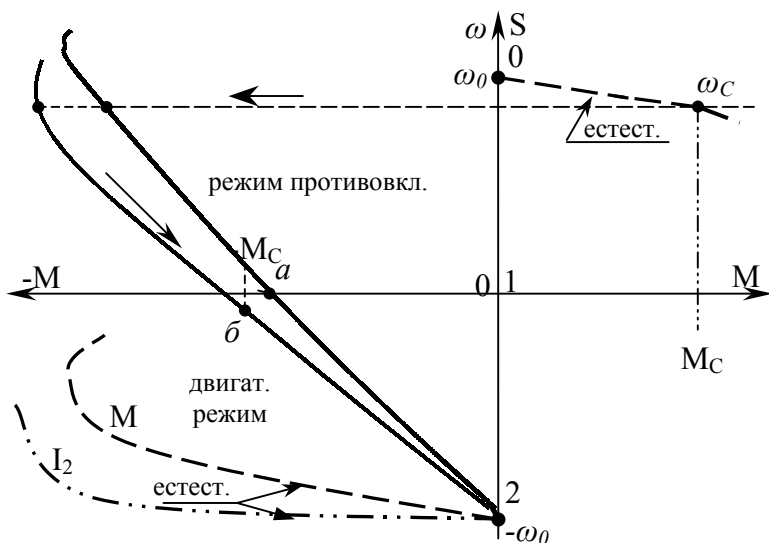


Рисунок 3.35

При вращении ротора АД против направления вращения поля в первый момент скольжение будет близко к величине  $S \cong 2$ . Поэтому ЭДС, индуцируемая в роторе, будет очень велика, так как  $E_2 = E_{2н} \cdot S$ , а скольжение увеличивается примерно в 35-40 раз. Это вызывает большой толчок тока в роторе, для ограничения которого в ротор необходимо включать токоограничивающие резисторы, так называемую ступень сопротивления противовключения, состоящую из сопротивления фазы ротора ( $r'_2$ ), пускового сопротивления ( $r_{ПУСК}$ ) и собственно добавочного сопротивления ступени противовключения ( $r_{ПВ}$ ) –

$$R_{2ПВ} = r'_2 + r_{ПВСК} + r_{ПВ}. \quad (3.82)$$

При реверсе противовключением АД с короткозамкнутым ротором малой и средней мощности большой

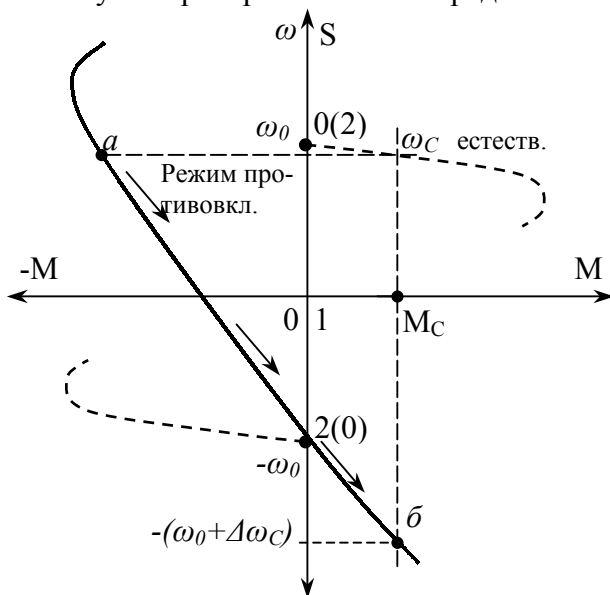


Рисунок 3.36

тормозной ток в роторе ничем не ограничивается. Значительные потери в роторе такого двигателя, не выводимые за пределы машины, существенно ограничивают допустимое число включений АД в час.

Из известного соотношения для

расчета скольжения АД  $S = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$  следует, что

$$\omega = \omega_0(1 - S). \quad (3.83)$$

При режиме противовключения, когда  $S > 1$ , будет  $\omega < 0$ . То есть для режима обратного хода, на который переключается АД при изменении фазировки статора, скорость двигателя в первый момент становится отрицательной по отношению к скорости поля, а затем по мере торможения изменяется, стремясь к  $\omega = 0$ .

Рассмотрим энергетические соотношения.

Для двигательного режима уравнение баланса мощности имеет вид:



$$P_3 = P_2 + 3I_2^2 R_2, \quad (3.84)$$

где  $P_3$  – электромагнитная мощность, забираемая из сети;

$P_2$  – мощность, передаваемая на вал двигателя;

$3I_2^2 R_2$  – потери в роторе.

При записи соотношения (3.84) потери в статоре не учитываются.

Мощность на валу

$$P_2 = M\omega = M\omega_0(1 - S).$$

Для двигательного режима при  $S < 1$  и  $P_2 > 0$ .

Для режима противовключения  $S > 1$  и  $P_2 < 0$ , то есть мощность на валу “отрицательна”, что говорит о том, что эта мощность передается в роторную цепь АД от рабочей машины.

Поэтому для режима противовключения справедливо (см. соотношение (3.84)):

$$P_3 - (-P_2) = 3I_2^2 R_2.$$

Таким образом, для режима противовключения уравнение баланса мощности запишется так:

$$P_3 + P_2 = 3I_2^2 R_2. \quad (3.85)$$

Выражение (3.85) показывает, что при противовключении АД энергия поступает в ротор из сети (машина работает как трансформатор), где преобразуется в тепло на сопротивлении  $R_2$ , а также с вала рабочей машины, то есть АД работает как генератор, преобразуя кинетическую (механическую) энергию в электрическую, а затем и в тепловую на том же сопротивлении  $R_2$ .

При режиме противовключения электрическая машина представляет собой асинхронный генератор, работающий на частоте сети (частоте в обмотке возбуждения) и *последовательно с сетью*.

Расчет сопротивления ступени противовключения может быть выполнен точным или приближенным спосо-

бами. Точный способ расчета производится по нелинейной механической характеристике, описываемой полным (если пользоваться каталожным семейством универсальных характеристик) или упрощенным уравнением Клосса (если делать аналитический расчет).

Приближенный способ расчета производится по линеаризованным механическим характеристикам.

Точный способ расчета. Сопротивление  $r_{ПВ}$  находится по семейству универсальных механических характеристик.

В случае необходимости какую-либо промежуточную характеристику среди имеющегося семейства универсальных кривых можно провести с помощью интерполяции (на рис. 3.37 такая характеристика показана пунктиром).

Из (3.82) следует, что  $r_{ПВ} = R_2 - r'_2 - r_{ПУСК}$ . Величина  $r_{ПУСК}$  должна быть рассчитана заранее. Если надо рассчитать  $R_2^*$  при реверсе АД, то обычно принимают толчок тормозного момента при реверсе такой же, как и при пуске (то есть  $M_{ПВ}^* = 1,5 - 2,5$ ), а скорость – как максимальное значение в начальный момент торможения. Таким образом, методика расчета та же, что и для двигателей постоянного тока. Если нет семейства универсальных механических характеристик, то расчет  $r_{ПВ}$  проводится по упрощенному уравнению Клосса следующим образом:

1. Для заданной точки режима противовключения (при реверсе во II-ом или при установившемся режиме торможения в IV квадранте), то есть по координатам точки противовключения  $M_{ПВ}$  и  $S_{ПВ}$  рассчитывается критическое скольжение для искусственной характеристики в режиме противовключения ( $S_{к.пр} = S_u$ ).

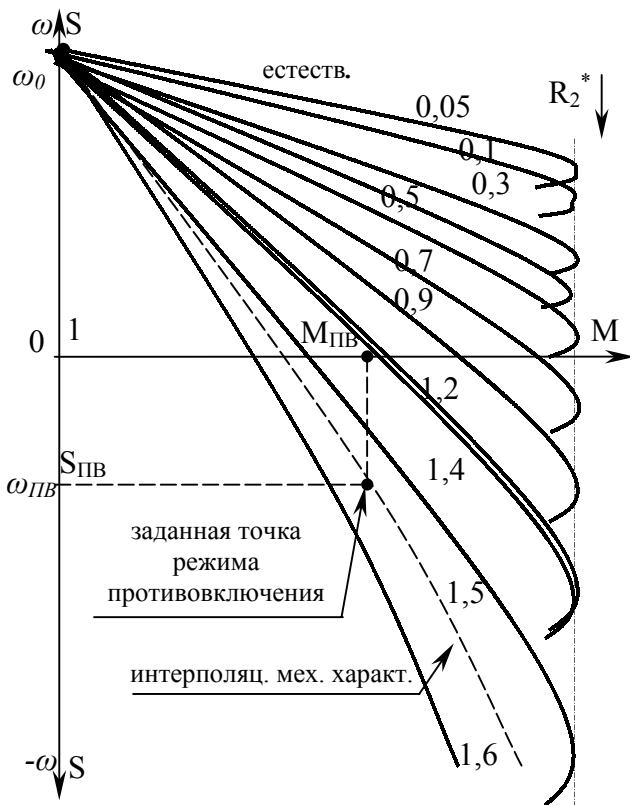


Рисунок 3.37

$$S_{K.ПВ} = S_{KH} = S_{ПВ} (\lambda \pm \sqrt{\lambda^2 - 1}), \quad (3.86)$$

где  $\lambda = M_K / M_{ПВ}$ . (3.87)

При определении  $S_{K.ПВ}$  перед радикалом надо брать знак “+”.

2. Определяется скольжение (см. рис. 3.38) на искусственной характеристике при номинальном моменте ( $S_{H(H)}$ ):

$$S_{H(H)} = S_{K.ПВ} (\lambda_n \pm \sqrt{\lambda_n^2 - 1}), \quad (3.88)$$

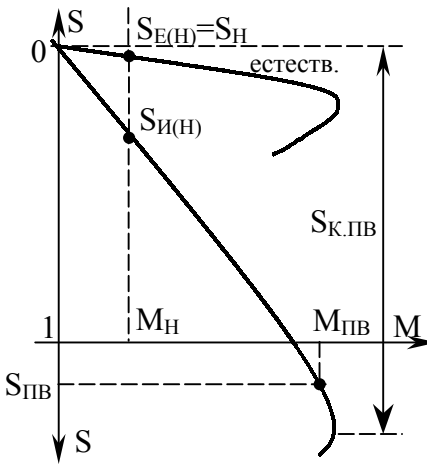


Рисунок 3.38

нию:

$$\frac{R_2^*}{r_2^{*'}} = \frac{S_{И(Н)}}{S_{e(н)}} = \frac{S_{И(Н)}}{S_H}, \text{ откуда}$$

$$R_2^* = \frac{S_{И(Н)}}{S_H} \cdot r_2^{*'} \quad (3.89)$$

4. Вычисляется сопротивление ступени противовключения из соотношения (3.82):

$$r_{ПВ}^* = R_2^* - r_{пуск}^* - r_2^{*'}.$$

Приближенный способ расчета производится по линеаризованной механической характеристике АД. Этот способ целесообразно применять тогда, когда пусковые сопротивления в роторе АД также рассчитываются по линеаризованным механическим характеристикам.

Сущность этого способа состоит в следующем.

Через заданную точку режима противовключения с координатами  $M_{ПВ}^*$  и  $S_{ПВ}$  из точки  $S=0$  проводится линейная механическая характеристика. Затем по вертикали но-

$$\text{где } \lambda_n = \frac{M_k}{M_n}.$$

При определении  $S_{И.ПВ}$  перед радикалом надо брать знак “-”. Второй корень, получаемый при знаке “+” перед радикалом, соответствует точке на неустойчивой ветви механической характеристике и в данном случае не учитывается.

3. Определяется полное сопротивление линии ротора по соотношению:

минального момента определяется сопротивление линии ротора  $R_2^*$  (см. рис. 3.39) в соответствии с доказанным ранее в 3.8 соотношением  $R_2^* = S$  при  $M^* = 1$  (то есть при  $M = M_H$ ). После этого рассчитывается величина  $r_{ПВ}^*$ :

$$r_{ПВ}^* = R_2^* - r_{ПВСК}^* - r_2^{*'} \quad (3.90)$$

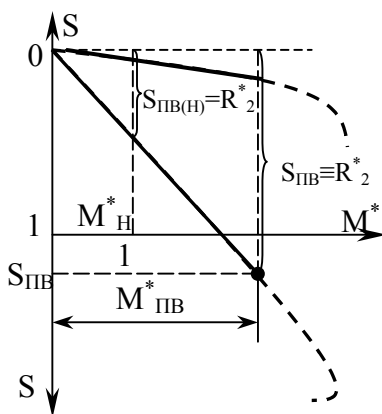


Рисунок 3.39

Сопротивление пусковой ступени сопротивления  $r_{ПВСК}^*$  должно быть определено заранее.

Приближенным способом можно сделать и чисто аналитический расчет величины  $R_2^*$  при противовключении. Из рис. 3.39 можно записать следующую пропорцию:

$$\frac{S_{ПВ}}{M_{ПВ}^*} = \frac{S_{ПВ(н)}}{M_n^*} = \frac{R_2^*}{1}, \text{ откуда}$$

$$R_2^* = \frac{S_{ПВ}}{M_{ПВ}^*} \quad (3.91)$$

Далее по (3.90) рассчитывается значение  $r_{ПВ}^*$ .

Приближенный способ вычисления  $r_{ПВ}^*$  может дать значительную ошибку, если заданная точка  $M_{ПВ}^*$  лежит на существенно нелинейной части реальной механической характеристики.

### 3.3.3 Генераторный режим динамического торможения

При отключении обмотки статора от сети небольшой магнитный поток остаточного намагничивания создает незначительную ЭДС и ток в роторе.

Взаимодействие малых величин магнитного потока и тока в роторе не может создать значительного электро-

магнитного момента, необходимого для торможения АД. Чтобы увеличить магнитный поток в статоре его подключают к источнику постоянного или выпрямленного напряжения. Кроме этого способа, создают также схему самовозбуждения АД, подключая его обмотку статора к батарее конденсаторов или закорачивая обмотку накоротко.

Так получают режимы динамического торможения асинхронной машины с независимым возбуждением или с самовозбуждением от батареи конденсаторов. Динамическое торможение с отключенной от сети и закороченной обмоткой статора называют также магнитным торможением.

Динамическое торможение с независимым возбуждением получают при отключении работающего двигателя от сети (рис. 3.40) переменного тока и подключении его статора к источнику постоянного тока. При таком независимом возбуждении получают неподвижный магнитный поток статора, который индуцирует в обмотках вра-

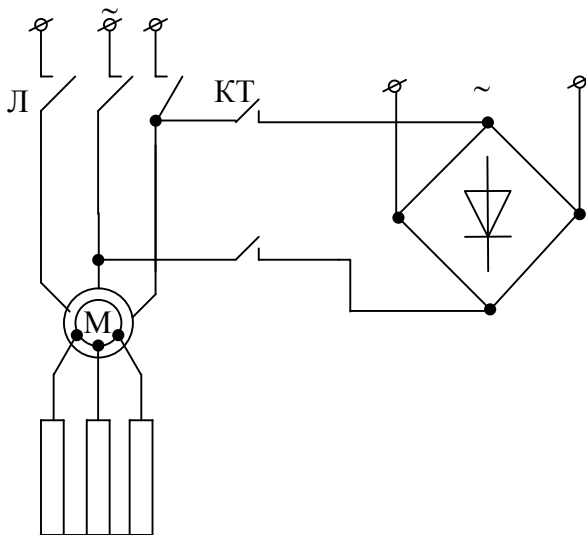


Рисунок 3.40

щающегося ротора ЭДС и ток.

Для АД с фазным ротором в цепь ротора включается внешнее сопротивление, замыкаемое по схеме звезды. Индуцируемый в роторе ток создает свое магнитное поле, которое направлено против основного потока независимо возбуждения (реакция ротора). Взаимодействие суммарного магнитного потока с током ротора создает тормозной момент, величина которого зависит от скорости вращения ротора, величины магнитного потока в статоре и тока ротора.

Ток ротора в свою очередь зависит от ЭДС, индуцируемой в роторе (то есть от скорости вращения ротора и магнитного потока в статоре), и от сопротивления обмотки ротора.

Возможны различные варианты соединения и включения обмотки статора на постоянное (выпрямленное) напряжение (рис. 3.41).

Для динамического торможения высоковольтных

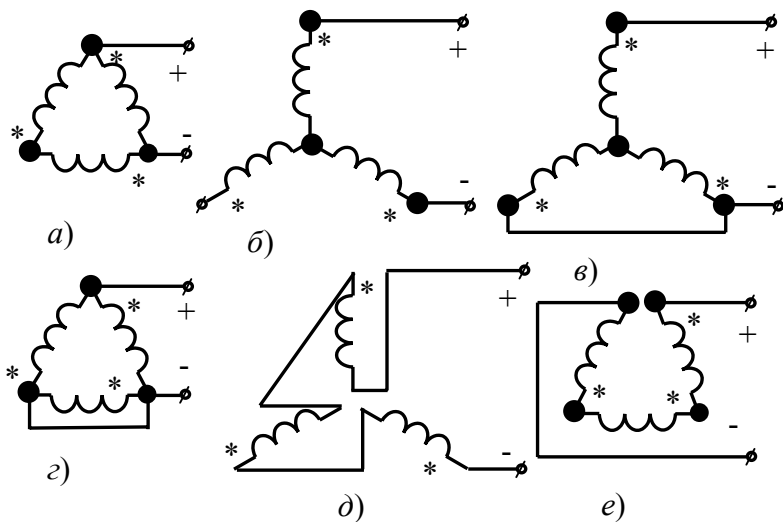


Рисунок 3.41

АД постоянное напряжение на статор подается от генератора постоянного тока с регулируемым возбуждением.

Наиболее просты и поэтому чаще (практически всегда) применяются схемы соединения обмоток статора по рис. 3.41 (а и б). Но эти схемы не обеспечивают равномерное магнитное поле.

Схемы в, и г, д и е, хотя и создают более равномерное магнитное поле, но требуют сложной схемы переключения и дополнительную коммутационную аппаратуру.

Механическая характеристика АД при динамическом торможении с независимым возбуждением имеет вид, показанный на рис. 3.42.

В процессе динамического торможения АД его магнитный поток не остается постоянным, а меняется и весьма значительно.

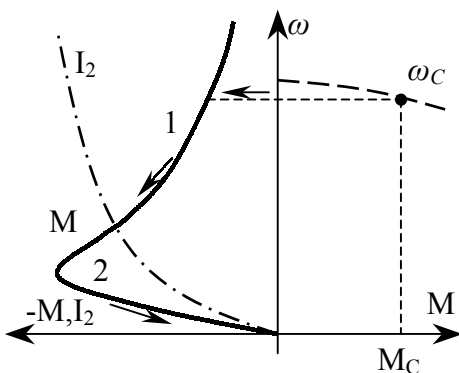


Рисунок 3.42

При больших начальных скоростях в начальный момент торможения (например, скорость  $\omega_c$  на рис. 3.42) ЭДС, индуцируемая в роторе, и ток ротора  $I_2$  велики, а суммарный магнитный поток из-за большой реакции ротора (то есть из-за большого размагничивающего потока создаваемого током ротора) имеет небольшую величину.

Поэтому и тормозной момент вначале невелик. По мере снижения скорости, уменьшаются ЭДС и ток в роторе, суммарный поток в машине увеличивается, причем магнитный поток растет быстрее, чем снижается ток ротора. Поэтому тормозной момент увеличивается (первая ветвь механической характеристики).



С ростом магнитного потока увеличивается насыщение машины, ток в роторе начинает уменьшаться быстрее, чем растет поток в зоне насыщения. Это приводит к уменьшению тормозного момента (вторая ветвь механической характеристики на рис. 3.42).

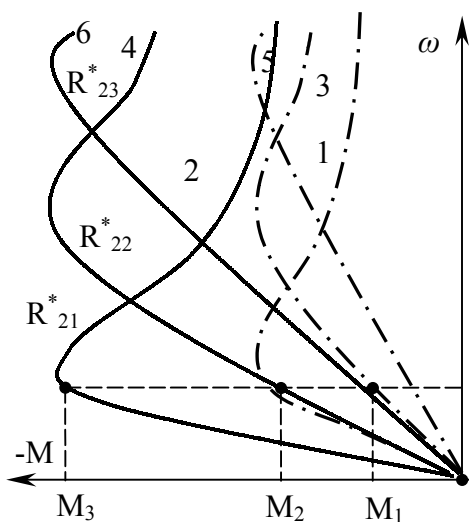


Рисунок 3.43

На рис. 3.43 показано влияние на механические характеристики АД в режиме динамического торможения сопротивления линии ротора  $R_2^*$  и постоянного тока возбуждения в статоре ( $I_B^*$ ). За базовое значение этого тока принимается ток статора при холостом ходе (ток намагничивания)  $-I_{1.x}$ , то есть

$$I_B^* = \frac{I_B}{I_{1.x}}.$$

Характеристики 1, 3, 5 получены для тока возбуждения  $I_{B1}^*$ , а характеристики 2, 4, и 6 – для тока возбуждения  $I_{B2}^* > I_{B1}^*$  и соответственно для одного неизменного значения сопротивления линии ротора  $R_2^*$ .

В зоне насыщения магнитной системы АД, то есть при практически неизменном магнитном потоке, увеличение сопротивления ротора ( $R_{21}^* < R_{22}^* < R_{23}^*$ ) вызывает уменьшение тока ротора и уменьшение тормозного момента ( $M_1, M_2, M_3$  на рис 3.43). Практика применения асинхронных электроприводов показала, что для эффективного динами-

ческого торможения в статор АД необходимо подавать ток возбуждения:  $I_B^* = 2-3$  для двигателей с фазным ротором;  $I_B^* = 3-4$  - для короткозамкнутых двигателей.

Динамическое торможение с самовозбуждением, используемое для АД с короткозамкнутым ротором, это торможение с самовозбуждением переменным током, называемое также конденсаторным торможением (рис. 3.44). Машина работает как самовозбужденный асинхронный генератор, возбуждаясь от остаточного поля в пакете ротора, которое наводит в статорных обмотках “остаточную ЭДС” являющуюся источником самовозбуждения.

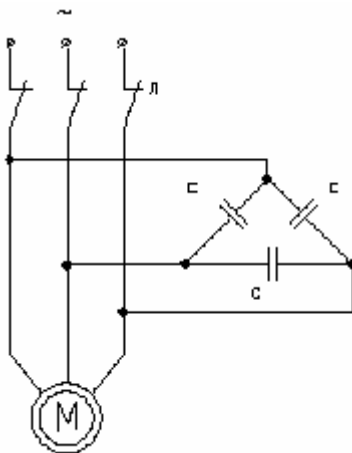


Рисунок 3.44

В роторе индуцируется ЭДС при пересечении стержнями ротора неподвижного в пространстве магнитного поля статора.

Так же, как и при динамическом торможении с независимым возбуждением, взаимодействие результирующего (с учетом реакции ротора) магнитного поля с током ротора создает тормозной момент. Механические характеристики, получаемые при динамическом торможении с самовозбуждением от разряжающихся конденсаторов, показаны на рис. 3.45.

В данном случае максимальный момент увеличивается с уменьшением емкости конденсаторов и перемещается в область более высоких скоростей. Этот момент растет с увеличением намагничивающего тока  $I_\mu$  (при  $C = const$ ) и может достигнуть очень больших значений, до  $(10-15)M_H$ .

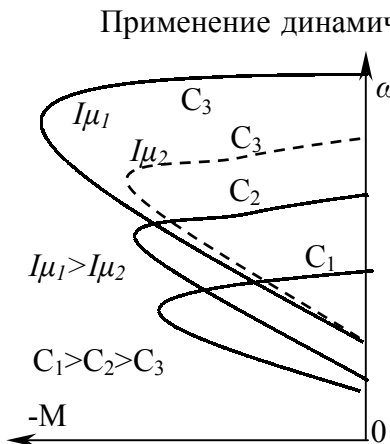


Рисунок 3.45

Применение динамического торможения с самовозбуждением от конденсаторов ограничено из-за дороговизны конденсаторов, суммарная требуемая емкость которых может быть весьма велика. Для эффективного конденсаторного торможения АД необходимы конденсаторы емкостью 7-8 мкФ на каждые 100 Вт мощности в одной фазе машины.

Например, при мощности АД в 1 кВт при  $U_H=380В$  необходимая емкость конденсаторов составит  $7,5 \cdot 3 \cdot 10 = 225$  мкФ на напряжение 500В.

Лишь в последние годы благодаря снижению стоимости конденсаторов динамическое торможения с самовозбуждением начинает приобретать большее распространение в электроприводе металлорежущих станков. Работы по такому виду динамического торможения АД ведет кафедра электропривода Одесского технического университета.

Возможно также применение комбинированного торможения, схема и характеристики которого показаны на рис. 3.46 и 3.47. После размыкания линейного контактора Л и отключения АД от сети (контакты торможения КТ еще разомкнуты) происходит переключение по линии  $ab$ , и начинается процесс конденсаторного динамического торможения по характеристике 1. После замыкания контактов КТ в точке  $c$  начинается процесс динамического магнитного торможения (две фазы обмотки статора через вентили выпрямительного моста закорочены накоротко) по характеристике 2. В точке  $d$  начинается процесс динамиче-

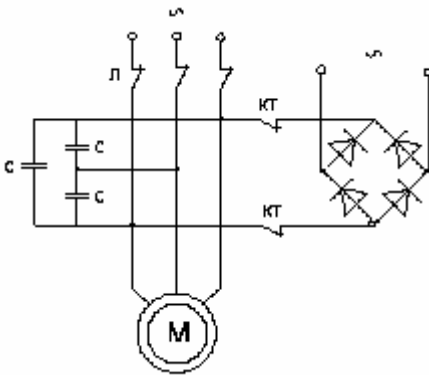


Рисунок 3.46

ского торможения с независимым возбуждением по характеристике 3.



Сравнивая между собой различные способы торможения короткозамкнутых АД следует отметить, что торможение противовключением дает наибольшее быстродействие, но сопровождается

большими толчками тормозного тока, большой индуктированной в роторе ЭДС в начальный момент торможения. Оно определяет большую крутизну механических характеристик и значительные потери энергии в роторной и статорной цепях.

Динамическое торможение не требует больших затрат энергии, но требует источник постоянного тока. Динамическое торможение обеспечивает более плавное торможение АД и точность остановки его.

Конденсаторное торможение эффективно лишь в начальный момент, при высоких скоростях АД.

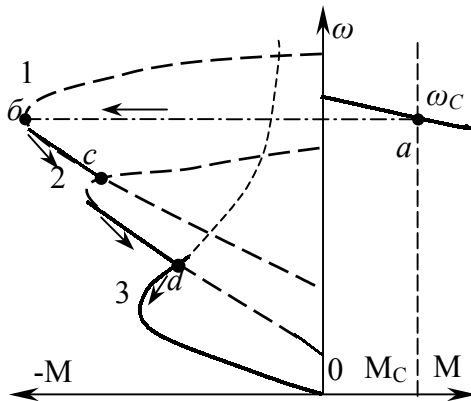


Рисунок 3.47

При малых скоростях уменьшающаяся ЭДС самовозбуждения становится ниже критического значения (так же, как и при динамическом торможении с самовозбуждением машин постоянного тока). Это обуславливает падение потока возбуждения и тормозного момента. Окончание процесса торможения проходит на выбеге, когда электромагнитный тормозной момент равен нулю.

### **3.4 Электромеханические свойства электроприводов с асинхронными двигателями при несимметричном напряжении**

Несимметричные режимы работы АД возникают при несимметричном питании или несимметрии фаз статора или ротора машины. Несимметрия параметров в фазах АД не бывает столь существенна, чтобы вызывать заметные искажения в его естественной механической характеристике. Наиболее часто в современных асинхронных электроприводах несимметрия напряжения питания возникает в системах частотного регулирования скорости в результате различия параметров отдельных фаз преобразователя частоты.

Несимметрия напряжения может возникнуть также при питании фаз мощного АД по отдельным кабелям значительной длины с различными падениями напряжения в каждой фазе. Рассмотрим далее к каким искажениям механических характеристик АД может привести несимметрия питающего напряжения.

Работу АД при несимметричных питающих напряжениях лучше всего представить, разложив несимметричную систему линейных трехфазных напряжений на две симметричные системы – прямую и обратную. Система напряжений с нулевой последовательностью фаз отсутствует, так же как в схеме соединений обмоток статора нет

нулевого провода (нет зануления). Прямая система напряжения ( $U_{\text{ПР}}$ ) имеет тот же порядок следования векторов, что и основная система симметричных напряжений, а обратная система напряжений ( $U_{\text{ОБР}}$ ) – обратный порядок следования фаз. Можно далее представить, что каждая из этих систем напряжений (прямая и обратная) создает свою МДС, свои магнитные потоки, вращающиеся в противоположные стороны, свои ЭДС и токи в роторе (принцип суперпозиции).

Взаимодействие потока прямого направления вращения с системой токов ротора прямого следования фаз создает электромагнитный вращающий момент прямого направления ( $M_{\text{ПР}}$ ). Взаимодействия потока обратного направления вращения с системой токов ротора обратного следования фаз создает электромагнитный вращающий момент обратного направления ( $M_{\text{ОБР}}$ ).

Результирующий электромагнитный момент АД равен алгебраической сумме:

$$M = M_{\text{ПР}} + M_{\text{ОБР}} . \quad (3.92)$$

Взаимодействие  $\Phi_{\text{ПР}}$  и  $I_{2\text{ОБР}}$  (а также  $\Phi_{\text{ОБР}}$  и  $I_{2\text{ПР}}$ ) создает пульсирующие моменты, средняя величина которых равна нулю. Угловые скорости вращения ( $\omega_{\text{ПР}}$  и  $\omega_{\text{ОБР}}$ ) соответствующих потоков ( $\Phi_{\text{ПР}}$  и  $\Phi_{\text{ОБР}}$ ) по отношению к угловой скорости вращения поля  $\omega_0$  при симметричном питании можно записать следующим образом:

$$\omega_{\text{ПР}} = \omega_0 ; \quad \omega_{\text{ОБР}} = -\omega_0 . \quad (3.93)$$

Из известного выражения для скольжения ( $S$ ) при симметричном питании, скорости поля  $\omega_0$  и скорости ротора  $\omega_2$   $S = \frac{\omega_0 - \omega_2}{\omega_0}$  следует, что

$$\omega_2 = \omega_0(1 - S) . \quad (3.94)$$

Скорость вращения ротора по отношению к движению прямого поля:

$$\omega_{21} = \omega_{np} - \omega_2 = \omega_0 - \omega_0(1 - S) = \omega_0 S. \quad (3.95)$$

Здесь  $S = S_{ПР}$ , то есть скольжение ротора по отношению к вращению прямой составляющей магнитного поля. Скорость вращения ротора по отношению к движению обратного поля составит

$$\begin{aligned} \omega_{22} = \omega_{обр} - \omega_2 &= -\omega_0 - \omega_0(1 - S) = -\omega_0(2 - S), \\ \omega_{22} &= -\omega_0 S_{ОБР}, \end{aligned} \quad (3.96)$$

где  $S_{ОБР} = 2 - S$  - скольжение ротора по отношению к вращению обратной составляющей магнитного поля.

Воспользовавшись уравнением Клосса для механической характеристики АД и соотношением (3.92) для результирующего момента при несимметричном питании, получим

$$\begin{aligned} M = M_{ПР} + M_{ОБР} &= \frac{M_{к.пр}(2 + q)}{\frac{S_{np}}{S_{\kappa}} + \frac{S_{\kappa}}{S_{np}} + q} - \frac{M_{к.обр}(2 + q)}{\frac{S_{обр}}{S_{\kappa}} + \frac{S_{\kappa}}{S_{обр}} + q}, \text{ или} \\ M &= \frac{M_{к.пр}(2 + q)}{\frac{S}{S_{\kappa}} + \frac{S_{\kappa}}{S} + q} - \frac{M_{к.обр}(2 + q)}{\frac{2 - S}{S_{\kappa}} + \frac{S_{\kappa}}{2 - S} + q}. \end{aligned} \quad (3.97)$$

Знак “-” перед  $M_{ОБР}$  учитывает направление электромагнитного момента, создаваемого обратной составляющей питающего напряжения. Полагая  $q = 0$  (то есть считая  $r_1 \approx 0$ ) и пренебрегая таким образом потерями в статоре, как и при симметричном питании АД, уравнение для построения механической характеристики для несимметричного питания, записанное с помощью упрощенного уравнения Клосса, будет иметь вид:

$$M = \frac{2M_{к.пр}}{\frac{S}{S_{\kappa}} + \frac{S_{\kappa}}{S}} - \frac{2M_{к.обр}}{\frac{2 - S}{S_{\kappa}} + \frac{S_{\kappa}}{2 - S}}. \quad (3.98)$$

Таким образом, для расчета механической характеристики при несимметрии питающего напряжения необхо-

димому предварительно вычислить значения  $U_{IP}$  и  $U_{OBR}$  для определения соответствующих им величин  $M_{IP}$  и  $M_{OBR}$ . Из курса теоретических основ электротехники известно, что

$$U_{IP} = \frac{U_{AB} + aU_{BC} + a^2U_{CA}}{3};$$

$$U_{OBR} = \frac{U_{AB} + a^2U_{BC} + aU_{CA}}{3}, \quad (3.99)$$

где  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$  и  $U_{CA}$  – векторы линейных несимметричных напряжения на зажимах двигателя;

$a$  – единичный вектор поворота на угол  $2\pi/3$ .

$$a = e^{j120^\circ} = -0,5 + j0,866. \quad (3.100)$$

Чаще определяют значения  $U_{IP}$  и  $U_{OBR}$  графическим путем. Для этого (см. рис. 3.48) несимметричную систему линейных фазных напряжений  $ABC$  строят в удобном масштабе. Затем на одной из сторон (любой) фазных на-

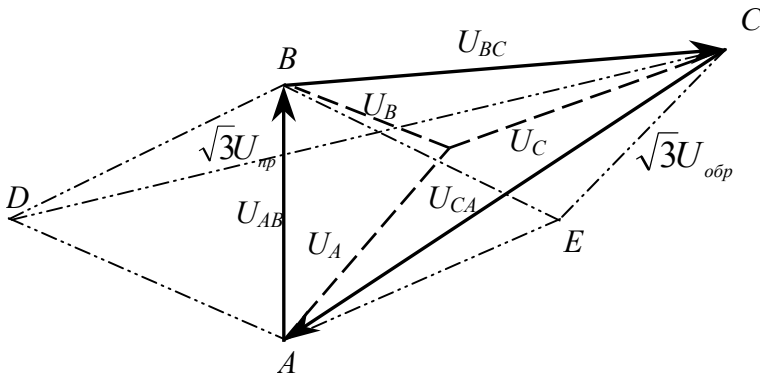


Рисунок 3.48

пряжений (на рис. 3.48 сторона  $AB$ ) строят два равносторонних треугольника ( $ADB$  и  $ABE$ ).

Свободная вершина (точка  $C$ ) соединяется с вершинами  $D$  и  $E$  построенных равносторонних треугольников. Отрезок  $CD$  в принятом масштабе построения равен  $\sqrt{3}U_{IP}$ ,



а отрезок  $CE$  равен  $\sqrt{3}U_{OBR}$ , где  $U_{IP}$  и  $U_{OBR}$  – модули симметричных составляющих системы несимметричных фазных напряжений.

По величинам  $U_{IP}$  и  $U_{OBR}$  вычисляются критические моменты для прямой и обратной системы несимметричных напряжений

$$M_{к.ИП} = M_{к} \left( \frac{U_{ИП}}{U_H} \right)^2 ; M_{к.ОБР} = M_{к} \left( \frac{U_{ОБР}}{U_H} \right)^2 , \quad (3.101)$$

где  $M_K$  – критический момент двигателя при питании симметричным напряжением с номинальным фазным значением  $U_H$ .

На рис. 3.49 показаны механические характеристики, возможные при определенной несимметрии в статоре АД. При несимметрии напряжений на статоре значительно уменьшаются  $M_K$  (снижается перегрузочная способность

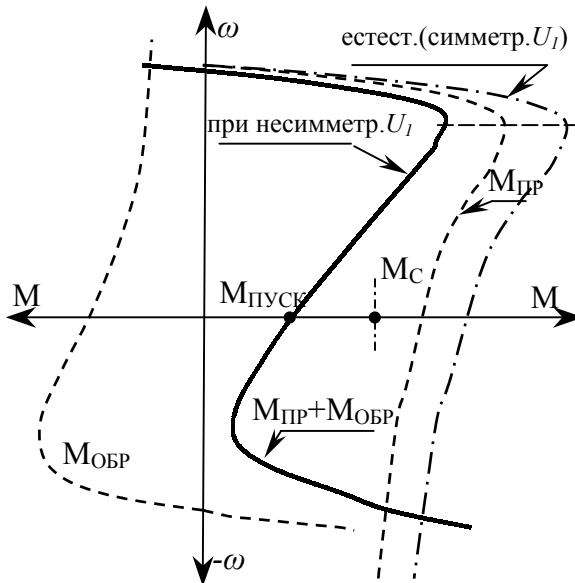


Рисунок 3.49

АД) и  $M_{ПУСК}$  (в некоторых случаях, как показано на рис. 3.49, становится невозможен пуск двигателя под нагрузкой).

Такие характеристики не пригодны для реализации торможения противовключением в IV квадранте. Для АД с фазным ротором при введении в ротор очень больших сопротивлений можно при несимметричном питании получить механическую характеристику, подобную характеристике при динамическом торможении двигателя с независимым возбуждением.

На рис. 3.50 показана механическая характеристика, получаемая для такого случая, когда  $S_K \approx 2$ . В этом случае  $M_{К.ПР} = M_{К.ОБР}$ .

Такую же характеристику можно получить в двухдвигательном асинхронном электроприводе,

работающем на общий вал, когда одна из машин работает в двигательном режиме, а вторая – в режиме противовключения. Электромеханические свойства многодвигательных электроприводов будут рассматриваться далее в последующих разделах курса теории электропривода.

Сейчас же отметим, что получение механических характеристик, подобных характеристикам на рис. 3.49 (при несимметричном напряжении сети) или рис. 3.50 (для двухдвигательного асинхронного электропривода), сопряжено со значительным увеличением потерь энергии в цепях ротора АД.

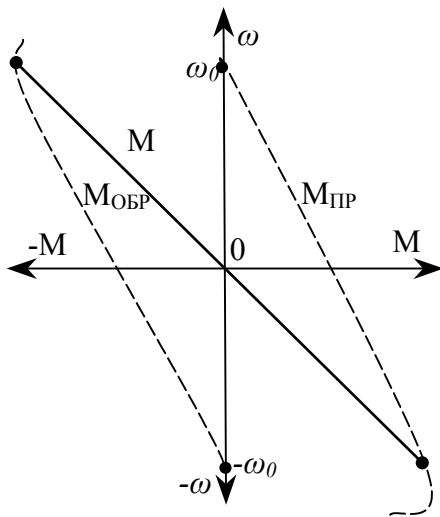


Рисунок 3.50

### 3.5 Электромеханические свойства электроприводов с синхронными двигателями

#### 3.5.1 Общая оценка синхронных электроприводов

В последние годы электроприводы с синхронными двигателями (СД) стали применяться значительно больше, успешно конкурируя с асинхронными электроприводами для механизмов, не требующих регулирования скорости и работающих в длительном режиме. Синхронные двигатели используются для шаровых мельниц, для крупных вентиляционных установок, эксгаустеров (отсасывающих вентиляторов) в агломерационных установках и мартеновских печах, для привода цементных мельниц, крупных компрессоров и других установок, где при длительном режиме работы можно получить существенную экономию электроэнергии за счет большого коэффициента мощности в таких электроприводах.

Синхронные двигатели выпускаются на мощности от 300 кВт до 22000 кВт с напряжением 6 и 10 кВ.

*Основные преимущества СД:*

1. Высокий КПД ( $0,94-0,98$ ) и коэффициент мощности ( $\cos\varphi$ ), который в перевозбужденной машине может быть опережающим. Такие СД используются как компенсаторы реактивной мощности;

2. Большая перегрузочная способность ( $\lambda = \frac{M}{M_H}$ ), которая кратковременно может быть повышена при увеличении магнитного потока возбуждения СД;

3. Большой воздушный зазор. Это повышает надежность СД и практическую стабильность магнитного сопротивления в зазоре при изнашивании подшипников;

4. Электромагнитный момент СД пропорционален  $U_1$ , а не  $U_1^2$  (как у АД), что положительно сказывается при

снижении напряжения в питающей сети.

*Недостатки СД:*

1. Значительно большая стоимость СД по сравнению с АД той же мощности и скорости. Это объясняется большей сложностью самого СД, а также более дорогой системой управления пуском СД;

2. Сложность системы управления пуском СД и системы защитных устройств, предотвращающих аварийные ситуации.

В последнее время разработаны мощные преобразователи частоты с вентильными ключами. Использование таких устройств для частотного регулирования (понижения) скорости СД в небольших пределах позволяет получить значительную экономию электроэнергии.

### 3.5.2 Механическая и угловая характеристики синхронного двигателя

Синхронная угловая скорость ( $\omega_0$ ) СД определяется частотой питания статора ( $f_1$ ) и числом пар его полюсов ( $p$ ):

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}. \quad (3.102)$$

Эта скорость остается постоянной при работе в установившемся режиме с ростом нагрузки на валу, не превышающей максимального момента  $M_{МАКС}$ , определяемого параметрами и конструкцией СД.

Поэтому механическая характеристика СД имеет вид прямой линии, параллельной оси абсцисс при  $\omega = \omega_0 = const$ . Если нагрузка на валу превышает значение  $M_{МАКС}$ , то СД выходит из синхронизма и останавливается.

При изменениях (пульсации) нагрузки на валу СД в установившемся режиме мгновенные значения скорости колеблются около некоего среднего значения за счет изме-

нения угла  $\Theta$  между векторами напряжения и ЭДС синхронной машины. Эти колебания мгновенной скорости важны лишь при работе СД на пульсирующую нагрузку (например, для привода поршневого компрессора), так как могут привести к неустойчивой работе электропривода.

Вопрос устойчивости работы СД и значение допустимого для него  $M_{МАКС}$  решается по так называемой *угловой характеристике* – зависимости  $M=f(\Theta)$ . Углу  $\Theta$  между векторами  $U$  и  $E$  соответствует пространственный угол сдвига между осью результирующего магнитного поля СД и осью его полюсов (углу вылета), причем этот угол в  $p$  раз меньше угла  $\Theta$  ( $p$  – число пар полюсов).

Уравнение угловой характеристики  $M=f(\Theta)$  получается из рассмотрения векторной диаграммы СД.

На рис. 3.51 показана такая векторная диаграмма неявнополюсной машины (полная диаграмма Blondеля).

При пренебрежении весьма малой величины  $R_1$  (сопротивление фазы обмотки статора) получается так называемая упрощенная диаграмма Blondеля (рис. 3.52).

При этой диаграмме выводится уравнение угловой характеристики СД –  $M=f(\Theta)$ . При  $R_1=0$  можно считать, что электромагнитная мощность СД равна мощности, подводимой к двигателю, то есть без учета потерь в статоре:

$$P = 3UI \cos \varphi. \quad (3.103)$$

Из векторной диаграммы

$$U \cos \varphi = E \cos(\varphi - \Theta), \quad (3.104)$$

где  $U^*$  и  $E^*$  – фазные значения напряжения и ЭДС статора.

Из треугольника  $ABC$  получим:

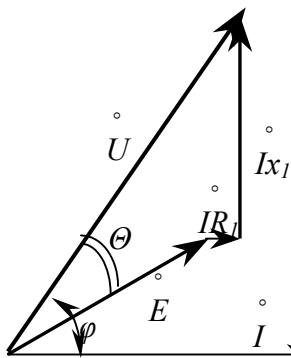


Рисунок 3.51

рис. 3.52 следует:

$$U \cos \varphi = E \cos(\varphi - \Theta), \quad (3.104)$$

где  $U^*$  и  $E^*$  – фазные значения напряжения и ЭДС статора.

Из треугольника  $ABC$  получим:

$$\cos(\varphi - \Theta) = \frac{\overline{AB}}{\overline{AC}} = \frac{U \sin \Theta}{Ix_1}.$$

Подставляя это значение в (3.104), будем иметь:

$$U \cos \varphi = \frac{EU \sin \Theta}{Ix_1}. \quad (3.105)$$

Подставив затем (3.105) в (3.103), получим выражение для электромагнитной мощности СД:  $P = \frac{3UE}{x_1} \cdot \sin \Theta$ , а электро-

магнитный момент СД будет равен:

$$M = \frac{P}{\omega_0} = \frac{3UE}{\omega_0 x_1} \cdot \sin \Theta, \text{ или}$$

$$M = M_{\text{МАКС}} \cdot \sin \Theta, \quad (3.106)$$

$$M_{\text{МАКС}} = \frac{3UE}{\omega_0 x_1} = \frac{3EI_{\text{к.з.}}}{\omega_0}, \quad (3.107)$$

где  $I_{\text{к.з.}} = \frac{U}{x_1}$  - ток короткого замыкания в статоре СД.

По выражению (3.106) строится угловая характеристика СД, показанная на рис. 3.53.

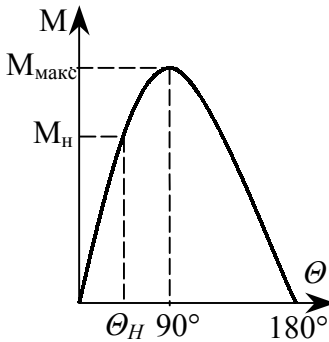


Рисунок 3.53

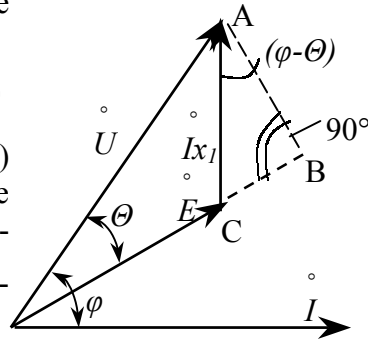


Рисунок 3.52

Из диаграммы рис. 3.52 видно, что с ростом нагрузки ( $I$ ) угол  $\Theta$  возрастает, увеличивается и момент, развиваемый двигателем, чтобы соответствовать возросшей нагрузке на валу и обеспечить условия устойчивой работы. При  $\Theta > 90^\circ$  условия устойчивой работы СД нарушаются, так как с ростом нагрузки угол  $\Theta$  продолжает воз-

растать, а момент, развиваемый двигателем, уменьшается. Поэтому СД выходит из синхронизма. Левая часть угловой характеристики  $M=f(\Theta)$  является ее рабочей частью, а правая часть – это характеристики неустойчивой работы. СД конструируются таким образом, что номинальному моменту двигателя  $M_H$  соответствует угол  $\Theta_H \cong 25-30^\circ$ . Из двух соотношений:

$$M_{МАКС} = M_{МАКС} \cdot \sin\Theta_{МАКС} \text{ и } M_H = M_{МАКС} \cdot \sin\Theta_H,$$

следует, что номинальная перегрузочная способность СД

$$\lambda_H = \frac{M_{МАКС}}{M_H} = \frac{\sin\Theta_{МАКС}}{\sin\Theta_H}. \text{ Так как } \Theta_{МАКС}=90^\circ, \text{ то}$$

$$\lambda_H = \frac{1}{0,35-0,5} \cong 2-3. \quad (3.108)$$

В необходимых случаях перегрузочная способность СД может быть кратковременно увеличена за счет увеличения возбуждения машины, роста ее магнитного потока и ЭДС  $E$ . При этом увеличится и развиваемый СД максимальный момент, как это

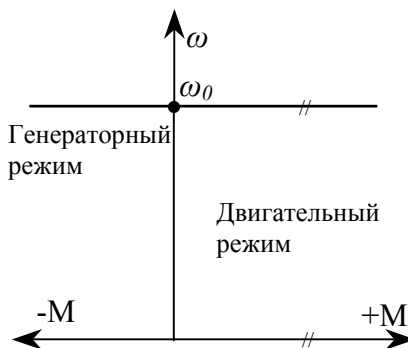


Рисунок 3.54

видно из соотношения (3.107). Такое “перевозбуждение” СД возможно лишь кратковременно во избежание перегрева обмотки возбуждения на роторе. Кратковременное увеличение перегрузочной способности СД используется при ударном повышении момента сопротивления на валу (например,

при входе металла в прокатную клеть непрерывного стана с приводом от СД). СД может работать и в режиме рекуперации в сеть, то есть синхронным генератором параллельно с сетью. В этом случае (см. рис. 3.54) при синхронной

скорости  $\omega_0$  нагрузочный момент на валу СД будет отрицательным. Этот режим не используется практически для торможения, так как нельзя получить снижения скорости. Режим торможения СД противотоканием для синхронных электроприводов не используется, так как в этом случае будут очень большие толчки тока. Надо усложнить схему для их ограничения и ввести в систему управления аппаратуру, контролирующую отключение двигателя от высоковольтной сети при подходе к нулевой скорости (СД всегда используются как неререверсивные).

Так как мощные СД имеют большие моменты инерции, то торможение их на выбеге при отключении от сети, проходит очень медленно (минуты или десятки минут). Для ускорения остановки СД применяется режим динамического торможения со схемой, показанной на рис. 3.55.

Статор СД отключается от сети и подключается к специальному сопротивлению, на котором происходит рассеивание энергии, запасенной во вращающихся массах двигателя. Возбуждение СД при этом не отключается, чтобы можно было создать ЭДС в статоре, продолжающем вращаться, пересекая магнитное поле, создаваемое обмоткой возбуждения на роторе.

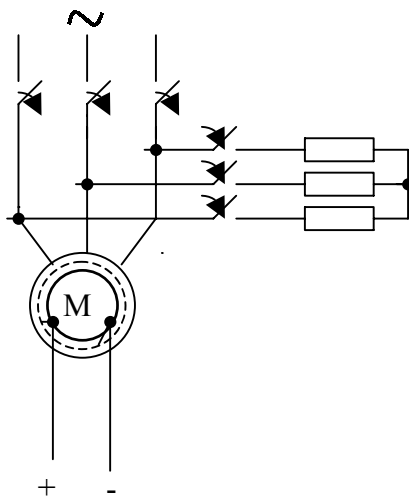


Рисунок 3.55



### 3.5.3 Пуск синхронных двигателей

Для пуска современных синхронных двигателей используется *метод асинхронного пуска*. Для этого синхронные двигатели снабжены специальной короткозамкнутой беличьей клеткой, как у асинхронных машин. С помощью асинхронного пуска СД разгоняется до так называемой *подсинхронной скорости*  $\omega_{ПС} = 0,95\omega_0$ , то есть до скольжения, уменьшившегося в процессе пуска до величины  $S = 0,05$ . Момент, развиваемый СД при подсинхронной скорости (см. рис. 3.56) называется *входным моментом* ( $M_{ВХ}$ ).

Если при  $M = M_{ВХ}$  в обмотку возбуждения СД подано возбуждение, то двигатель втягивается в синхронизм, после чего исчезает пусковой ток в короткозамкнутой пусковой обмотке.

Как видно из рис. 3.56, при различном сопротивлении короткозамкнутой пусковой обмотки СД меняется жесткость механических асинхронных характеристик, при этом меняются значения входных ( $M_{ВХ}$ ) и пусковых ( $M_{ПУСК}$ ) моментов СД, причем уменьшение  $M_{ВХ}$  при менее жесткой механической характеристике 2 ведет к увеличению  $M_{ПУСК}$  и наоборот для более жесткой характеристики 1 большему значению  $M_{ВХ1}$  соответствует меньшее значение  $M_{ПУСК1}$ .

Значения  $M_{ВХ}$  и  $M_{ПУСК}$  СД задаются в каталогах на эти машины, так как они влияют на пуск при различных моментах статической нагрузки  $M_C$ . Например, если, как

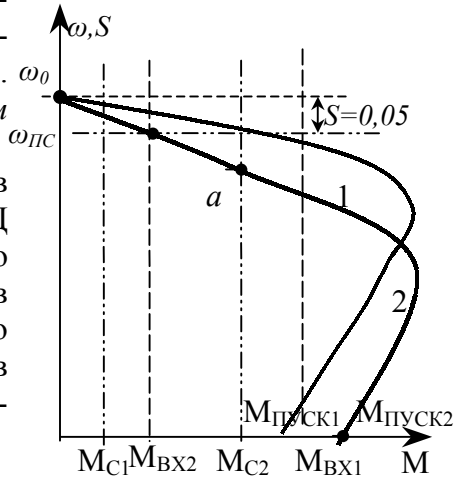


Рисунок 3.56

показано на рис. 3.56, двигатель имеет пусковую характеристику 2 (по которой  $M_{ПУСК2} > M_C$ ), то разгон СД произойдет до точки “а”. При этом  $\omega < \omega_{ПС}$ , двигатель не втянется в синхронизм, а будет продолжать работать в асинхронном режиме. Если не отключить СД, то длительный асинхронный режим разогреет короткозамкнутую обмотку, рассчитанную лишь для работы в ограниченное время пуска, и выведет СД из строя.

При пуске СД по характеристике 1 “застревание” его в асинхронном режиме может произойти лишь в точке “б” (при  $M = M_{C1}$ ). При этом  $\omega > \omega_{ПС}$ , и СД при наличии возбуждения втянется в синхронизм. Из рассмотрения характеристик на рис. 3.56 можно сделать вывод, что входной момент – это максимально возможное значение момента статической нагрузки ( $M_{ВХ} = M_{С.МАКС}$ ), при котором еще возможно втягивание СД в синхронизм.

При любой схеме асинхронного пуска СД имеется защита от длительной работы короткозамкнутой пусковой обмотки, ведущей к аварии и выходу дорогостоящего СД из строя.

В зависимости от мощности питающей сети применяются пуски СД при полном и пониженном напряжениях.

В высоковольтных (3-10 кВ) СД для подключения статора к сети используются масляные выключатели. Подача возбуждения на обмотку ротора СД производится от возбуждателя: либо от генератора постоянного тока (может быть на одном валу с СД), либо от тиристорного выпрямителя, что чаще всего применяется в последнее время.

Синхронизация СД с сетью происходит автоматически при подсинхронной скорости и поданном в ротор возбуждении.

В зависимости от момента подачи полного напряжения на обмотку статора СД в сочетании с подачей возбуждения в обмотку ротора существуют три вида (или три

принципиальных схемы) пуска.

Прямой пуск СД. На обмотку статора СД подается полное напряжение сети, а цепь обмотки ротора подключается наглухо к якорю электромашинного возбuditеля  $G$  (см. рис. 3.57,  $a$ ) либо через разрядное сопротивление  $R_I$  (рис. 3.57,  $b$ ). Реализация наиболее простого и дешевого прямого пуска с наглухо подключенным возбuditелем возможна при соблюдении 3-х условий:

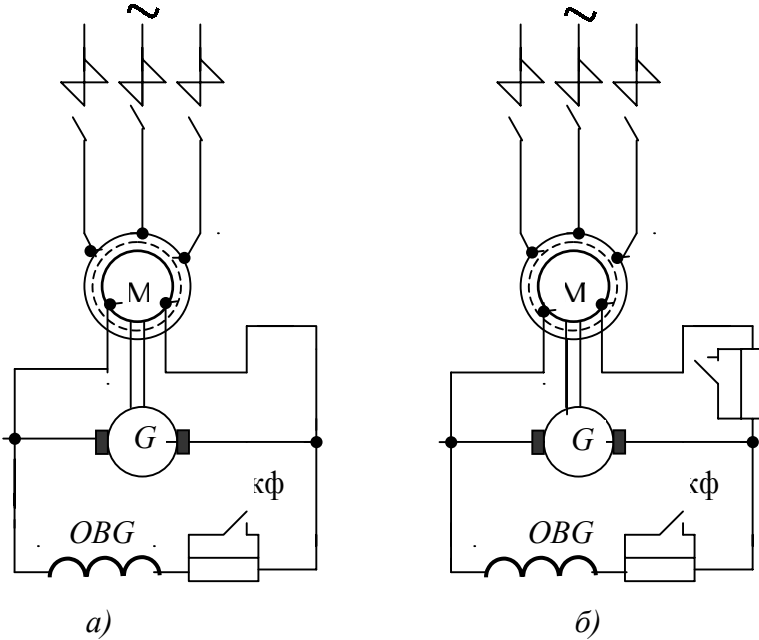


Рисунок 3.57

- если сеть, питающая статор, имеет достаточно большую мощность и нет необходимости снижения напряжения для уменьшения пускового тока СД;

- если время разгона СД до подсинхронной скорости  $\omega_{ПС}$  меньше времени самовозбуждения возбuditеля (в

этом случае подача тока возбуждения в ротор СД происходит после достижения скорости  $\omega_{ПС}$ ;

- если момент статической нагрузки на валу СД меньше 40% номинального момента ( $M_c^* < 0,4$ ). В этом случае гарантируется разгон СД без “застревания” на половине синхронной скорости из-за наличия в механической характеристике асинхронного пуска провала момента на половинной скорости (см. точку “а” на рис. 3.58).

Такой провал момента в характеристике возникает из-за взаимодействия замкнутой обмотки ротора и поля статора. Если при пуске СД  $M_c > 0,4M_H$  или время разбега его превышает время самовозбуждения возбудителя, то применяют прямой пуск с разрядным резистором  $R_I$  в обмотке возбуждения ротора СД, как это показано на рис. 3.57, б.

Разрядный резистор ограничивает ток возбуждения при пуске, улучшая при этом механическую характеристику СД. Разрядный резистор  $R_I$  закорачивают при разбеге СД до подсинхронной скорости. Этот резистор обеспечивает также ускоренное гашение поля СД после его отключения от сети (уменьшается постоянная времени контура обмотки возбуждения СД). Величина  $R_I$  выбирается порядка  $(8-10)R_P$ , то есть существенно больше сопротивления обмотки возбуждения ротора СД.

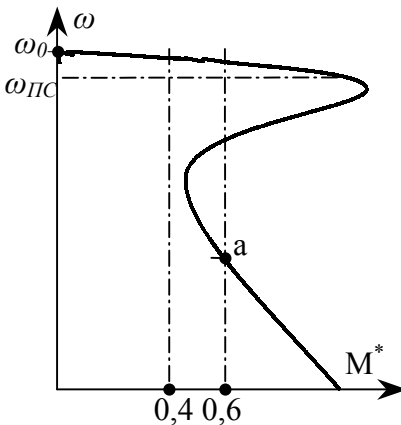


Рисунок 3.58

В схемах подачи возбуждения в ротор СД предусматривается возможность форсирования тока возбуждения с помощью резистора, шунтируемого контактами КФ

(см. рис. 3.57). При увеличении тока возбуждения возбуждителя  $G$  и тока возбуждения синхронного двигателя  $M$  увеличивается ЭДС СД, чем и достигается кратковременное повышение развиваемого им максимального электромагнитного момента (см. раздел 3.15.2). Форсировка возбуждения необходима также при снижении напряжения питающей СД сети.

**Легкий пуск СД.** На обмотку статора подается пониженное напряжение для ограничения пускового тока. Возбуждение в ротор СД подается еще при пониженном напряжении на статоре.

Легкий пуск применяют при малых статических нагрузках и малых моментах инерции электропривода. При легком пуске обеспечиваются малые броски тока и момента при синхронизации (вхождении в синхронизм) СД.

**Тяжелый пуск СД.** На обмотку статора вначале подается пониженное напряжение (для ограничения пусковых токов), а затем полное напряжение сети. Напряжение возбуждения в ротор СД подается при полном напряжении на обмотке статора. Тяжелый пуск используется при больших моментах статического сопротивления и значительных моментах инерции на валу электропривода, когда для вхождения в синхронизм требуются большие входные моменты (для мощных компенсаторов, установках с маховиками и т.п.).

Понижение напряжения, подаваемого на статор СД, производится при помощи реакторов (см. рис. 3.59) или автотрансформаторов (рис. 3.60).

В схеме реакторного пуска по рис. 3.59 вначале включается масляный выключатель  $B1$ , и на двигателе снижается напряжение благодаря реактору  $P$ . После разгона до подсинхронной скорости выключателем  $B2$  закорачивается реактор, и на статор СД подается полное напряжение. При реакторном пуске всегда сохраняется равенст-

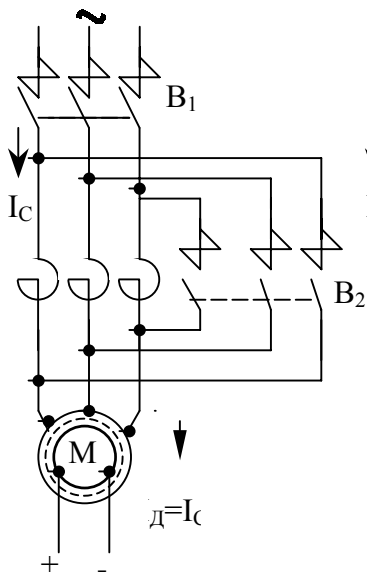


Рисунок 3.59

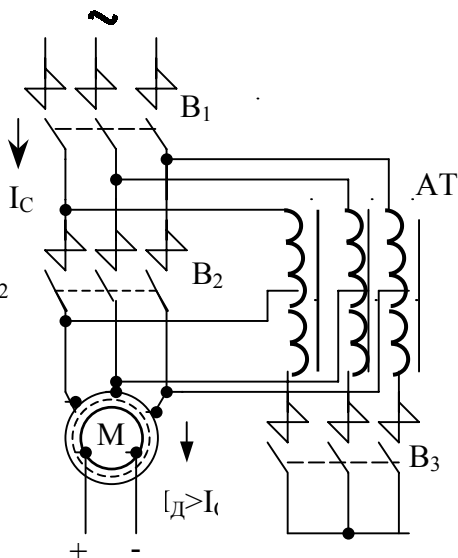


Рисунок 3.60

во тока в статоре двигателя  $I_D$  току  $I_C$ , забираемому из сети.

При ограничении бросков пускового тока включением в цепь статора автотрансформатора необходимо соблюдать следующую последовательность работы масляных выключателей. Сначала включаются выключатели  $B1$  и  $B3$ , на статор СД подается пониженное напряжение через автотрансформатор  $AT$ . Затем с выдержкой времени (СД успевает разогнаться до подсинхронной скорости) отключается выключатель  $B3$  и включается  $B2$ , на статор СД подается полное напряжение сети. Схема автотрансформаторного пуска применяется реже (для очень мощных СД), так как она дороже, сложнее и менее надежна из-за большего числа коммутационной аппаратуры. Преимуществом схемы автотрансформаторного пуска является то, что потребляемый в этом случае из сети ток меньше, чем при реакторном пуске ( $I_C > I_D$ ), так как этот ток  $I_C$  обратно про-

порционален напряжению, то есть

$$\frac{I_c}{I_d} = \frac{U_d}{U_c}.$$

В последнее время получили широкое распространение системы возбуждения СД от тиристорных возбуждателей, которые значительно дешевле и надежнее электромашинных возбуждателей. Кроме того, они обеспечивают существенно меньшую инерционность при форсировках возбуждения. На рис. 3.61 показана схема тиристорного возбуждения СД. Форсировка возбуждения СД осуществляется полным открытием тиристоров  $T1$  и  $T2$ , при этом напряжение на обмотке возбуждения  $U_B = (1,5 - 3)U_{ВН}$ .

Вместо группы тиристоров  $T2$  можно применить диоды  $D1$ . Полупроводниковое управление возбуждением использует вместо контакторов тиристор  $T$  и диод  $D$ . Во время пуска СД тиристоры  $T1$  и  $T2$  закрыты, а тиристор  $T$  открыт и вместе с диодом  $D$  обеспечивает протекание переменного тока, индуктируемого в обмотке возбуждения при пуске СД. При подсинхронной скорости открываются тиристоры  $T1$  и  $T2$ , закрывается тиристор  $T$ , и двигатель входит в синхронизм. В этой схеме разрядное сопротивление  $R_{РАЗР}$  всегда подключено к обмотке возбуждения диодом  $D$ , что обеспечивает надежную защиту обмотки от перенапряжения.

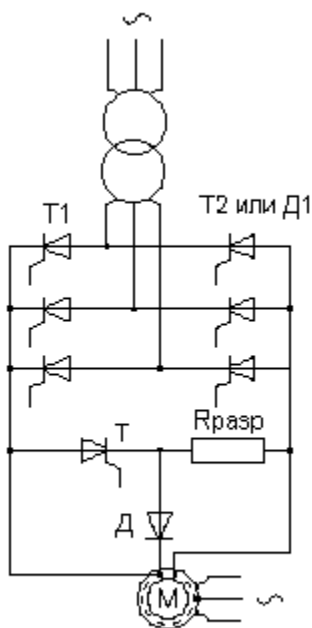


Рисунок 3.61

В схемах управления пуском СД обязательно есть узлы, обеспечивающие в функции тока, в функции скорости или времени пуска контроль за вхождением СД в синхронизм и предотвращение длительной (более расчетного времени пуска) работы в асинхронном режиме и перегрева короткозамкнутой пусковой обмотки. Подробное изучение схем управления пуском СД изучается в курсе СУЭП (“Системы управления электроприводами“) и здесь не рассматриваются.

### **3.6 Электромеханические свойства электроприводов с вентильными двигателями**

#### *3.6.1 Устройство, область применения и принцип действия вентильных двигателей*

Вентильные двигатели (ВД) по своему устройству представляют сочетание синхронной машины (СМ), датчика положения ротора (ДПР), закрепленного на валу СМ, и электронного коммутатора (ЭК), выполняющего роль коллектора машины постоянного тока [1, 2]. Имеются конструкции ВД с встроенным ЭК, у некоторых ВД этот ЭК представляет собой отдельный блок вне машины (так называемый внешний ЭК). СМ, входящая в состав ВД, имеет 2-3 или 4 фазных обмотки на статоре (у ВД этот статор называется якорем) и постоянные магниты на роторе. Эти постоянные магниты изготавливаются из редкоземельных элементов, имеющих очень большую коэрцитивную силу (до  $6 \cdot 10^3$  кА/м), то есть напряженность магнитного поля (от латинск. *coercitio* – удерживание).

Есть также ВД с обычной (не на постоянных магнитах) обмоткой возбуждения на роторе. ВД сочетают в себе преимущества машин постоянного тока (с точки зрения регулировочных свойств и возможностей получения самых разнообразных механических характеристик) и пре-



имущества конструкции асинхронных машин – их бесконтактность.

ВД иногда называют *бесконтактными (бесколлекторными) двигателями постоянного тока* [2]. В технической литературе и каталогах за ВД закрепилось еще одно название – *моментные двигатели*, или двигатели, предназначенные для работы в области низких и сверхнизких скоростей. Наиболее широко ВД используются для электроприводов подач металлорежущих станков, для электроприводов механизмов роботов и манипуляторов.

Основное отличие высокомоментных ВД от обычных пазовых двигателей постоянного тока с коллекторным механизмом заключается в замене электромагнитного возбуждения на возбуждение от постоянных магнитов. При этом высокомоментные ВД сохранили достоинства обычных машин – высокую тепловую постоянную времени (минуты или даже десятки минут), что обеспечивает возможность значительных кратковременных перегрузок по току при кратковременном или повторно-кратковременном режимах, хорошее демпфирование (то есть малую чувствительность к динамическим возмущениям по нагрузке), достаточную механическую прочность благодаря значительным размерам якоря и большому диаметру вала. Вместе с тем, моментные ВД приобрели высокое быстродействие благодаря своей способности кратковременно развивать большие моменты.

Параметры моментных ВД ( $M_H$ ,  $J_d$ ,  $\omega_H$ ) позволяют устанавливать эти двигатели непосредственно на вал рабочей машины без редуктора.

Благодаря замене электромагнитного возбуждения на возбуждение постоянными магнитами была исключена обмотка возбуждения, а вместе с ней и потери на возбуждение, рассеиваемые в двигателе, что снизило общий нагрев двигателя и создало возможность увеличения тока, а

следовательно и момента двигателя при тех же размерах его.

Этой же цели (увеличению тока и момента) способствовало применение в моментных ВД для обмотки статора (якоря) изоляционных материалов с высокой нагревостойкостью.

При установке достаточно мощных постоянных магнитов с незначительным размагничиванием обеспечивается независимость потока возбуждения от тока якоря (статора), то есть практическое отсутствие реакции якоря. Это дает возможность получить 10-ти и даже 20-ти кратные моменты двигателя при низких скоростях вращения, а также высокое быстродействие привода (из-за большого коэффициента динамичности) [5]  $K_{дин} = M_H / \sqrt{J_d}$  даже при большом собственном моменте инерции двигателя. В качестве магнитных материалов для возбуждения высокомоментных ВД широко применяют спекаемые металлокерамические магниты с добавлением бария и стронция. Реже используются сплавные магниты из сплава АЛНИКО (Al, Ni, Co) или магниты с добавлением редкоземельных элементов (кобальт, самарий).

Эти последние обладают наибольшей магнитной энергией, но они и наиболее дороги. Как уже указывалось, ВД с постоянными магнитами для возбуждения используются для привода механизмов подач металлорежущих станков, для привода механизмов роботов и манипуляторов. Все эти двигатели имеют незначительную мощность, которая ограничена величиной потока возбуждения, создаваемого постоянными магнитами.

В СНГ выпускаются:

1) ВД серии БК (с встроенными ЭК и тахогенератором):  $P_H$  до 16 Вт,  $n_H$  – до 10000 об/мин,  $U_H=27$  В (это номинальное напряжение так называемой “бортовой сети”

самолетов, танков, радиолокационных станций и др.);

2) ВД серии Б (с встроенным тахогенератором и отдельным блоком ЭК):  $P_H$  до 16 Вт,  $n_H$  – до 10000 об/мин,  $U_H=27$  В;

3) Моментные ВД серии ДК1 с моментом на валу до 170 Н·м,  $n_H=1000$  об/мин,  $U_H=36; 48$  В или 110 В;

4) Моментные ВД серии ПБВ с моментом на валу до 105 Н·м,  $n_H=1000$  об/мин,  $U_H=44$  или 78 В (с встроенным ЭК);

5) Вентильные двигатели серии ВД мощностью 30-132 кВт (для приводов главного движения станков с ЧПУ). Возбуждение этих двигателей – от обычной электромагнитной обмотки, а не от постоянных магнитов.

Имеется еще много различных серий ВД, подробные данные о которых приведены во 2-ом томе справочника по электрическим машинам под редакцией И.П. Копылова.

**Историческая справка.** ВД разработаны в начале 30-х годов 20в. в СССР и США одновременно, но они не получили распространения из-за отсутствия (в то время) хороших постоянных магнитов и электронных коммутаторов на транзисторах (или тиристорах), применяемых в настоящее время. ЭК были весьма громоздки, на тиратронах. Поэтому ВД начали практически использоваться в США в 60-х, а в СССР – в 70-х годах 20в.

**Схемные решения.** Различают два схемных решения для системы питания обмоток статора ВД.

1. *Схема со ступенчатым изменением магнитного поля статора*, показанная на рис. 3.62.

Электронный коммутатор ЭК, обеспечивающий ступенчатое изменение фазного напряжения на обмотках статора синхронной машины СМ, состоит из распределителя импульсов и инвертора, собранного на шести транзисторах Т1-Т6.

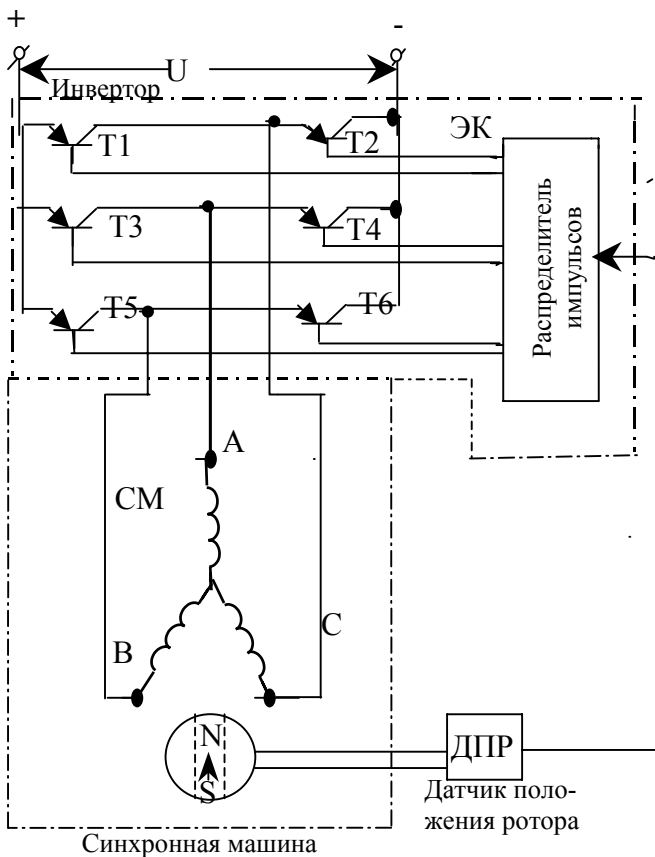


Рисунок 3.62

Принцип работы ВД поясняется на диаграммах фазных напряжений, показанных на рис. 3.63.

Рассмотрение этих диаграмм следует начать с момента, при котором ротор СМ находится в положении  $0^\circ$  (см. табл. 3.1). В этот момент включены транзисторы Т1, Т3 и Т6. Обмотки А и С соединяются через Т1 и Т3 параллельно и подключаются к плюсу источника, а обмотка В –

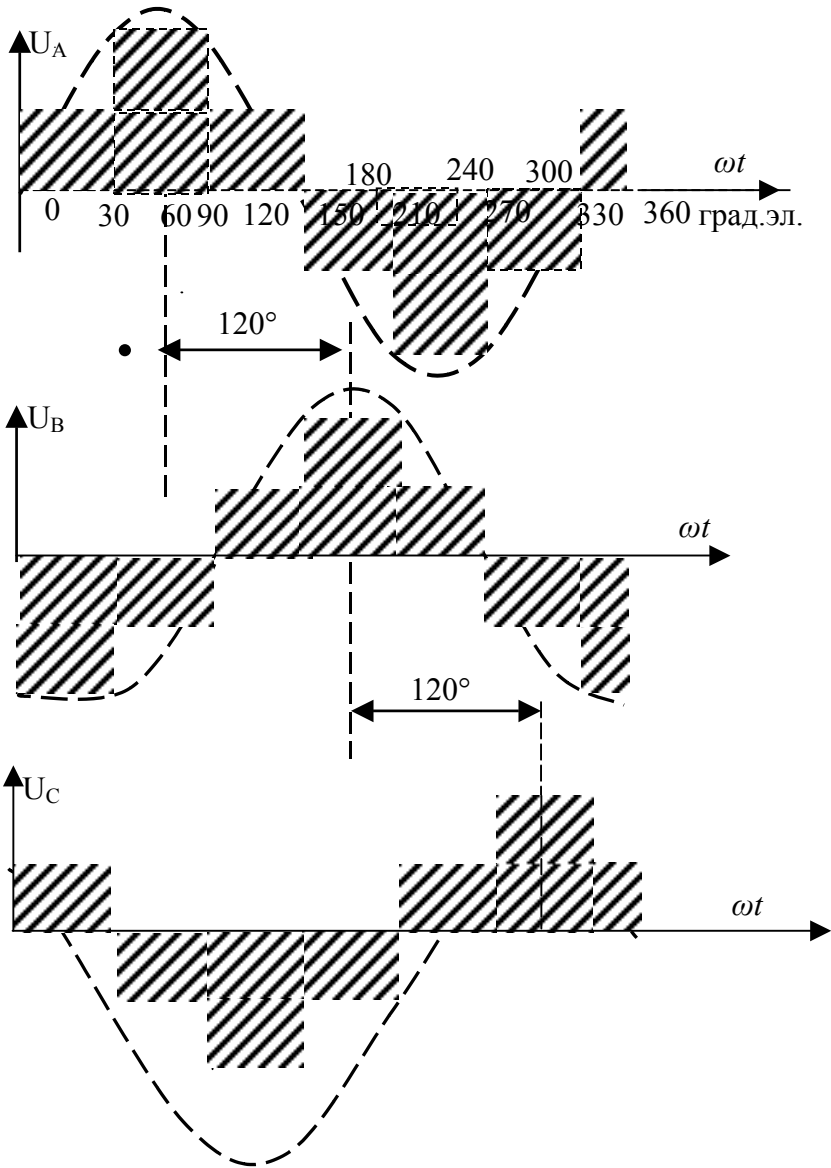


Рисунок 3.63

через Т6 подключается к минусу источника. При этом 2/3 напряжения источника падает на обмотке В, а 1/3 на обмотках А и С, включенных параллельно.

При повороте ротора ВД на  $30^\circ$  ДПР подает команду через распределитель импульсов (РИ) на переключение транзисторов в инверторе ЭК.

Транзисторы Т3 и Т6 продолжают оставаться включенными, а вместо Т1 включается Т2. Обмотки В и С через Т2 и Т6 соединяются параллельно и подсоединяются к минусу источника, получая 1/3 его напряжения. Обмотка А через Т3 подключается к полюсу источника и получает 2/3 его напряжения.

Далее изменение напряжения на обмотках статора происходит при повороте ротора на каждые  $60^\circ$ .

В табл. 3.1 показаны включения транзисторов и названы обмотки статора, соединенные параллельно при повороте ротора ВД на каждые  $60^\circ$ . Из рис. 3.63 видно, что ЭК путем ступенчатой аппроксимации создает на обмотках статора ВД квазисинусоидальные напряжения, сдвинутые на 120 эл.град. по отношению друг к другу.

Фазные напряжения  $U_A$ ,  $U_B$  и  $U_C$  создают на статоре СМ вращающееся магнитное поле.

2. *Схема с плавным изменением магнитного поля статора*, показанная на рис. 3.64.

Плавное и непрерывное изменение магнитного поля статора ВД (магнитного поля, создаваемого обмотками статора с напряжениями  $U_1$  и  $U_2$ ) получается благодаря использованию в качестве ДПР вращающегося трансформатора (так называемого редуктосина). В ВД по схеме рис. 3.64 статор имеет две обмотки с напряжениями  $U_1$  и  $U_2$ .

Вторичные обмотки ДПР с помощью фазочувствительных выпрямителей ФЧВ и усилителей постоянного тока УПТ (усилителей мощности) формируют синусоидальные напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , сдвинутые на 90 град.эл.

Таблица 3.1 – Последовательность переключений электронного коммутатора и напряжений на обмотках статора ВД

Положение ротора, град. эл.	Включены транзисторы	Схема включения обмоток статора
1	2	3
0	T1, T3, T6	
30	T2, T3, T6	
60	T2, T3, T6	
90	T2, T3, T5	
120	T2, T3, T5	

Продолжение таблицы 3.1.

1	2	3
150	T2, T4, T5	
180	T2, T4, T5	
210	T1, T4, T5	
240	T1, T4, T5	
270	T1, T3, T5	
300	T1, T3, T5	
330	T1, T3, T6	
360	T1, T3, T6	



Эти напряжения формируют вращающееся магнитное поле, при наличии которого электрическая машина ВД работает в синхронном режиме.

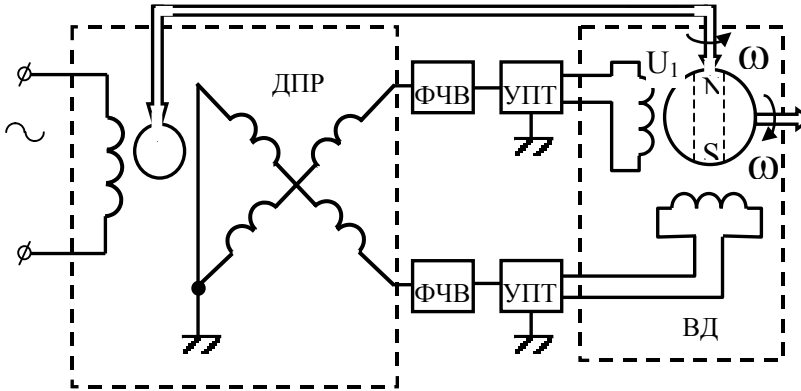


Рисунок 3.64

### 3.6.2 Механические характеристики вентильного электропривода

Электромагнитный момент ВД определяется по соотношению:

$$M = \frac{P}{\omega} = \frac{m_1 E_0 I_q}{\omega}, \quad (3.109)$$

где  $P$  – электромагнитная мощность ВД;

$m_1$  – число фаз обмотки статора;

$E_0$  – фазная ЭДС вращения ВД;

$\omega$  – угловая скорость вращения ВД;

$I_q$  – активная составляющая тока статора, совпадающая по фазе с  $E_0$ .

Величина  $E_0$ , в свою очередь, рассчитывается по формуле:

$$E_0 = 4,44 f \cdot K_{обм} \cdot w \cdot \Phi_0, \quad (3.110)$$

где  $f$  – частота сети;

$K_{ОБМ}$  – коэффициент обмотки статора;

$w$  – число витков фазы статора;

$\Phi_0$  – магнитный поток ротора.

Учтя, что скорость вращения двигателя

$$n = \frac{60f}{p} = \frac{30\omega}{\pi}, \text{ где } p \text{ – число пар полюсов, можно получить,}$$

что

$$f = \frac{p\omega}{2\pi}. \quad (3.111)$$

Подставив значения  $f$  по (3.111) в (3.110), получим следующее выражение для фазной ЭДС ВД:

$$E_0 = 4,44 \frac{p\omega}{2\pi} \cdot K_{ОБМ} w \Phi_0 = Kp\Phi_0\omega, \quad (3.112)$$

где  $K = \frac{4,44K_{ОБМ}w}{2\pi}$  – коэффициент, зависящий от параметров обмотки статора ВД.

Величина активной составляющей тока в статоре рассчитывается по формуле (дается без вывода):

$$I_q = \frac{U_1 x_1 \sin\Theta + (U_1 \cos\Theta - E_0)r_1}{x_1^2 + r_1^2}, \quad (3.113)$$

где  $x_1$  и  $r_1$  – реактивное и активное сопротивления фазы статора;

$U_1$  – фазное напряжение обмотки статора;

$\Theta$  – угол сдвига фаз между  $U_1$  и  $E_0$ .

Для обычных ВД (не моментных) величина  $\Theta \approx 30-40^\circ$  (она определяется реальными величинами  $x_1$  и  $r_1$ ).

Для моментных ВД  $\Theta \approx 0$ .

Подставив в (3.109) значение  $E_0$  по (3.112) и  $I_q$  по (3.113), получим

$$\begin{aligned} M &= \frac{m_1 K \cdot p \cdot \Phi_0 \cdot \omega \cdot [U_1 x_1 \sin\Theta + (U_1 \cos\Theta - E_0)r_1]}{\omega \cdot (x_1^2 + r_1^2)} = \\ &= \frac{m_1 K \cdot p \cdot \Phi_0 [U_1(r_1 \cos\Theta + x_1 \sin\Theta) - r_1 Kp\Phi_0 \cdot \omega]}{x_1^2 + r_1^2} \end{aligned}$$

$$= \frac{m_1 K \cdot p \cdot \Phi_0 U_1 (r_1 \cos \Theta + x_1 \sin \Theta) - m_1 K^2 p^2 \Phi_0^2 \omega r_1}{x_1^2 + r_1^2}. \quad (3.114)$$

Решая (3.114) относительно  $\omega$ , получим следующее уравнение механической характеристики ВД:

$$\omega = \frac{m_1 K \cdot p \cdot \Phi_0 U_1 (r_1 \cos \Theta + x_1 \sin \Theta)}{m_1 K^2 p^2 \Phi_0^2 r_1} - \frac{M(x_1^2 + r_1^2)}{m_1 K^2 p^2 \Phi_0^2 r_1}.$$

Обозначим  $K_D = K p \Phi_0$ . Тогда уравнение механической характеристики ВД принимает вид:

$$\omega = \frac{U_1 (r_1 \cos \Theta + x_1 \sin \Theta)}{r_1 K_D} - \frac{M(x_1^2 + r_1^2)}{m_1 r_1 K_D^2}. \quad (3.115)$$

Механические характеристики ВД в соответствии с выражением (3.115) для различных значений фазного напряжения  $U_1$  на статоре имеют вид, показанный на рис. 3.65.

В двигательном режиме (I квадрант на рис. 3.65) и на рабочем участке характеристики динамического торможения (при  $U_1=0$ ) механические характеристики ВД имеют вид, близкий к линейному.

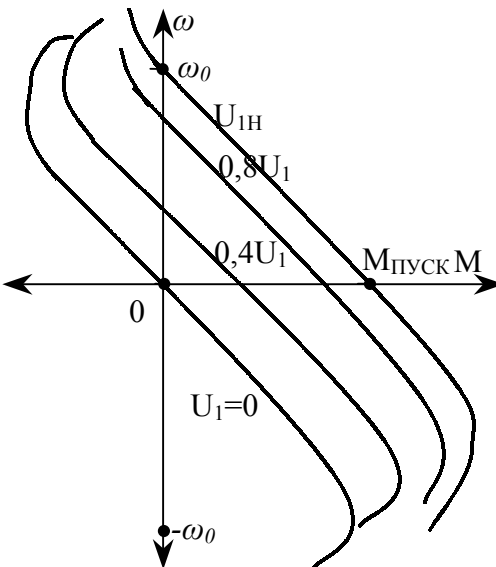


Рисунок 3.65

Для ВД с низкими скоростями вращения (так называемых моментных двигателей) реактивное сопротивление статора  $x_1 \ll r_2$ . В этом случае, принимая  $x_1 \approx 0$  и  $\Theta \approx 0$ , получим из (3.115):

$$\omega = \frac{U_1}{K_D} - \frac{M r_1}{m_1 K_D^2}. \quad (3.116)$$

Уравнение (3.116) полностью со-

ответствует механической характеристике двигателя постоянного тока с независимым возбуждением [6]. Поэтому ВД называют также бесколлекторными двигателями постоянного тока. По выражению (3.114) для электромагнитного момента ВД можно определить значение его пускового момента ( $M=M_{ПУСК}$  при  $\omega=0$ ). В этом случае для стоящей машины  $f=0$  и  $x_1 = 2\pi \cdot fL_1 = 0$ . Тогда

$$M_{ПУСК} = \frac{m_1 K_p \Phi_0 U_1}{r_1} \cdot \cos \Theta. \quad (3.117)$$

Из (3.117) видно, что наибольший пусковой момент будет при  $\Theta=0$  и при очень малых значениях  $r_1$ . Малые значения угла  $\Theta$  характерны для ВД с низкими скоростями вращения (моментные двигатели).

В системах электропривода с ВД и обратной связью по скорости можно получить очень большой диапазон регулирования скорости, достигающий значения  $D_p =$

$$= \frac{\omega_{МАКС}}{\omega_{МИН}} = \frac{50000}{1}.$$

## Глава четвертая

### ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ В УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

#### 4.1 Определения и классификация

ГОСТ на терминологию и определения электроприводов устанавливает следующее определение понятия *взаимосвязанного электропривода*.

Взаимосвязанным электроприводом называется два

или несколько электрически связанных между собой электропривода, при работе которых поддерживается заданное соотношение их скоростей и (или) нагрузок, и (или) положения исполнительных органов рабочих машин.

Из этого определения сразу видно две группы или два типа взаимосвязанных электроприводов [2]:

1. *Многодвигательный электропривод*, содержащий несколько электродвигателей, механическая связь между которыми осуществляется через исполнительный орган рабочей машины (рис. 4.1). Отличительная особенность многодвигательного (на рис. 4.1 – двухдвигательного) электропривода – скорости приводных электродвигателей и рабочей машины, связанных между собой механически, всегда равны как в установившихся, так и в переходных режимах, если рассматривать многодвигательный электропривод как жесткую одномассовую систему.



Рисунок 4.1

2. *Электрический вал* – это взаимосвязанный электропривод, обеспечивающий синхронное движение двух и более исполнительных органов рабочей машины, не имеющих механической связи (рис. 4.2). В таком взаимосвязанном электроприводе имеется лишь электрическая связь между двигателями.

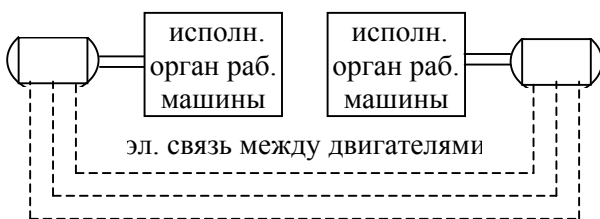


Рисунок 4.2

Примеров применения взаимосвязанных электроприводов в промышленности

очень много. Многодвигательные (чаще всего двухдвигательные) электроприводы широкого применяются для механизмов прокатных станов (нажимные устройства, манипуляторы, станинные ролики и рольганги, печные толкатели, ножницы и другие), подъемно-транспортные устройства (лебедки кранов, конвейеры).

Системы электрического вала используются в тех случаях, когда механическая связь между исполнительными органами рабочей машины или невозможна (например, электропривод ворот шлюзов, подъемных мостов) или нежелательна из-за нарушения жесткости этой связи при большой длине соединительных валов («ноги» рудно-грейферных перегружателей, линия прессов для производства ножовочных полотен).

Далее будем рассматривать работу взаимосвязанных электроприводов на примерах многодвигательных электроприводов и электрического вала с двумя двигателями, как наиболее распространенных типов таких электроприводов.

## **4.2 Электромеханические свойства взаимосвязанного электропривода**

### *4.2.1 Преимущества и недостатки двухдвигательного электропривода. Совместная механическая характеристика*

Широкое распространение двухдвигательного электропривода обеспечивается рядом преимуществ, а именно:

1) меньшим моментом инерции при суммарной мощности двух двигателей, равной мощности одной электрической машины при той же скорости вращения. Уменьшение момента инерции двухдвигательного электропривода улучшает динамические свойства установки, повышает ее быстродействие;

2) обеспечение 50% резерва. При выходе из строя одной из машин двухдвигательного электропривода можно для некоторых механизмов, (например для печного толкателя) обеспечить работу с меньшей производительностью за счет уменьшения полезной нагрузки либо скорости движения;

3) двухдвигательный электропривод в некоторых случаях (как это будет показано далее) позволяет получить необходимые механические характеристики, которые нельзя получить в разомкнутом однодвигательном электроприводе при простой схеме управления.

Недостатки двухдвигательного электропривода:

1) усложняется схема соединения электрических машин, как при последовательном, так и при параллельном подключении их к питающей сети;

2) возможно возникновение неравномерного распределения нагрузки между двумя двигателями.

Причиной неравномерности распределения нагрузок являются различия в параметрах двигателей, имеющих одни и те же каталожные данные. При производстве электрических машин возможен так называемый *технологический разброс параметров*, который приводит к разнице в сопротивлениях обмоток якорной цепи и в цепи возбуждения, то есть к изменениям магнитного потока. При изменении зазоров в магнитной цепи машины поток возбуждения также меняется. Смещение щеток с нейтрали и применение различных типов щеток также приводят к изменению параметров электрических машин. Любые изменения и несоответствия в  $R_{\text{я}}$  или  $\Phi$  двух машин приводят к изменению жесткости их механических характеристик и, как следствие, к неравномерности распределения нагрузок. Определить эту неравномерность можно по так называемой *совместной механической характеристике* двух (или любого числа) электрических машин, связанных между собой об-

щим валом. Совместная механическая характеристика строится по суммам моментов каждой из машин при одной и той же скорости. На рис. 4.3 показаны совместные механические характеристики двух двигателей с независимым возбуждением (рис. 4.3, а) или асинхронных двигателей (рис. 4.3, б).

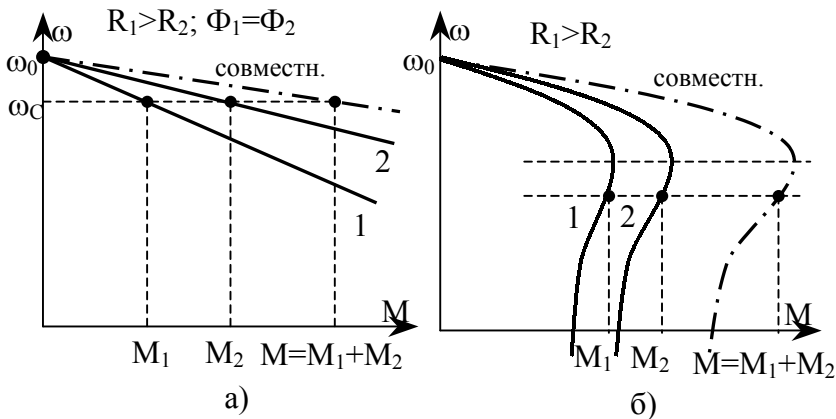


Рисунок 4.3

Поэтому при расчете установившихся режимов работы двухдвигательного электропривода обязательно необходимо определять неравномерность распределения нагрузки и принимать меры для избежания негативных последствий этого явления (например, возможного перегрева одной из машин).

#### 4.2.2 Электромеханические свойства двухдвигательного электропривода с двигателями постоянного тока

В двухдвигательном электроприводе постоянного тока можно использовать различные типы электрических машин при параллельном или последовательном включении их якорей, жестко связанных с рабочей машиной. Рассмотрим более подробно распределение нагрузок в этих случаях.



Параллельное включение двигателей. На рис. 4.4 показаны механические характеристики для случая, когда  $\Phi_1 = \Phi_2$  и  $R_1 > R_2$ , а так же совместная механическая характеристика двухдвигательного электропривода.

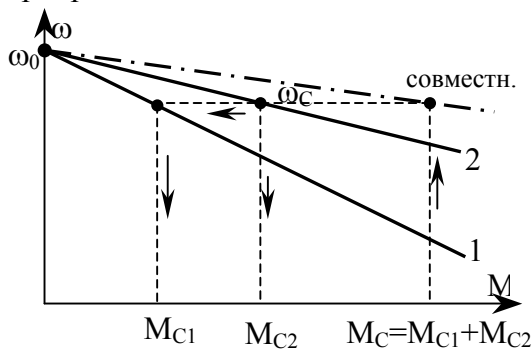


Рисунок 4.4

Из характеристик (рис. 4.4) видно, что большую нагрузку берет на себя та из машин, которая имеет меньшее сопротивление цепи якоря, то есть машина с более жесткой механической характеристикой.

Для выравнивания нагрузок в рассматриваемом случае необходимо уменьшать жесткость механической характеристики машины 1, что невозможно, так как нельзя уменьшить сопротивление якоря. Поэтому практическое решение – увеличение сопротивления цепи якоря машины 2 за счет введения добавочного сопротивления. Выравнивание нагрузки таким способом приведет к увеличению потерь в якорной цепи.

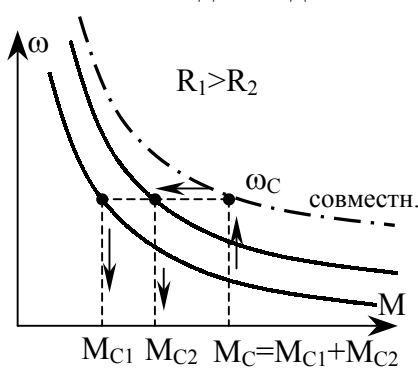


Рисунок 4.5

При неравенстве сопротивлений цепей якоря у двигателей с последовательным возбуждением неравномерность распределения нагрузок значительно меньшая из-за мягкости механических характеристик этих машин

(рис. 4.5). Поэтому для двигателей с последовательным возбуждением выравнивание нагрузок путем введения добавочного сопротивления в цепь якоря более нагруженной машины на практике не проводится.

Для двигателей смешанного возбуждения введение добавочного сопротивления в цепь якоря производится крайне редко (при очень большом неравенстве нагрузок).

Рассмотрим теперь распределение нагрузок между двумя двигателями с независимым возбуждением при  $R_1=R_2$  и  $\Phi_1>\Phi_2$ . В этом случае неравномерность распределения нагрузок может быть столь велика, что одна из машин будет работать в генераторном режиме, нагружая (вместе с рабочей машиной) второй двигатель. Этот случай неравномерного распределения нагрузок хорошо виден на рис. 4.6.

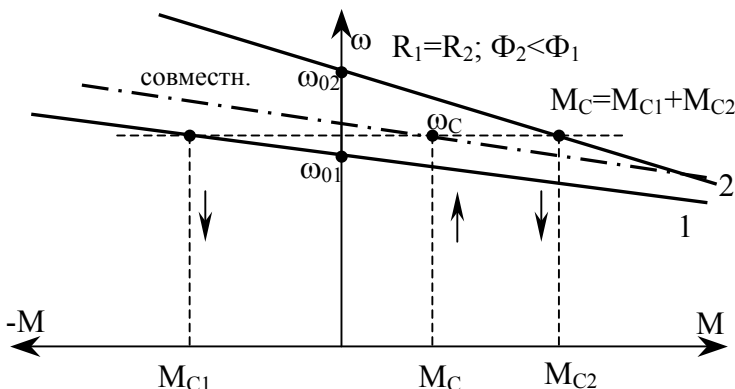


Рисунок 4.6

При параллельном включении двигателей последовательного или смешанного возбуждения возможно такое сочетание параметров, когда  $\Phi_1 \neq \Phi_2$  и  $R_1 \neq R_2$ .

На рис. 4.7 показаны механические характеристики при параллельном включении двух двигателей смешанного возбуждения для указанного неравенства параметров.

Величину  $r_{доб}$ , необходимую для введения в цепь

якоря или обмотки независимого возбуждения двигателя со смешанным возбуждением, можно рассчитать. Однако этот расчет очень неточен, так как статические механические характеристики не учитывают влияние реакции якоря.

Поэтому при наладочных работах величину  $r_{ДОБ}$  надо корректировать опытным путем. В связи с этим  $r_{ДОБ}$  практически не рассчитывается, а подбирается.

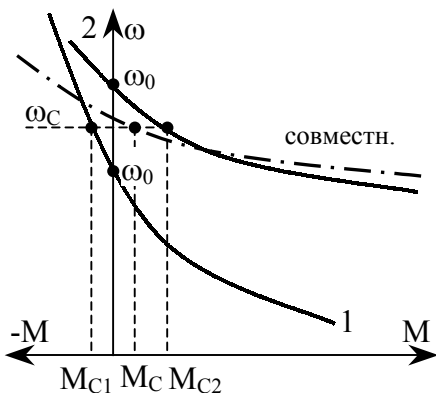


Рисунок 4.7

Последовательное включение двигателей. Этот весьма распространенный случай включения двигателей для вспомогательных механизмов прокатных станов, а так же для главных приводов прокатных станов при использовании двухякорных двигателей.

На рис. 4.8 показана схема включения двух якорей двигателей с независимым возбуждением и даны необходимые обозначения. Ток якоря  $I_{Я}$  общий, скорость вращения  $\omega$  одинакова для двух якорей.

Рассмотрим случай, когда параметры двигателя удовлетворяют соотношениям:  $\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi$ ;  $R_{Я1} > R_{Я2}$ .

В этом случае механические характеристики двигателей имеют различную жесткость, и распределение нагрузок на

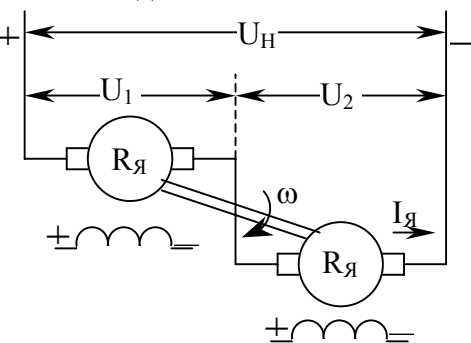


Рисунок 4.8

первый взгляд происходит в соответствии с жесткостями этих характеристик (то есть, как и ранее на рис. 4.4  $M_1 \neq M_2$ ). Однако, при  $\Phi_1 = \Phi_2$ , момент  $M_1 = C\Phi_1 I_{я} = C\Phi_2 I_{я} = M_2$ , то есть моменты включенных последовательно и механически связанных двигателей при равных потоках, должны быть равны. Таким образом, задача о распределении нагрузок в этом случае кажется парадоксальной. Однако никакого парадокса нет, так как при последовательном соединении двигателей происходит перераспределение напряжений на их якорях в соответствии с величинами  $R_{я1}$  и  $R_{я2}$ :

$$U_1 = E + I_{я} R_{я1}; \quad U_2 = E + I_{я} R_{я2}; \quad E = C\Phi\omega_c = const.$$

Так как  $R_{я1} > R_{я2}$ , то  $U_1 > U_2$ , и происходит смещение характеристик (рис. 4.9).

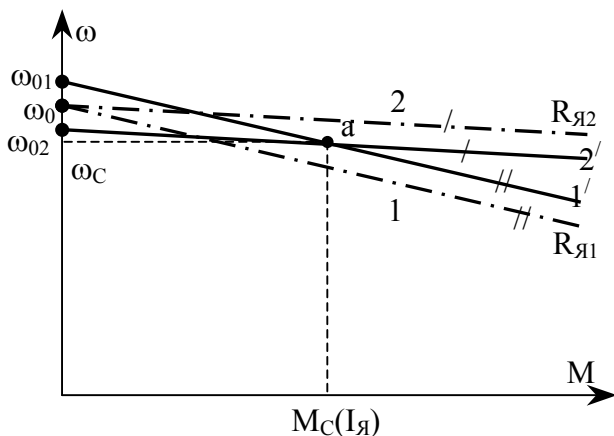


Рисунок 4.9

На этом рисунке механические характеристики двигателей 1 и 2, построенные с учетом перераспределения напряжения на сопротивлениях  $R_{я1} > R_{я2}$ , обозначены как 1' и 2'.

Это приводит к автоматическому выравниванию нагрузок. В точке «а» пересечения смешанных характеристик 1' и 2'  $M_1 = M_2 = M_c$ . Скорости идеального холостого хода каждого из двигателей так же меняются:

$$\omega_{01} = U_1 / C\Phi; \quad \omega_{02} = U_2 / C\Phi; \quad \omega_0 = U_H / 2C\Phi.$$

Аналогично происходит автоматическое выравнивание нагрузок при последовательном включении якорей двигателей с последовательным и смешанным возбуждением.

Если двигатели не связаны жестко общим валом, то последовательное включение их якорей в сеть недопустимо, так как из-за  $R_{я1} \neq R_{я2}$  или  $\Phi_1 \neq \Phi_2$  произойдет резкое рассогласование нагрузок. В этом случае одна из машин остановится и будет стоять под током, а вторая будет вращаться с двойной скоростью.

#### *4.2.3 Электромеханические свойства двухдвигательного электропривода с асинхронными машинами*

В двухдвигательном электроприводе с асинхронными машинами нагрузка между ними распределяется неравномерно в соответствии с жесткостью их механических характеристик (то есть в зависимости от сопротивлений их роторных обмоток). Скорость идеального холостого хода  $\omega_0$  двух двигателей выбирается одинаковой.

Для асинхронных двигателей с короткозамкнутыми роторами выравнивание нагрузок простейшими средствами невозможно. Нужно просто подбирать двигатели с примерно равными жесткостями механических характеристик или увеличивать на 10-20% расчетную мощность электропривода, чтобы иметь запас мощности для покрытия неравномерности распределения нагрузок.

Для асинхронных двигателей с фазным ротором выравнивание нагрузок производится включением добавочных сопротивлений в каждую фазу ротора более нагруженной машины (как и в электроприводе постоянного тока), чтобы уменьшить жесткость ее механической характеристики. При этом увеличиваются потери энергии в цепи

ротора, что снижает экономичность двухдвигательного асинхронного электропривода.



Так как в двухдвигательном электроприводе на общем валу суммируются моменты, создаваемые каждой из машин, то это позволяет получить в таком электроприводе специфические механические характеристики с целью улучшения регулировочных свойств электропривода, например для получения жестких механических характеристик при низких скоростях вращения.

На рис. 4.10 показана схема включения двух асинхронных двигателей и соответствующие этой схеме механические характеристики каждой из машин и их совместная характеристика.

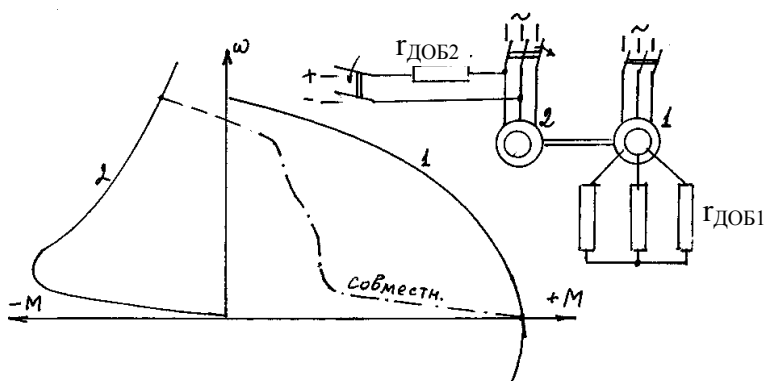


Рисунок 4.10

Двигатель 1 включен для работы в двигательном режиме с мягкой механической характеристикой, а двигатель 2 – для работы в режиме динамического торможения. Совместная механическая характеристика двухдвигательного электропривода в этом случае получается достаточно жесткой при малых скоростях вращения.

Меняя введением  $r_{ДОБ1}$  и  $r_{ДОБ2}$  жесткости механических характеристик каждой из машин, можно тем самым изменять совместную механическую характеристику электропривода. Получение жесткой механической характеристики на низкой скорости, как это показано на рис. 4.10, очень просто, но не экономично из-за больших потерь энергии. Поэтому такой способ может быть рекомендован лишь для кратковременных режимов работы электропривода или для электроприводов специальных установок.



Рассмотренные выше способы выравнивания нагрузки в двухдвигательных электроприводах путем изменения (уменьшения) жесткости механической характеристики более нагруженного двигателя при введении добавочного сопротивления в цепь якоря (ротора) приводит к увеличению потерь энергии в якорной (роторной) цепи. Поэтому такой путь не экономичен и применяется лишь для двигателей малой мощности (до 7-10 кВт).

#### *4.2.4 Выравнивание нагрузки в двухдвигательном электроприводе средней и большой мощности с двигателями независимого возбуждения*

**Общие положения.** Величина неравномерности распределения нагрузок может составить до 30-40%, вплоть до работы одного из двигателей в генераторном режиме. Таким образом, сводятся к нулю все преимущества многодвигательного электропривода. Во избежание перекоса нагрузок (если нет системы выравнивания их) приходится выбирать электропривод с запасом мощности, чтобы предотвратить перегрев одного из двигателей (более нагруженного).

Рассуждая о неравномерности распределения на-

грузок, необходимо учесть и то, что в современных системах электропривода с подчиненным управлением и последовательной коррекцией контролируется ток якоря лишь одного из двигателей (любого). Величина этого тока учитывается регулятором тока, а ток второй машины остается бесконтрольным.

В настоящее время двухдвигательном электроприводе мощностью до 500-1000 кВт *не используют* специальных схем или устройств для выравнивания нагрузок, так как:

- введение сопротивления в цепь якоря двигателя постоянного тока приводит к дополнительным потерям энергии;

- специальные схемы выравнивания нагрузок, которые применяются для мощных машин (более 1000 кВт), весьма сложны и очень удорожают электропривод.

Поэтому при мощностях до 1000 кВт выход из положения видят в завышении мощности двигателей двухдвигательного электропривода. Избыток мощности покрывает неравномерность распределения нагрузок. Однако в этом случае хорошо (хотя и дорого) лишь в первый период эксплуатации электропривода. Затем по мере роста производительности рабочей машины и увеличения интенсивности работы электропривода запас мощности постепенно «съедается», и его уже не хватает. Это особенно ощущается в современных быстродействующих вентильных электроприводах с универсальными блочными системами регулирования и подчиненным управлением.

Как уже указывалось, выравнивание нагрузок в двухдвигательном электроприводе можно осуществить, изменяя сопротивления якорной цепи или магнитные потоки двигателей. При изменении  $R_{я}$  – большие потери на  $r_{ДОБ}$ , а изменение  $\Phi$  более перспективно, так как при таком способе выравнивания электропривод будет более эконо-



мичен.

В двигателях средней и большой мощности экономически целесообразно выравнивать нагрузки в двухдвигательном электроприводе воздействием на магнитные потоки, создаваемые в обмотках возбуждения.

Выясним теперь некоторые принципиальные вопросы о возможных и необходимых способах регулирования магнитного потока в двухдвигательном электроприводе [5].

Электромеханические характеристики двухдвигательного электропривода при изменении магнитных потоков двигателей. Воздействовать на магнитные потоки двух параллельно включенных двигателей с целью выравнивания их нагрузок можно двумя способами:

- меняя магнитный поток одного (любого) из двух двигателей;
- меняя одновременно магнитные потоки двух двигателей, что на первый взгляд представляется более сложным.

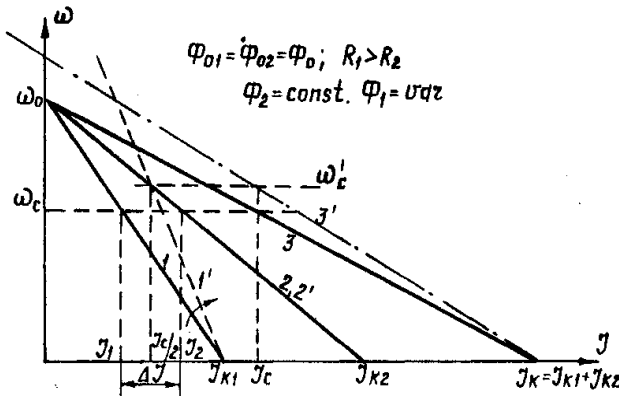


Рисунок 4.11

Рассмотрим электромеханические характеристики двухдвигательного электропривода, которые будут в этих случаях, полагая для простоты и наглядности рассуждений, что до начала регулирования  $R_{Я1} > R_{Я2}$  и  $\Phi_1 = \Phi_2$ .

На рис. 4.11 и 4.12 показаны статические электромеханические характеристики двухдвигательного электропривода для случая, когда потоки машин до регулирования равны между собой ( $\Phi_{01} = \Phi_{02} = \Phi_0$ ), а сопротивления якорей различны ( $R_1 > R_2$ ).

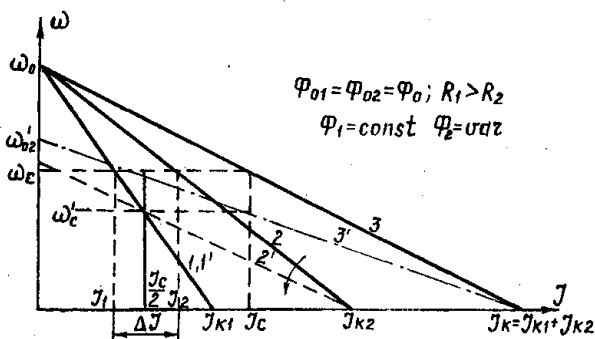


Рисунок 4.12

На рис. 4.13 и 4.14 показаны электромеханические характеристики при  $R_1 = R_2$  и  $\Phi_{01} > \Phi_{02}$ . Воздействие на магнитный поток лишь одной из машин (на рис. 4.11 и 4.13 – изменение потока  $\Phi_1$ , на рис. 4.12 и 4.14 – изменение потока  $\Phi_2$ ) приводит к

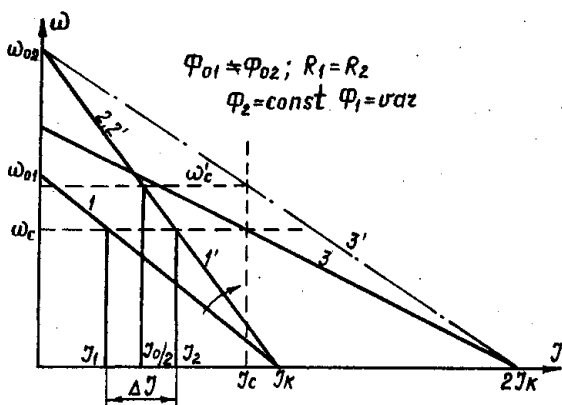


Рисунок 4.13

характеристики при  $R_1 = R_2$  и  $\Phi_{01} > \Phi_{02}$ . Воздействие на магнитный поток лишь одной из машин (на рис. 4.11 и 4.13 – изменение потока  $\Phi_1$ , на рис. 4.12 и 4.14 – изменение потока  $\Phi_2$ ) приводит к

смещению совместной электромеханической характеристики 3 в новое положение 3', что при неизменной суммарной нагрузке  $I_C = const$  вызывает изменение скорости привода. В этом случае регулятор скорости в автоматической системе управления двухдвигательным электроприводом должен обеспечить постоянство скорости не только при возможных колебаниях нагрузки, но и при изменениях магнитного потока возбуждения одной из машин в процессе выравнивания якорных токов. Это требует от системы

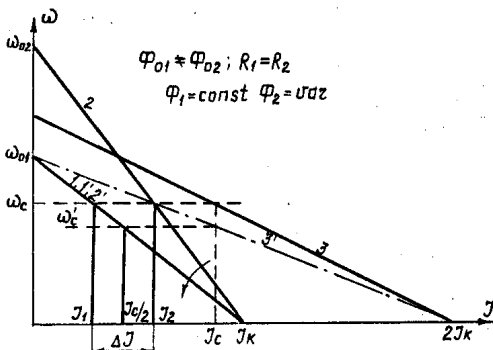


Рисунок 4.14

изменения возбуждения в большом диапазоне, что снижает быстродействие системы выравнивания нагрузок.

Электромеханические характеристики двух-

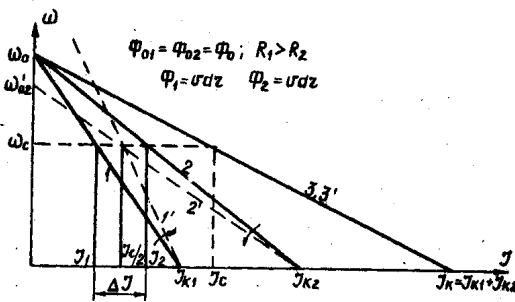


Рисунок 4.15

управления большего резерва напряжения для регулирования. Недостатком системы выравнивания якорных токов путем воздействия на магнитный поток лишь одной из машин является также необходимость в этом случае

двухдвигательного электропривода при инверсном регулировании магнитных потоков двигателей. На рис. 4.15 и 4.16 по-

казаны электромеханические характеристики при выравнивании токов якорей за счет одновременного изменения магнитных потоков возбуждения двух двигателей.

Как видно из этих рисунков, при изменении  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  совместная электромеханическая характеристика не меняется, и процесс выравнивания токов не сопровождается изменения скорости привода, то есть отсутствуют указанные ранее недостатки, присущие системам выравнивания с воздействием на магнитный поток возбуждения одной из машин.

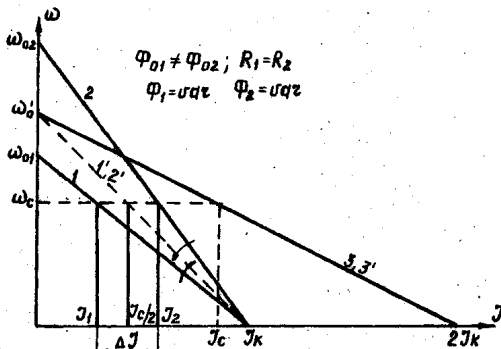


Рисунок 4.16

При воздействии на магнитные потоки двух машин диапазон изменения  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  вдвое меньше, и потому процесс выравнивания нагрузок будет менее инерционен.

Таким образом, рассмотрение электромеханических характеристик позволяет сделать вывод о нецелесообразности применения только таких систем выравнивания нагрузок в двухдвигательном электроприводе, в которых производится изменение потоков возбуждения одновременно в двух машинах.

Система выравнивания должен реагировать на разность токов якорей ( $\Delta I = I_1 - I_2$ ) и в функции этой разности обеспечивать *инверсное* (*inversio* – переворачивание, перестановка – лат.), то есть *одновременное и симметричное в противоположных направлениях* регулирование токов возбуждения  $i_{B1}$  и  $i_{B2}$  параллельно включенных электрических машин. Инверсное регулирование потоков возбуждения будет и при незначительном отличии в кривых намаг-

ничивания двигателей. Идеальные характеристики такого инверсного регулирования линейны (пунктирные линии на рис. 4.17), а реальные имеют нелинейные участки и зону нечувствительности, ширина которой зависит от параметров элементов системы выравнивания и от типа применяемого возбудителя.

Для характеристик инверсного регулирования, показанных на рисунке 4.17, справедливо соотношение

$$i_{B1,2} = i_{B0} \pm \Delta IK, \quad (4.1)$$

где  $i_{B0}$  - начальное значение тока возбуждения при

$\Delta I = 0$ ;

$K$  - коэффициент пропорциональности, равный тангенсу угла наклона характеристики  $i_B = f(\Delta I)$  к оси абсцисс.

В (4.1) знак «+» относится к току  $i_{B1}$ , а знак «-» - к току  $i_{B2}$ .

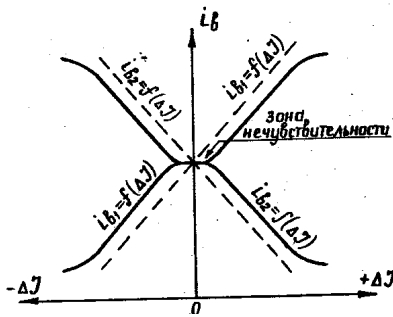


Рисунок 4.17

Функциональные схемы действующих систем инверсного регулирования. Рассмотрим основные из схем выравнивания якорных токов, применяемых в двухдвигательных электроприводах большой мощности (например, главные приводы прокатных станов) и на основе их сравнительного анализа выясним наилучшее решение такой задачи.

На рис. 4.18 показана функциональная схема вы-

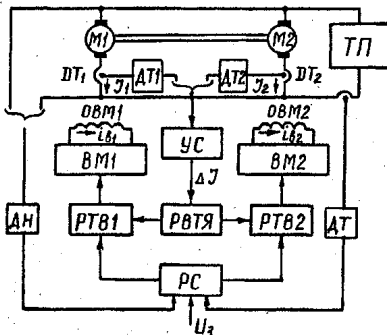


Рисунок 4.18

равнивания, в которой каждая из обмоток возбуждения ОВМ1 и ОВМ2 параллельно соединенных двигателей М1 и М2 питается от отдельных возбудителей ВМ1 и ВМ2, в качестве которых в современном автоматизированном электроприводе используется управляемый тиристорный преобразователь.

Возбудители ВМ1 и ВМ2 двигателей получают сигналы управления от регуляторов токов возбуждения РТВ1 и РТВ2, входы которых подключены к регулятору скорости РС и регулятору выравнивания токов якорей РВТЯ. Последний работает в функции разности  $\Delta I$  токов якорей. Эта разность формируется устройством сравнения УС, на входы которых подаются сигналы от датчиков токов ДТ1 и ДТ2. В схеме предусмотрены обратные связи по напряжению (от датчика ДН) и току (от датчика ДТ) тиристорного преобразователя ТП, питающего якорные цепи двигателей. Уставка тока возбуждения меняется задающим напряжением  $U_z$ . Схема выравнивания по рис. 4.18 широко применяется в прокатных станах с индивидуальным электроприводом валков. Она обеспечивает хорошее выравнивание нагрузок и необходимые динамические свойства привода.

Однако, применение такой схемы для механизмов с двухдвигательным электроприводом средней мощности до 100 – 500 кВт нецелесообразно из-за ее сложности. Схема по рис. 4.18 требует для управления возбуждением два тиристорных преобразователя с соответствующими системами импульсно-фазового управления и большое число регуляторов с соответствующими блоками питания. Необходимы также трансформаторы для согласования напряжения возбуждения и питающей сети. Все это увеличивает площадь, необходимую для размещения аппаратуры в машинном зале, и удорожает всю установку электропривода.

На рис. 4.19 показана система выравнивания нагрузок в двухдвигательном электроприводе с так называемой



нивания нагрузок (а также и других схем им подобных) показывает, что все они делятся на два структурно различимых типа, в которых:

1) для изменения магнитных потоков двигателей с целью выравнивания нагрузок используется два управляемых преобразователя. При этом для инверсного изменения токов возбуждения двигателей необходимо на входы преобразователей подавать инверсные сигналы управления, пропорциональные разности токов якорей;

2) для изменения магнитных потоков двигателей с целью выравнивания нагрузок используется один управляемый преобразователь, включенный в диагональ моста из обмоток возбуждения и балластных сопротивлений. Включение преобразователя в диагональ такого моста обеспечивает инверсное изменение токов возбуждения двигателей в функции разности токов якорей, которая подается на вход управляемого преобразователя через регулятор, формирующий закон управления (обычно, П, ПИ или ПИД законы).

Для двухдвигательных электроприводов малой и средней мощности приемлемы схемы второго типа как более простые и дешевые.

Усовершенствование этих схем с целью устранения указанных недостатков (т.е. ликвидация потерь на балластных сопротивлениях, повышение быстродействия, уменьшение числа силовых согласующих трансформаторов) сделает возможным широкое внедрение выравнивания нагрузок в двухдвигательных электроприводах. На рис. 4.20 показана принципиальная схема такой

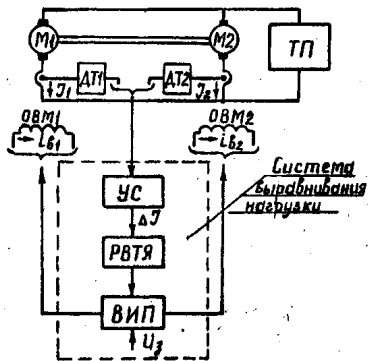


Рисунок 4.20



системы выравнивания нагрузок.

Для удовлетворения указанных выше условиям усовершенствования системы эта схема содержит принципиально новый элемент – *ВИП (вентильный инверсный преобразователь напряжения)*, который в функции одного сигнала управления (в данном случае разность токов  $\Delta I$ ) инверсно (то есть одновременно, симметрично и в противоположных направлениях) меняет напряжение на двух нагрузках, питающихся от этого преобразователя (на рис. 4.20 это обмотки возбуждения ОВМ1 и ОВМ2). Далее рассматривается принцип действия ВИП, предложенного и разработанного на кафедре автоматизированных электро-механических систем ДГМИ (сейчас ДонГТУ) в 1972-1977гг. Зеленовым А. Б. и Гривко А. М. [5,6].

### **4.3 Вентильные инверсные преобразователи и использование их для выравнивания нагрузок в двухдвигательных электроприводах**

#### *4.3.1 Принцип действия вентильного инверсного преобразователя с импульсно-фазовым управлением*

Из всего многообразия ВИП [5] рассмотрим лишь вентильные инверсные преобразователи с импульсно-фазовым управлением. Они наиболее просты по устройству и перспективны для выравнивания нагрузок в двухдвигательном электроприводе.

Эти ВИП одновременно осуществляют преобразование переменного тока в постоянный и инверсное регулирование напряжения на двух последовательно соединенных нагрузках, питающихся от этого преобразователя. При этом в ВИП используется лишь один источник питания (трансформатор) и один сигнал управления.

Принцип действия ВИП показан на однофазной схеме (рис. 4.21), в которой к трансформатору с вторич-

ным напряжением  $e_2 = U_m \sin \omega t$  подключены через диод Д последовательно два активных сопротивления:  $R_1$  и  $R_2$ . К

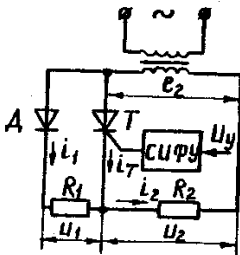


Рисунок 4.21

общей точке этих сопротивлений подключен тиристор Т, питающийся от того же трансформатора. Тиристор открывается системой импульсно-фазового управления (СИФУ), фаза импульсов на выходе которой зависит от управляющего напряжения  $U_y$  на входе. Эти импульсы смещены на угол  $\alpha$  по отношению к началу синусоиды напряжения на нагрузках  $R_1$  и  $R_2$ .

Проанализируем работу этой схемы, пренебрегая падением напряжения в обмотке трансформатора и считая вентили идеальными.

До открывания тиристора  $i_T=0$  и  $i_1=i_2$ . Напряжения на сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$  в этом случае на интервале

$0 \leq \omega t \leq \pi$  будут меняться по законам:

$$U_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_m \sin \omega t, \quad (4.2)$$

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_m \sin \omega t. \quad (4.3)$$

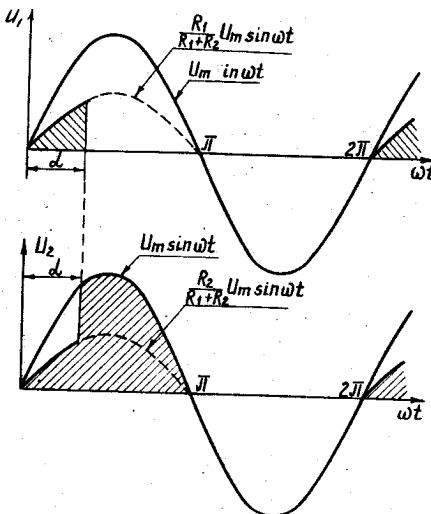


Рисунок 4.22

После открытия тиристора (угол открывания равен  $\alpha$ ) справедливы соотношения:  $i_1=0$ ,  $U_1=0$ ,  $i_T=i_2$ . Открывшийся тиристор зашунтирует вентиль Д и нагрузку  $R_1$ , все напряжение источника будет приложено к сопро-

тивлению  $R_2$ . Поэтому после открывания тиристора напряжение на нагрузке  $R_2$  будет меняться по закону:

$$U_2 = U_m \sin \omega t. \quad (4.4)$$

Среднее значение напряжение за период на сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$  определяются по величине площадей, ограниченными отрезками синусоид (рис. 4.22):

$$U_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\alpha \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_m \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{U_m}{2\pi} \cdot (1 - \cos \alpha), \quad (4.5)$$

$$U_2 = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^\alpha \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_m \sin \omega t \cdot d(\omega t) + \int_0^\alpha U_m \sin \omega t \cdot d(\omega t) \right] = \\ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{U_m}{2\pi} \cdot \left( 1 + 2 \frac{R_2}{R_1} + \cos \alpha \right). \quad (4.6)$$

Приняв в качестве базовой величины  $U_B = U_m / \pi$ , получим следующие значения  $U_1$  и  $U_2$  в относительных единицах при  $R_1 = R_2$  (для наглядности):

$$U_1^* = \frac{1}{4} \cdot (1 - \cos \alpha); \quad (4.7)$$

$$U_2^* = \frac{1}{4} \cdot (3 + \cos \alpha). \quad (4.8)$$

На рис. 4.23 показаны характеристики инверсного регулирования напряжения на двух нагрузках при изменении угла открывания тиристора в однофазном ВИП.

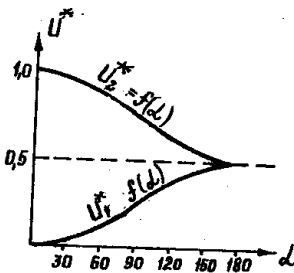


Рисунок 4.23

Зависимость среднего выпрямленного напряжения от угла открывания тиристора, то есть  $U=f(\alpha)$ , будем называть далее *регулирующей характеристикой ВИП*. На рис. 4.23 хорошо виден инверсный характер изменения напряжений  $U_1^*$  и  $U_2^*$  на последовательно включенных нагрузках  $R_1$  и  $R_2$ .

### 4.3.2 Классификация основных схем ВИП с импульсно-фазовым управлением

Схемы ВИП с импульсно-фазовым управлением можно классифицировать по следующим основным признакам:

- 1) по числу фаз исходной схемы выпрямления – одно-, двух-, трех-, шести-,  $m$ -фазные ВИП;
- 2) по способу соединения вентилей – нулевые и мостовые схемы ВИП. На рис. 4.24 и 4.25 показаны основные нулевые и мостовые схемы ВИП. В качестве примера  $m$ -фазных схем изображены схемы трехфазных преобразователей. На рис. 4.26 показан ВИП при соединении транс-

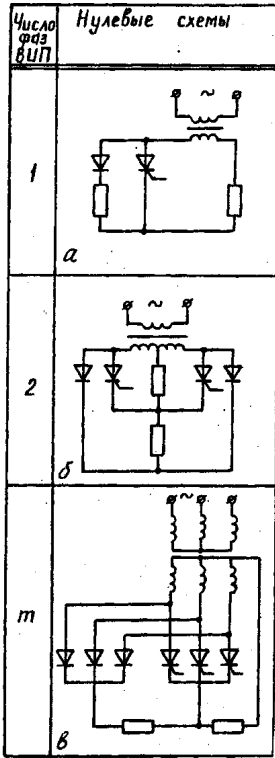


Рисунок 4.24

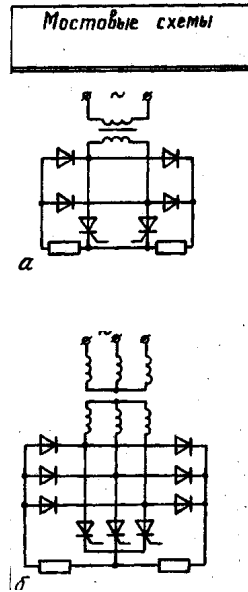


Рисунок 4.25

форматора по схеме «две обратные звезды с уравнивающим реактором» (трехфазная нулевая шестипульсная схема);

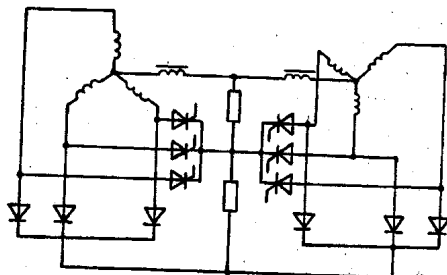


Рисунок 4.26

неуправляемой основной группой вентилей. На рис. 4.27 и 4.28 показаны в однолинейном изображении обобщенные нулевые и мостовые схемы  $m$ -фазных ВИП без изменения (рис. 4.27,а и 4.28,а) или с изменением (рис. 4.27,б и 4.28,б) первоначального уровня напряжения на нагрузках. На этих схемах приняты следующие обозначения:

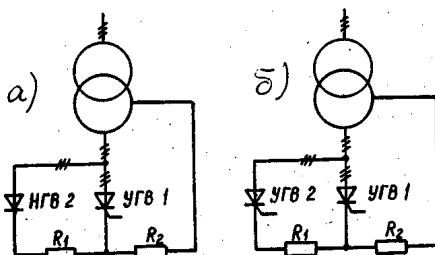


Рисунок 4.27

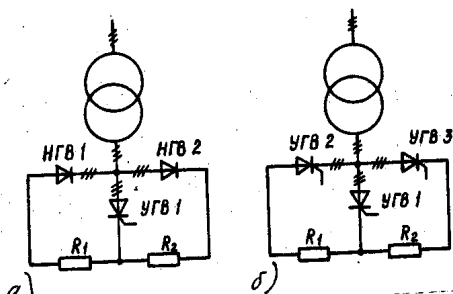


Рисунок 4.28

3) по способу питания преобразователя – трансформаторные и бестрансформаторные ВИП;

4) по возможности изменения первоначального уровня напряжения на нагрузках – ВИП с управляемой или

неуправляемыми группами вентилей; УГВ1, УГВ2, УГВ3 – управляемые группы вентилей. На всех указанных схемах вентили группы УГВ1 (неосновная группа вентилей) служат для инверсного регулиро-

вания напряжения на нагрузках. В мостовой схеме рис. 4.28,б вентили групп УГВ2 и УГВ3 (основные группы вентилях) образуют полноуправляемый мост (может применяться также схема с полуправляемым мостом);

5) по симметричности регулировочных характеристик относительно оси ординат (оси напряжения на нагрузках) – ВИП с несимметричными или с симметричными регулировочными характеристиками.

Схемы ВИП с симметричными регулировочными характеристиками показаны на рис. 4.29. Такие схемы необходимы в том случае, когда меняется знак управляющего напряжения ( $\pm U_y$ ). ВИП с симметричными характеристиками, как это видно из рис. 4.29, должен иметь

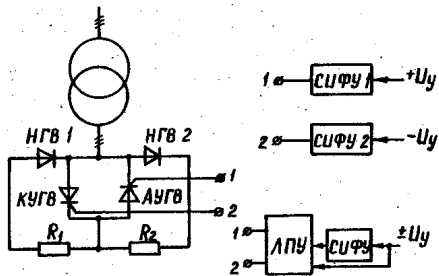


Рисунок 4.29

две группы управляемых вентилях, которые используются для инверсного регулирования напряжения (АУГВ – анодная и КУГВ – катодная группы вентилях). Обе группы вентилях управляются либо от отдельных СИФУ1 и СИФУ2, либо от одной СИФУ через логическое переключающее устройство (ЛПУ).

Приведенная классификация и схемы ВИП с импульсно-фазовым управлением показывают, что комплектация этих преобразователей ведется на основе стандартных элементов, выпускаемых промышленностью (неуправляемых или управляемых групп вентилях с соответствующими СИФУ). Это безусловное преимущество разработанных ВИП. Схемы эти проще и надежнее схем инверсного регулирования с электромашинными или магнитными усилителями, имеют меньшую инерционность.

Рассмотренные ВИП могут применяться не только

для питания обмоток возбуждения параллельно соединенных двигателей с целью выравнивания их якорных токов, а также в электропечах сопротивления с регулировкой температуры в зонах за счет изменения напряжения на нагревательных элементах, в установках плазменно-дуговой резки и плавки металлов [5]. Наиболее перспективны 3-х фазные нулевые и мостовые схемы.

### 4.3.3 Регулировочные характеристики ВИП

ВИП с  $m$ -фазной нулевой схемой.

Подробное математическое описание изменения напряжений на активных нагрузках ВИП с нулевой схемой включения

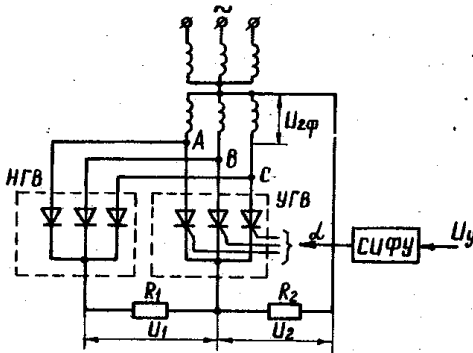


Рисунок 4.30

данной на активных нагрузках ВИП с нулевой схемой включения вентилей дано в [5]. На рис. 4.30 показана схема 3-х фазного ВИП с нулевой схемой включения вентилей, для которой получены следующие соотношения для расчета напряжения в относительных

единицах:

$$U_1^* = \frac{K}{2(K+1)} \left[ 1 + \frac{\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right)}{\sin\frac{\pi}{m}} \right]; \quad (4.9)$$

$$U_2^* = 1 - U_1^*, \quad (4.10)$$

где  $K = \frac{R_1}{R_2}$ .

За базовое значение напряжения при переходе к относительным единицам принято

$$U_B = \frac{m\sqrt{2} \cdot U_{2\phi}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} . \quad (4.11)$$

На рис. 4.31 показаны зависимости  $U_1^* = f(\alpha)$  и

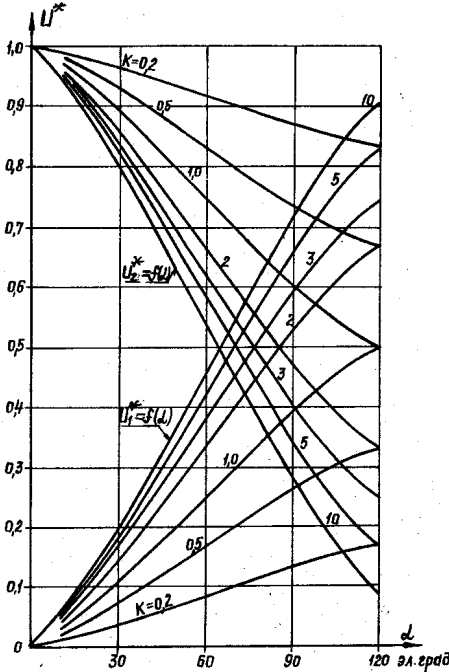


Рисунок 4.31

$U_2^* = f(\alpha)$  при  $m=3$  и различных значениях коэффициента  $K$ , построенные по соотношениям (4.9) и (4.10).

При индуктивной нагрузке ВИП, что характерно для систем выравнивания нагрузок двигателей, обмотки возбуждения которых питают от инверсного преобразователя (для этого случая надо допустить, что  $X_L \gg R$ ), величины напряжений на этих нагрузках определяются по соотношениям:

$$U_1^* = 1 - \cos \alpha , \quad (4.12)$$

$$U_2^* = \cos \alpha . \quad (4.13)$$

За базовое значение при этом принято напряжение

$$U_B = \frac{m}{2} \sqrt{2} \cdot U_{2\phi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} . \quad (4.14)$$

На рис. 4.32 показаны регулировочные характеристики  $U_1^* = f(\alpha)$  и  $U_2^* = f(\alpha)$ , рассчитанные по (4.12) и (4.13).

На этом же рисунке для сравнения показаны регулировочные характеристики  $U_1^* = f(\alpha)$  и  $U_2^* = f(\alpha)$  при ак-



тивной нагрузке 3-х фазного нулевого ВИП (пунктирные

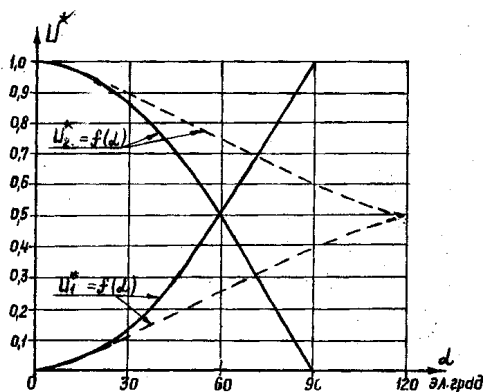


Рисунок 4.32

кривые для случая  $R_1=R_2, K=1$ ). Принцип действия и правильность основных соотношений для расчета регулировочных характеристик м-фазного нулевого ВИП хорошо подтверждаются экспериментальными исследованиями.

ВИП с м-фазной мостовой схемой. Расчетная схема для м-фазного мостового ВИП (на примере 3-х фазной схемы) показана на рис. 4.33.

Схема состоит из 3-фазных нулевых групп. В общем случае УГВ1 и УГВ2 могут быть управляемыми от отдельной СИФУ1, обеспечивающих подачу на вентили этих групп управляющих импульсов с углом регулирования

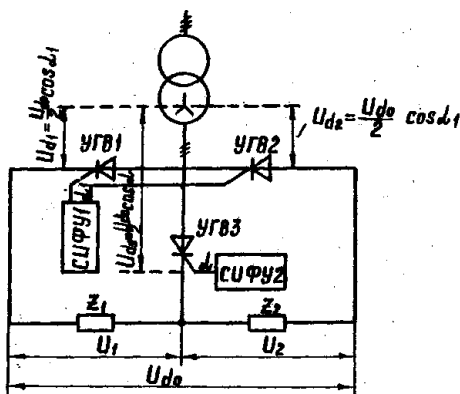


Рисунок 4.33

угла  $\alpha_1$  (это так называемая ВИП с изменением первоначального уровня напряжения на нагрузках).

УГВ3, обеспечивающая инверсию напряжения на нагрузках, регулируется отдельной СИФУ2, создающей на вентилях этой группы управляющие импульсы с углом регулирования

лом регулирования  $\alpha$ .

При анализе работы мостового ВИП принимаются те же допущения, что и для ВИП с  $m$ -фазной нулевой схемой или для однофазного ВИП (см. раздел 4.3). Рассмотрим изменения напряжений  $U_1$  и  $U_2$  при чисто активных нагрузках  $R_1$  и  $R_2$  (на схеме рис. 4.33 это  $Z_1$  и  $Z_2$ ).

Среднее выпрямленное напряжение каждой из  $m$ -фазной нулевой групп вентилей (относительно нулевой точки вторичной обмотки трансформатора) будет [7]:

$$U_{d1} = \frac{U_{d0}}{2} \cos \alpha_1; \quad U_{d2} = \frac{U_{d0}}{2} \cos \alpha_1; \quad (4.15)$$

$$U_d = \frac{U_{d0}}{2} \cos \alpha, \quad (4.16)$$

где  $U_{d0} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} \cdot U_{2\phi} \cdot \sin \frac{\pi}{m}$  - максимальное значение среднего

выпрямленного напряжения при естественной коммутации вентилей (при  $\alpha_1=0$  и  $\alpha=0$ ).

Для расчетной схемы рис. 4.33 справедливы следующие соотношения:

$$U_1 + U_2 = U_{d1} + U_{d2} = U_{d0} \cos \alpha_1; \quad (4.17)$$

$$U_2 = U_{d2} + U_{d3} = \frac{U_{d0}}{2} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha). \quad (4.18)$$

Из (4.17) и (4.18) следует:

$$U_1 = U_{d0} \cos \alpha_1 - \frac{U_{d0}}{2} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha) = \frac{U_{d0}}{2} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha). \quad (4.19)$$

В относительных единицах при базовом значении напряжения  $U_B = U_{d0}$  напряжения  $U_1^*$  и  $U_2^*$  рассчитывается так:

$$U_1^* = \frac{1}{2} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha); \quad (4.20)$$

$$U_2^* = \frac{1}{2} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha). \quad (4.21)$$

На рис. 4.34 показаны в относительных единицах регулировочные характеристики 3-х фазных мостовых ВИП при различных значениях угла  $\alpha_1$ , то есть при различных первоначальных уровнях напряжения на нагрузках, рассчитанные по (4.20) и (4.21). Необходимый диапазон изменения угла  $\alpha_1$  составляет 180 эл. град. (как у управляемой схемы). Диапазон изменения угла  $\alpha_1$  определяется тре-

буемой степенью снижения напряжения на нагрузках (предельное значение  $\alpha_1$  равно 180 эл. град.)

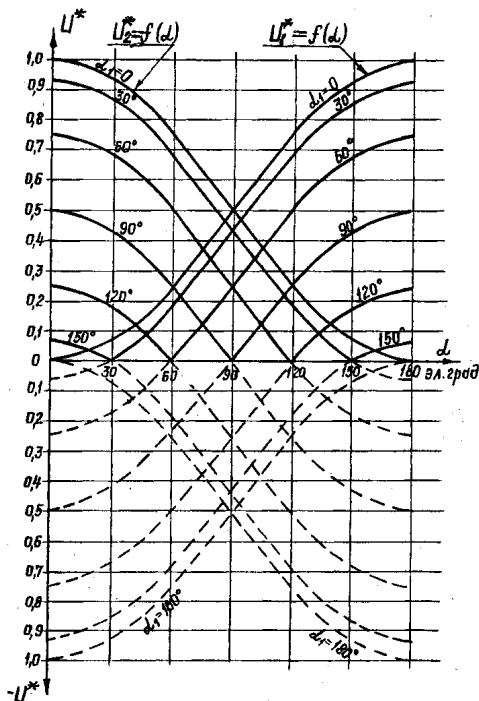


Рисунок 4.34

сопоставления этих кривых, инверсные характеристики  $U_1^* = f(\alpha)$  и  $U_2^* = f(\alpha)$  пересекаются на прямой, соответствующей напряжению  $\frac{U_1^* + U_2^*}{2} = \frac{1}{2} U_B^*$ .

При использовании ВИП для выравнивания нагрузок электро-

Если вместо групп УГВ1 и УГВ2 взяты НГВ, то  $\alpha_1 = 0$ , и в этом случае уравнения (4.20) и (4.21) принимают вид:

$$U_1^* = \frac{1}{2}(1 - \cos \alpha); \quad (4.22)$$

$$U_2^* = \frac{1}{2}(1 + \cos \alpha). \quad (4.23)$$

На рис 4.35 показаны в относительных единицах регулировочные характеристики 3-х фазных мостового (при  $\alpha_1 = 0$ ) и нулевого (пунктирные кривые) инверсных преобразователей, работающих на индуктивную нагрузку.

Как следует из

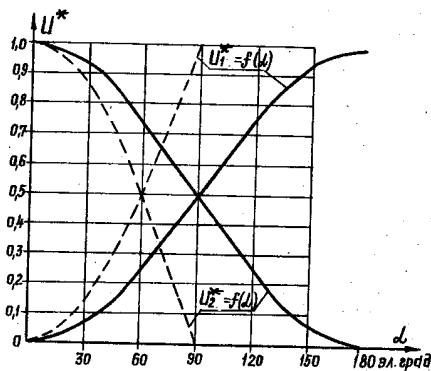


Рисунок 4.35

двигателей воздействием на обмотки возбуждения их необходимо обеспечить по крайней мере 1,5-кратный запас по напряжению возбуждения, то есть изменение  $U_1^*$  и  $U_2^*$  в диапазоне 0,25...0,75. Для этого необходим угол регулирования порядка 75 эл. град. для нулевого и 120 эл. град. для мостового ВИП, что можно обеспечить, применяя серийные СИФУ.

#### *4.3.4 Схемы выравнивания нагрузок в многодвигательных электроприводах с помощью ВИП*

На кафедре АЭМС ДГМИ разработано несколько схем выравнивания нагрузок с помощью ВИП в многодвигательных электроприводах средней мощности [5,6].

Рассмотрим некоторые конкретные схемы выравнивания нагрузок, применение которых целесообразно в двухдвигательном электроприводе средней мощности (до 500 кВт). Будем рассматривать лишь схемы с применением 3-х фазных мостовых ВИП, так как они имеют (так же как и мостовые выпрямители) известные существенные преимущества по сравнению с нулевыми схемами. Кроме того, мостовые ВИП легко комплектуются из серийно выпускаемых тиристорных преобразователей.

На рис. 4.36 показана наиболее универсальная схема 3-х фазного мостового ВИП, обеспечивающая симметричность регулировочных характеристик, изменение первоначального уровня напряжения на обмотках возбуждения и реверсирование токов возбуждения двигателей.

Симметричность регулировочных характеристик обеспечивается применением управляемого преобразователя УПР для регулирования токов якоря за счет изменения токов возбуждения двигателей. Анодная или катодная группы преобразователя УПР включаются от одной СИФУ через логическое переключающее устройство ЛПУ в зави-

симости от знака управляющего сигнала, поступающего на вход СИФУ от РВТЯ.

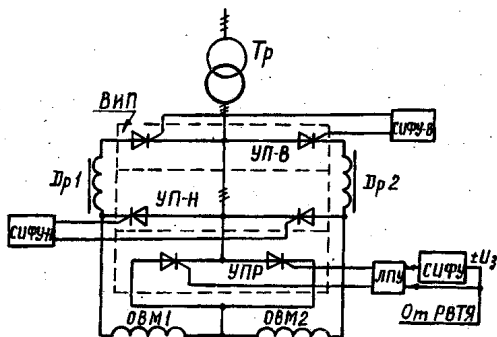


Рисунок 4.36

Изменение полярности токов в обмотках возбуждения ОВМ1 и ОВМ2 обеспечивается включением в работу (от соответствующей СИФУ) одного из управляющих преобразователей (УП-В или УП-Н). Эти же

преобразователи обеспечивают изменение уровня напряжения на обмотках возбуждения. Дроссели Др1 и Др2 между управляющими мостами УП-В и УП-Н необходимы для уменьшения уравнительного тока между ними.

На базе схемы 4.36 можно получить ряд схем для частных случаев, когда, например, не нужно реверсировать возбуждение двигателей (в этом случае используется один из мостов – УП-В либо УП-Н, дроссели не используются). Если нет необходимости в изменении первоначального уровня напряжения на обмотках возбуждения, то основной выпрямительный мост, обеспечивающий питание обмоток, выбирается неуправляемым. Если нет необходимости в симметричной регулировочной характеристике, из схемы исключается одна из групп вентилях УПР и логическое переключающее устройство.

Из схемы рис. 4.36 видно, что ВИП комплектуется из нескольких выпрямителей, в качестве которых можно использовать серийно выпускаемые преобразователи. Еще раз подчеркнем, что это безусловное преимущество применения ВИП в схемах выравнивания нагрузок параллельно соединенных электрических машин двухдвигательного

электропривода или выравнивании токов в двухкорных машинах.

Применение ВИП позволяет получить простое схемное решение, обеспечивающее выравнивание нагрузок в нескольких двухдвигательных (двухкорных) электроприводах, обмотки возбуждения которых получают питание от одного источника энергии. На рис. 4.37 показана

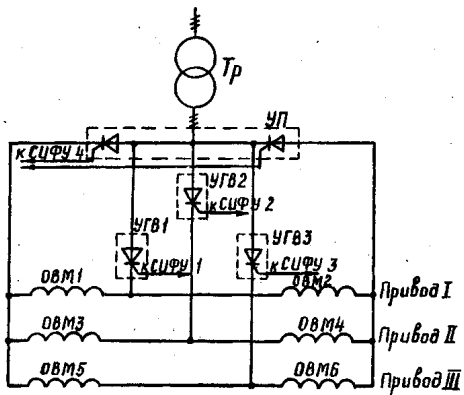


Рисунок 4.37

схема, в которой выравниваются нагрузки сразу в каждом из трех двухдвигательных электроприводов. Преимущество этой схемы заключается в том, что обмотки возбуждения всех шести двигателей питаются от одного источника (УП), а управляемые группы клапанов УГВ1–УГВ3

соответствующими СИФУ1–СИФУ3 подключаются к регуляторам выравнивания токов якорей. Клапаны управляемых групп выбираются на ток, необходимый для выравнивания нагрузок (10–20% номинального тока возбуждения). Поэтому и габаритные размеры управляемых групп клапанов невелики.

Итак, с помощью ВИП можно создать разнообразные схемы выравнивания токов якорей параллельно соединенных электрических машин за счет воздействия на токи их возбуждения. Эти схемы имеют такие основные преимущества:

1) наличие одного источника питания, мощность которого расходуется на создание основного магнитного потока в машинах и на регулирование (выравнивание) то-

ков якорей;

2) возможность питания от одного мощного преобразователя цепей возбуждения электрических машин нескольких двухдвигательных приводов или двухякорных двигателей;

3) универсальность схемного решения, обеспечивающего в зависимости от необходимости реверсирование возбуждения, получения симметричных и ли несимметричных регулировочных характеристик, изменение или постоянство первоначального уровня напряжения возбуждения. Любая схема выравнивания нагрузок с помощью ВИП строится на базе серийных преобразователей и СИФУ, выпускаемых промышленностью;

4) наличие двойного запаса напряжения возбуждения, необходимого для формирования воздействия на двигатели при выравнивании токов якорей.

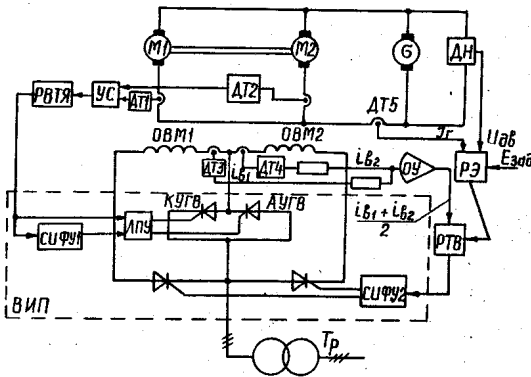


Рисунок 4.38

(схема управления напряжением генератора не показана). В этой схеме предусматривается применение в качестве возбудителя 3-х фазного мостового ВИП с симметричными регулировочными характеристиками и изменением первоначального уровня напряжения возбуждения.

Для выравнивания нагрузок используются датчики

На рис. 4.38 показана принципиальная схема двухдвигательного электропривода (или двухякорной машины) с параллельным соединением якорей и питанием их от общего генератора

токов ДТ1 и ДТ2, устройство сравнения УС и регулятор выравнивания токов якорей РВТЯ, выход которого подключается на вход СИФУ1, которая в свою очередь через логическое переключающее устройство ЛПУ воздействует на одну из управляемых групп вентилях ВИП (катодную КУГВ или анодную АУГВ).

В схеме на рис. 4.38 предусмотрено регулирование тока возбуждения с помощью РТВ, на вход которого подаются сигналы задания и обратных связей (по токам возбуждения от ДТ3 и ДТ4 через операционный усилитель ОУ от регулятора ЭДС РЭ двигателей).

В качестве общего источника питания двигателей в электроприводах часто применяется не генератор, а управляемый вентильный преобразователь с системой подчиненного регулирования и бесконтактными элементами в цепях их управления.

Такая схема двухдвигательного электропривода с использованием

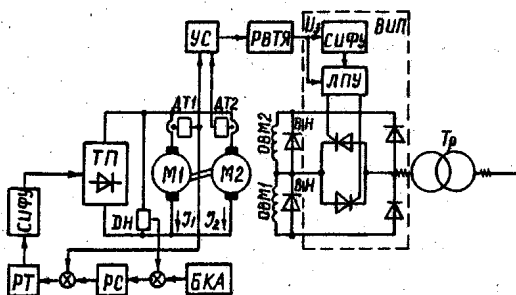


Рисунок 4.39

ВИП для выравнивания нагрузки электрических машин показана на рис. 4.39.

Бесконтактный командоаппарат БКА, регуляторы скорости РС и

тока РТ служат для управления тиристорным преобразователем ТП, питающим якорные цепи двигателей. Для выравнивания токов якорей используется мостовой трехфазный ВИП без изменения первоначального уровня напряжения возбуждения и имеющий симметричные регулировочные характеристики. Нулевые вентили ВН, включенные параллельно обмоткам возбуждения, предназначены



для защиты их от перенапряжения.

#### **4.4 Электромеханические свойства систем синхронного вращения типа «электрический вал»**

*4.4.1 Определения. Область применения и классификация систем синхронного вращения*

*Системами синхронного вращения (ССВ) называются такие взаимосвязанные электромеханические системы, которые обеспечивают синхронное вращение двух и более двигателей, не связанных между собой механическим валом.*

ССВ называют также системами синхронной передачи, или *электрическим валом*, в котором синхронизация вращения двигателей обеспечивается действием внутренних обратных связей. Кроме того, есть еще ССВ, представляющие собой взаимосвязанные системы без механической связи двигателей, в которых синхронизация вращения двигателей производится за счет действия внешних обратных связей. Этот последний тип ССВ в данном разделе курса не рассматривается, а изучается в курсе «Системы управления электроприводами».

Особенностью ССВ, состоит в том, что в них отсутствуют специальные устройства для контроля рассогласования между двумя или несколькими движущимися механическими валами (двигателей или рабочих машин).

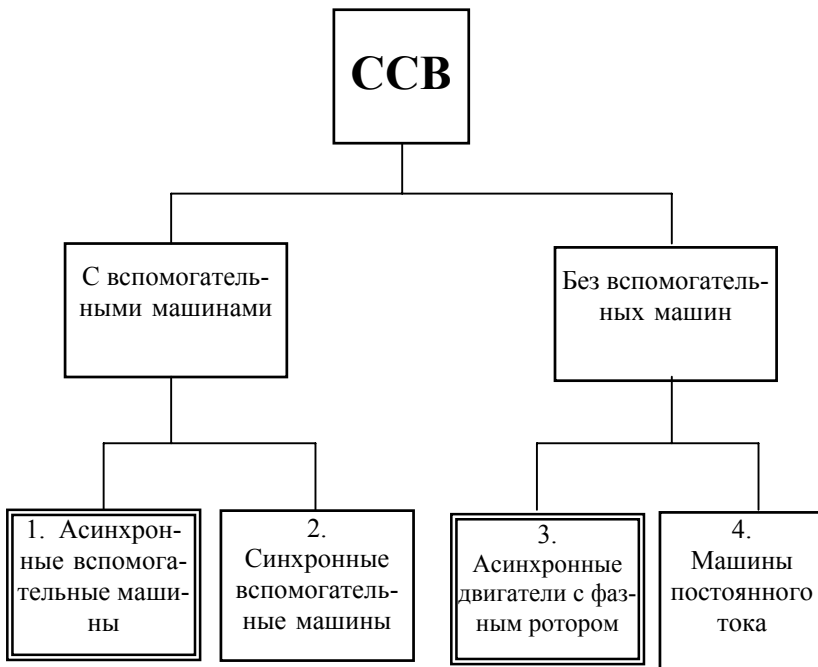
Как уже указывалось ранее в разделе 4.1, ССВ применяются во многих промышленных механизмах – это порталные краны, рудно-грейферные перегружатели, козловые краны, ротационные машины в полиграфии, ворота шлюзов, разводные мосты, прессы поточной линии по насеканию ножовочных полотен и др.

Во всех этих устройствах затруднена или невозможна механическая связь между отдельными частями ра-

бочих машин.

*Классификация ССВ* может быть представлена в следующей диаграмме (рис. 4.40).

В ССВ с вспомогательными машинами главные машины, приводящие во вращение исполнительные органы (рабочие машины) могут быть либо электрическими (чаще всего) или механическими.



*Рисунок 4.40*

Практическое применение нашли ССВ 1 и 3 (по рис 4.40). Системы 2 и 4 либо очень дороги, либо не имеют синхронизирующего момента при  $\omega=0$ , что затрудняет их синхронный пуск.

#### 4.4.2 Системы синхронного вращения с вспомогательными асинхронными машинами

Схема такого электрического вала показана на рис. 4.41 (без коммутационной аппаратуры).

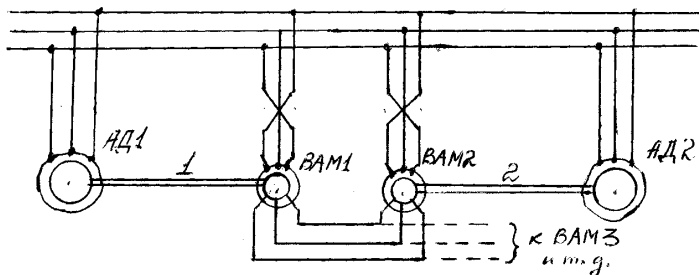


Рисунок 4.41

АД1, ВАМ1 и соответственно АД2, ВАМ2 включены своими статорами в сеть переменного тока таким образом, чтобы обеспечить вращением магнитных полей главных и вспомогательных асинхронных машин (ВАМ) в противоположных направлениях. Смысл такого включения будет пояснен далее.

Если параметры и характеристики машин на валах 1 и 2 идентичны, то при равных нагрузках на этих валах будет иметь место их синхронное вращение. Электродвижущие силы роторов ВАМ1 и ВАМ2 -  $\dot{E}_{21}$  и  $\dot{E}_{22}$  будут рав-

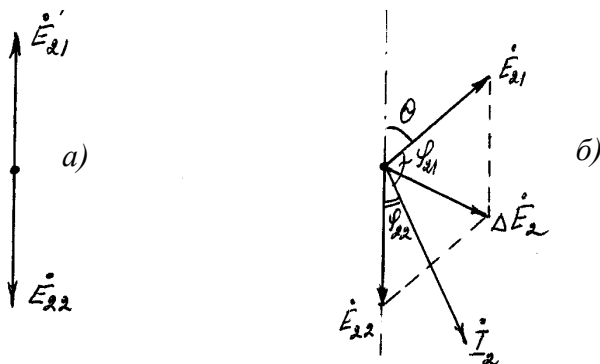


Рисунок 4.42

ны и встречно направлены (см. рис. 4.42,а). При этом вектор  $\Delta E_2 = E_{21} - E_{22} = 0$ , и потому не будет тока в роторных цепях ВАМ1 и ВАМ2, то есть  $I_2 = 0$ . Не будет угла рассогласования ( $\Theta = 0$ ) между пространственным положением секций обмоток роторов вспомогательных машин.

Если теперь к валу машины 1 приложить нагрузку, то ЭДС  $E_{21}$  отстанет от оси  $E_{22}$  (от оси своего прежнего состояния) на угол  $\Theta$ , как это показано на рис. 4.42,б. Появится разность вторичных ЭДС  $\Delta E_2$ , которая определит появление тока  $I_2$  в роторных цепях ВАМ (так называемого *уравнительного тока*).

Из-за индуктивности роторных цепей ВАМ ток  $I_2$  отстает от  $\Delta E_2$  на некоторый угол. Величина  $I_2$  определяется соотношением

$$I_2 = \frac{\Delta E_2}{2Z_2},$$

где  $Z_2$  – сопротивление фазы одного ротора ВАМ.

Ток  $I_2$  отстает от  $E_{21}$  и опережает ЭДС  $E_{22}$  (см. рис. 4.42,б). На этой векторной диаграмме:

$$\varphi_{21} > 90^\circ, \cos \varphi_{21} < 0,$$

$$\varphi_{22} < 90^\circ, \cos \varphi_{22} > 0.$$

ВАМ создают на своих валах вращающие моменты:

$$M_1 = -K_M I_2 \cos \varphi_{21} > 0 \text{ (двигательный режим)}$$

$M_2 = -K_M I_2 \cos \varphi_{22} < 0$  (генераторный, тормозной режим).

Знак «минус» в этих выражениях ставится потому, что ВАМ работают «против поля» основных асинхронных двигателей (АД1 и АД2).

Таким образом момент  $M_1$  машины ВАМ1 будет больше нуля, эта машина будет работать в двигательном режиме, помогая главному двигателю АД1 преодолевать

увеличивающуюся нагрузку, приложенную к валу 1.

Момент  $M_2$  машины ВАМ2 будет меньше нуля, эта машина будет работать в тормозном режиме (торможение противовключением), тормозя двигатель АД2, и таким образом помогая синхронизировать валы 1 и 2.

Моменты  $M_1$  и  $M_2$  вспомогательных машин могут быть определены по следующим соотношениям, подробный вывод которых дан в [2], а здесь опускается:

$$M_1 = -\frac{M_K}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}} \cdot \left( 1 - \cos \Theta - \frac{S}{S_K} \sin \Theta \right); \quad (4.24)$$

$$M_2 = -\frac{M_K}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}} \cdot \left( 1 - \cos \Theta + \frac{S}{S_K} \sin \Theta \right). \quad (4.25)$$

В этих выражениях знак «минус» перед дробью ставится, как и ранее, потому, что ВАМ работают против поля основных машин. В выражениях (4.24) и (4.25)  $M_K$  и

$S_K$  - критический момент и критическое скольжение ВАМ.

Моменты  $M_1/M_K$  и

$M_2/M_K$  в функции угла  $\Theta$  могут

быть представлены следующими кривыми (см. рис. 4.43) построенными по (4.24) и (4.25)

для различных значений  $\frac{S}{S_K}$

(от 0,2 до 2,0).

Из рис. 4.43 видно, что при малых углах  $\Theta$  синхронизирующий момент  $\Delta M = M_1 - M_2$  очень мал, и действие ССВ бу-

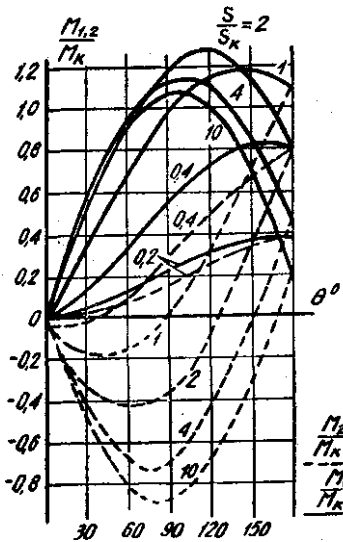


Рисунок 4.43

дет не эффективно (см. например величину  $\Delta M$  при  $\frac{S}{S_K} = 0,2$ ).

Для увеличения синхронизирующего момента ВАМ включаются для работы против поля основных машин (см. принципиальную схему на рис. 4.41). При этом (если число полюсов АД и ВАМ равны, что обычно так и подбирается)  $S=2$ , что обеспечивает наибольшее значение синхронизирующих моментов  $M_1$  и  $M_2$ .

Из соотношений (4.24) и (4.25) можно для  $S \approx 2$  получить более простые выражения, если допустить, что  $\frac{S_K}{S} \ll \frac{S}{S_K}$  (действительно, если  $S_K \approx 0,1$  для асинхронного двигателя общего назначения, то  $\frac{0,1}{2} = 0,05 \ll \frac{2}{0,1} = 20$ ).

В этом случае выражения  $M_1$  и  $M_2$  упрощаются:

$$M_1 = -M_K \frac{S_K}{S} \left( 1 - \cos \Theta - \frac{S}{S_K} \sin \Theta \right);$$

$$M_2 = -M_K \frac{S_K}{S} \left( 1 - \cos \Theta + \frac{S}{S_K} \sin \Theta \right).$$

Результирующий синхронизирующий момент будет равен:

$$\Delta M = M_1 - M_2 = -M_K \frac{S_K}{S} \left( 1 - \cos \Theta - \frac{S}{S_K} \sin \Theta \right) - (-M_K \frac{S_K}{S} \left( 1 - \cos \Theta + \frac{S}{S_K} \sin \Theta \right)).$$

После упрощающих преобразований

$$\Delta M = 2M_K \sin \Theta. \quad (4.26)$$

Максимум  $\Delta M$  будет при  $\Theta = 90^\circ$  ( $S=2$ ), что хорошо видно на рис. 4.43.

При  $\Theta > 90^\circ$  ССВ с ВАМ перестает поддерживать синхронное движение, выпадая из синхронизма, так как при дальнейшем увеличении  $\Theta$  (более  $90^\circ$ ) с ростом нагрузки синхронизирующий момент уже не будет расти, а

станет уменьшаться (см. рис. 4.43).

Надежная работа ССВ обеспечивается тогда, когда  $\Theta \leq 20-30^\circ$ .

*Мощность ВАМ* в ССВ составляет 50% мощности основных АД. Это существенный недостаток таких ССВ, так как увеличиваются капиталовложения на основное оборудование и строительные-монтажные работы.

*Пуск ССВ с ВАМ.* Если перед пуском роторы ВАМ согласованы ( $\Theta=0$ ), то пуск происходит без толчков и чрезмерных динамических нагрузок (ударов). Однако, самоустановка роторов ВАМ при отключении их в положении, при котором угол  $\Theta$  будет равен нулю, маловероятна, так как трение в подшипниках двух ВАМ, как правило, отличаются, хотя бы и незначительно. Может быть и незначительная разница в моментах инерции, что также вызовет расхождения в величинах тормозного пути. Так что роторы ВАМ обычно после отключения ССВ занимают произвольные положения, что может явиться причиной толчков и колебаний роторов ВАМ при пуске.

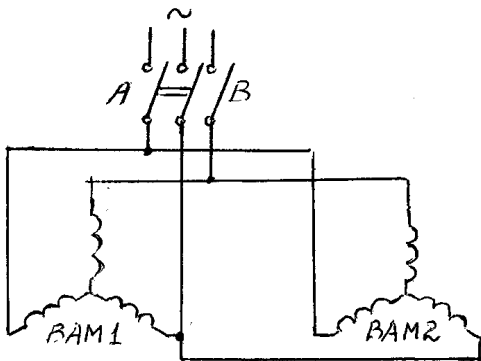


Рисунок 4.44

Для избежания толчков и ударов при пуске ССВ производится предварительная синхронизация валов включением статоров ВАМ по схеме рис. 4.44. В начале включаются две фазы (выключатель А), после чего и начинается

пуск ССВ. По аналогичной схеме включаются и статоры основных асинхронных машин (АД).

При включении двух фаз статоров создается неподвижное в пространстве магнитное поле (в каждой из машин), которое, взаимодействуя с ротором, создает небольшой момент, «натягивающий» механизм и выбирая люфты. После включения третьей фазы начинается пуск без ударов в люфтах.



*Основной недостаток ССВ с вспомогательными асинхронными машинами – двойное количество установленных на фундаментах машин, значительное (в 1,5 раза) увеличение мощности по сравнению с расчетной мощностью электропривода, большее количество коммутационной аппаратуры для включения машин.*

#### 4.4.3 Системы синхронного вращения с основными асинхронными машинами и общим реостатом в цепи роторов

Принципиальная схема такой ССВ показана на рис. 4.45 (в общем случае может быть и более двух АД). Для нормальной работы такой ССВ необходимы идентичные

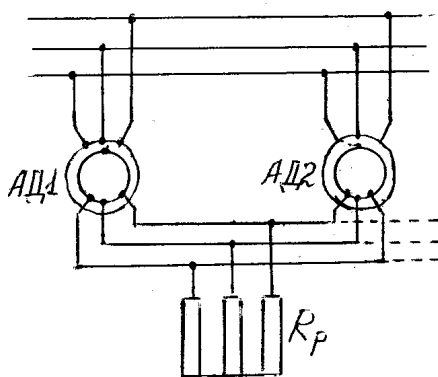


Рисунок 4.45

по характеристикам асинхронные двигатели и питание их от одной сети переменного тока. Так же, как и в рассмотренной ранее ССВ с ВАМ, при равных нагрузках  $\dot{E}_{21} = \dot{E}_{22}$ ,  $\dot{E}_2 = 0$ ,  $\Theta = 0$ ,  $\Delta M = 0$ . Равные токи  $I_{21} = I_{22}$  протекают через общий реостат  $R_p$



в роторной цепи двигателей.

Увеличение нагрузки на одну из машин ведет к отставанию ее ротора, появлению  $\Delta E_2$  и уравнительного тока  $\Delta I_2$ , протекающего между роторами вне общего реостата. Этот ток  $\Delta I_2$ , взаимодействуя с вращающимися полями асинхронных двигателей, создает синхронизирующий момент  $\Delta M$ :

- движущий на валу отстающей машины, за счет этого момента преодолевается часть увеличивающейся нагрузки;

- тормозной на валу опережающей машины, этот момент дополнительно нагружающий опережающую машину, снижает ее скорость.

Для обеспечения хорошей работы ССВ с общим реостатом в цепи роторов асинхронных машин надо, чтобы при полной нагрузке скольжение составляло величину  $s \approx 0,3-0,4$ . Но это определяет существенные потери в роторных цепях, что является большим недостатком такой ССВ.

Рассматриваемые ССВ допускают меньшую разность нагрузок, чем ССВ с ВАМ и предварительной синхронизацией.

Преимущество ССВ с общим ротором – меньшая установленная мощность асинхронных двигателей.

Однако в практике применения ССВ предпочтение отдается системам с ВАМ.



Зависимость моментов на валу АД1 и АД2 в функции угла рассогласования  $\Theta$ , подробный вывод которой дается в [2], следующая:

$$M_1 = M_K \left[ \frac{1 - \cos \Theta - \frac{S}{S_K} \sin \Theta}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}} + \frac{1 + \cos \Theta + \frac{S}{S'_K} \sin \Theta}{\frac{S}{S'_K} + \frac{S'_K}{S}} \right];$$

$$M_2 = M_K \left[ \frac{1 - \cos \Theta + \frac{S}{S_K} \sin \Theta}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}} + \frac{1 + \cos \Theta - \frac{S}{S'_K} \sin \Theta}{\frac{S}{S'_K} + \frac{S'_K}{S}} \right];$$

где  $S'_K = S_K \frac{r_2 + 2R_P}{r_2}$ ;

$r_2$  – сопротивление фазы ротора;

$R_P$  – сопротивление фазы реостата

При  $\Theta=0$ ,  $M_1 = M_2 = \frac{2M_K}{\frac{S}{S'_K} + \frac{S'_K}{S}}$ .

При  $R_P=0$  (короткое замыкание на реостате между фазами),  $S'_K = S_K$ . В этом случае  $M_1 = M_2 = \frac{2M_K}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}}$ ,  $\Delta M = M_1 -$

$-M_2=0$ , то есть синхронизации нет, асинхронные двигатели АД1 и АД2 работают независимо, объединенные нулевыми точками роторных цепей.

При  $R_P \rightarrow \infty$ ,  $S'_K \rightarrow \infty$  (реостат оборван). В этом случае:

$$M_1 = \frac{M_K}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}} \left( 1 - \cos \Theta - \frac{S}{S_K} \sin \Theta \right);$$

$$M_2 = \frac{2M_K}{\frac{S}{S_K} + \frac{S_K}{S}} \left( 1 - \cos \Theta + \frac{S}{S_K} \sin \Theta \right).$$

$\Delta M = M_1 - M_2 \neq 0$ , то есть имеет место синхронизация двух машин также, как и в ССВ с ВАМ (выражения для  $M_1$

и  $M_2$  аналогичны). Однако, в этом случае  $\Delta M$  очень мал, так как ССВ работает в области малых скольжений (см. графики  $M_1=f(\Theta)$  и  $M_2=f(\Theta)$  на рис. 4.43 для ССВ с ВАМ).

Практически при большей нагрузке одной из асинхронных машин синхронизирующего момента оказывается недостаточно для выравнивания скоростей, и эта машина «опрокидывается», то есть выйдет из режима синхронной работы и остановится, а вторая машина будет работать с добавочным сопротивлением в роторе, равным  $r_2$ .

## СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы автоматизированного электропривода: Учебн. пособие для вузов / М.Г. Чиликин, М.М. Соколов, В.М. Терехов, А.В. Шинянский - М.: Энергия, 1974. - 568 с.
2. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода: Учеб. для вузов. - 6-е изд., доп. и перераб. - М.: Энергоиздат, 1981, - 576 с.
3. Ключев В.И. Теория электропривода: Учебн. для вузов. - М.: Энергия, 1985. - 560 с.
4. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе. - 6-е изд. - М.: Энергия, 1977. - 400 с.
5. Преобразовательные устройства с инверсным регулированием напряжения: Учебн. пособие для вузов / А.Б. Зеленов, В.Т. Пилецкий, А.М. Гривко, В.С. Коцюбинский. - Киев: УМК ВО, 1992. - 128 с.
6. А.С. 345574 (СССР). Устройство для инверсного регулирования напряжения постоянного тока на двух последовательно включенных нагрузках / А.Б. Зеленов, А.М. Гривко. - Опубл. 14.07.72, Бюл. №22.
7. Шипило В.П. Автоматизированный вентильный электропривод. - М.: Энергия, 1969. - 400 с.

8. Зеленов А.Б. Выбор мощности электропривода механизмов прокатных станов: Учебн. пособие для вузов. – Киев: УМК ВО, 1990. – 200 с.
9. Квартальнов Б.В. Динамика автоматизированных электроприводов с упругими связями. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 88 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Предисловие</b>	3
<b>Введение</b>	5
<b>Глава первая. Механика электропривода</b>	19
1.1 Общие положения	19
1.2 Классификация статических моментов и сил сопротивления движению	23
1.3 Приведение статических моментов и усилий, моментов инерции и движущихся масс к одному движению при постоянном передаточном числе редуктора	29
1.4 Приведение статических моментов и усилий, моментов инерции и движущихся масс при меняющемся передаточном числе редуктора	37
1.5 Системы единиц в механике электропривода. Использование внесистемных единиц	42
1.6 Уравнение движения электропривода	45
1.7 Механическая часть электропривода как объект управления	66
1.8 Колебания системы электропривода с упруговязкими элементами при неустановившихся процессах	67
1.9 Уточненный учет потерь в передаточном устройстве	77
1.10 Расчет времени и углового пути, проходимого электроприводом при неустановившемся режиме работы	83
1.11 Потери энергии при пуске и торможении электропривода	92

1.12	Оптимальное передаточное число в электроприводе	104
	<b>Глава вторая. Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока в установившихся режимах работы</b>	116
2.1	Общие положения, допущения, определения и классификация	116
2.2	Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока с двигателями независимого возбуждения при двигательном режиме работы	128
2.3	Расчеты пусковых сопротивлений в цепи якоря двигателя с независимым возбуждением	139
2.4	Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока с двигателями независимого возбуждения при генераторных режимах работы	153
2.5	Переключения двигателя с независимым возбуждением при изменении его фазовых координат или параметров	167
2.6	Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока с двигателями последовательного и смешанного возбуждения при двигательном режиме работы	171
2.7	Расчет пусковых сопротивлений в цепи якоря двигателя с последовательным или смешанным возбуждением	188

2.8	Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока с двигателями последовательного и смешанного возбуждения при генераторных режимах работы	197
2.9	Электромеханические свойства электроприводов при потенциометрических схемах включения якоря двигателя с независимым возбуждением	212
2.10	Электромеханические свойства электроприводов постоянного тока при потенциометрических схемах включения якоря двигателя с последовательным возбуждением	226
	<b>Глава третья. Электромеханические свойства электроприводов переменного тока в установившихся режимах работы</b>	233
3.1	Электромеханические свойства электроприводов с асинхронными двигателями в двигательном режиме работы	233
3.2	Пуск асинхронных двигателей. Расчеты пусковых сопротивлений в статорных и роторных цепях	270
3.3	Электромеханические свойства электроприводов с асинхронными двигателями в генераторных режимах работы	281
3.4	Электромеханические свойства электроприводов с асинхронными двигателями при несимметричном напряжении	299
3.5	Электромеханические свойства элект-	

троп приводов с синхронными двигателями	305
3.6 Электромеханические свойства электро приводов с вентильными двигателями	319
<b>Глава четвертая. Электромеханические свойства взаимосвязанных электро приводов в установившихся режимах работы</b>	330
4.1 Определения и классификация	330
4.2 Электромеханические свойства многодвигательного электро привода	332
4.3 Вентильные инверсные преобразователи и их использование для выравнивания нагрузок в двухдвигательных электро приводах	351
4.4 Электромеханические свойства систем синхронного вращения типа «электрический вал»	367
<b>Список рекомендуемой литературы</b>	377