

К. Н. БОРИСОВ, В. Д. НАГОРСКИЙ

# ЭЛЕКТРОПРИВОД ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

## ОСНОВЫ АВИАЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

*Допущено  
Министерством высшего и среднего  
специального образования РСФСР  
в качестве учебника  
для авиационных вузов и факультетов*



ИЗДАТЕЛЬСТВО  
«МАШИНОСТРОЕНИЕ»

Москва 1967

---

---

Книга представляет собой учебник, в котором изложены основы теории автоматизированного электропривода механизмов и агрегатов, устанавливаемых на летательных аппаратах и на аэродромном оборудовании, приведена методика расчета и выбора типов электродвигателей для авиационных исполнительных механизмов, а также методика построения систем автоматического управления с применением различных устройств для регулирования скорости вращения двигателей, включая устройства на полупроводниковых приборах. В книге, кроме того, изложены теоретические основы релейно-контактных схем и программного управления, имеющего счетно-решающие устройства.

Книга рассчитана на студентов авиационных вузов электромеханической специальности, вместе с тем она будет полезна инженерам, работающим в области авиационного электрооборудования.

Иллюстр. 406. Табл. 6. Библиогр. 33 назв.

---

---

Рецензенты: кафедра электрооборудования ЛИАП  
и инж. М. А. Романов

---

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Сложность конструкции современных летательных аппаратов, увеличение их скоростей, а также комплексность ряда устройств, используемых на них, привели к широкому внедрению электрического привода.

Характерной особенностью авиационных электрических приводов является большое разнообразие их как по назначению и устройству, так и по принципу действия и режимам работы. Общими для них являются высокие требования к надежности действия в самых сложных условиях полета при весьма ограниченных размерах и весе.

В основу книги положен курс лекций по авиационным электроприводам. Для иллюстраций ряда теоретических положений приведены примеры различных устройств с электроприводом.

В главах 1—5 книги изложены основы механики привода, свойства двигателей постоянного и переменного тока, описаны практические приемы построения искусственных характеристик двигателей, рассмотрены энергетические соотношения при пусковых и тормозных режимах, а также электромеханические и тепловые процессы, дан расчет пусковых и тормозных сопротивлений для различных двигателей.

В главах 6—9 приведены краткие сведения о коммутационных устройствах и устройствах управления приводами, а также сведения из теории релейно-контактных схем, знание которых необходимо при проектировании электрических приводов.

Главы 10—12 посвящены регулированию скорости вращения электроприводов постоянного и переменного тока и управлению муфтами. Здесь описаны новые методы управления электроприво-

дами — с использованием полупроводниковых приборов и магнитных усилителей.

В 13-й главе представлены системы синхронного вала.

В главе 14 рассмотрены основные понятия об электроприводах с программным управлением, использующих счетно-решающие устройства.

Предисловие, введение книги, а также §§ 2.11—2.16, глава 4, §§ 5.10—5.12, §§ 10.1, 10.6—10.12, 10.26—10.30, главы 11, 12, 13 написаны В. Д. Нагорским, а глава 1, §§ 2.1—2.10, глава 3, §§ 5.1—5.9, главы 6, 7, 8, 9, §§ 10.2—10.5, 10.13—10.25, 10.31, глава 14 — К. Н. Борисовым.

Авторы выражают благодарность коллективу кафедры электрооборудования летательных аппаратов МАИ и рецензентам за помощь и советы в процессе работы над учебником.

Все критические замечания, пожелания по содержанию книги авторы просят направлять по адресу: Москва, К-51, Петровка, 24, издательство «Машиностроение».



---

## ВВЕДЕНИЕ

### Понятие о приводе механизмов летательных аппаратов

На летательных аппаратах — авиационных и космических — широко используются механизмы, для функционирования которых требуется затрата механической энергии. Так, например, на самолетах применяют триммеры, посадочные щитки, подвижные артустановки, стартеры для запуска газотурбинных двигателей и т. д. На ракетах имеются органы управления, топливные насосы, механизмы различных автоматических устройств и пр. Приведение в действие подобных механизмов может осуществляться при помощи гидравлических, пневматических или электрических устройств, называемых соответственно гидроприводами, пневмоприводами и электроприводами. Электропривод по сравнению с другими двумя получил на летательных аппаратах наибольшее распространение благодаря своей высокой надежности, простоте в эксплуатации и легкости введения автоматизации.

Электропривод представляет собой систему, тесно связанную конструктивно с исполнительным механизмом и состоящую из устройств:

- 1) преобразующих электрическую энергию в механическую;
- 2) служащих для преобразования механической энергии и передачи ее к исполнительным механизмам (редукторы);
- 3) управления.

Электропривод может быть двух видов — электродвигательный и электромагнитный. Наибольшее распространение на летательных аппаратах получил электродвигательный привод, электромагнитный привод применяется значительно реже: обычно в тех случаях когда требуются небольшие перемещения при сравнительно малых усилиях.

Примером электродвигательного привода может служить механизм убирающегося шасси. Механизм этот снабжен мощным эле

тродвигателем, довольно сложным передаточным устройством, состоящим из зубчатых, винтовых и других передач, и сравнительно простым управляющим устройством, в которое входят переключатели, контакторы, концевые и сигнальные выключатели и пр. Другим примером подобного электропривода может служить электропривод радиолокационной антенны. Здесь в отличие от первого случая используется сложная система управления, представляющая собой следящую систему большой точности и высокого быстродействия.

### **Краткая история развития электропривода**

Впервые электропривод как элемент управления машиной или механизмом появился еще в конце прошлого века в промышленности. По мере развития авиации электропривод начинают применять и на летательных аппаратах. Естественно, что в авиационном электроприводе первых лет был использован весь накопленный ранее опыт, однако развитие авиационного электропривода вследствие сугубо специфических требований, предъявляемых к авиационным установкам, пошло в дальнейшем иначе.

Развитие авиационной и ракетной техники характеризуется ростом скоростей, высот полета и увеличением полетного веса. Это заставило применять электропривод, как наиболее удобный по сравнению с другими видами привода. Одним из первых видов электропривода, нашедших в авиации широкое применение, явились электрические стартеры для запуска поршневых авиадвигателей. Использование электростартеров позволило не только облегчить раскрутку винтов мощных двигателей, что уже становилось невозможным осуществлять вручную, но и в значительной мере облегчило их эксплуатацию вообще. С появлением на самолетах гироскопических приборов электродвигатели стали применяться и для вращения гироскопов. Электродвигатели нашли применение и в агрегатах масло- и бензонасосов.

Однако до начала тридцатых годов как стечественные, так и иностранные конструкторы все еще не решались применять электрические приводы во многих ответственных самолетных механизмах. Считалось, что электропривод менее надежен и более сложен в эксплуатации, чем гидро- или пневмопривод.

Создание в 1939 г. отечественного пикирующего бомбардировщика конструкции Петлякова, на котором впервые была осуществ-

влена широкая электрификация различных механизмов, полностью опровергло это ошибочное мнение. Опыт эксплуатации самолета Пе-2 в годы Великой Отечественной войны показал, что электропривод отличается от гидропривода более высокой надежностью действия, менее подвержен влиянию окружающей среды, менее уязвим в боевых условиях и проще в эксплуатации. На самолете Пе-2 электроприводы использовались в механизмах выпуска закрылков, тормозных щитков, стабилизатора, триммеров, жалюзи радиаторов, в механизмах управления ВИШ, посадочных фар, аэрофотоаппаратах и в ряде других агрегатов. Уборка шасси на этом самолете осуществлялась с помощью электрогидравлического привода.

Разработка основных электромеханических агрегатов самолета Пе-2 велась под руководством инж. А. А. Енгибаряна, которым был предложен ряд оригинальных конструкций и систем электропривода.

В годы войны появились самолеты с агрегатами, на которых электропривод получил дальнейшее развитие. Среди них следует отметить следящий электропривод артиллерийских установок дальнего бомбардировщика «Летающая крепость» (США). Благодаря использованию такой системы была достигнута плавная регулировка скорости поворота артустановок, а также возможность точного слежения за целью. Все это в значительной мере повышало эффективность стрельбы самолетных артиллерийских установок. Автоматизированный электропривод получил применение также в системе управления авиационными двигателями самолета, в радиотехнических установках, в механизме для выпуска и уборки шасси, в агрегатах бензо- и маслонасосов, в бомбовых и грузовых лебедках и других устройствах.

В послевоенные годы с созданием новых типов самолетов очень остро встал вопрос об электрических стартерах для запуска газотурбинных авиадвигателей. Основная трудность здесь состояла в необходимости использования во много раз более мощных стартеров, чем для поршневых двигателей. Причем для таких самолетов требовалось создать автономные системы запуска, т. е. такие, которые можно было питать от бортовых источников электроэнергии. Для этих целей были созданы особые стартер-генераторы и специальные стартерные аккумуляторные батареи, которые успешно применяются и на современных самолетах.

Еще более широкое развитие в послевоенные годы получили си-

стемы следящего электропривода. В качестве примеров можно отметить электроприводы антенн радиолокационных прицелов, электропривод стабилизации платформ гироскопов, электропривод автоматического управления фотоаппаратами и др. При сверхзвуковых скоростях полета резко возросли аэродинамические силы, действующие на органы управления, а также возникли большие трудности в обеспечении устойчивости и управляемости самолетов. Все это также привело к необходимости применения автоматизированного электропривода в системах управления самолетов.

Большие запасы топлива на реактивных бомбардировочных самолетах, сосредоточенные в нескольких десятках баков, требовали создания специальной автоматизированной системы электроприводов подкачивающих топливных насосов, обеспечивающих такую последовательность расходования топлива из баков, при которой не нарушается центровка самолета.

В настоящее время электропривод на летательных аппаратах получает дальнейшее развитие. Уже применяется электропривод в различных автоматических устройствах, использующий полупроводниковые приборы, повышается быстродействие электроприводов.

### **Классификация электроприводов**

Характер статического сопротивления исполнительного механизма может быть различным, и по роду нагрузки различают потенциальные и реактивные моменты статического сопротивления. К потенциальным моментам относятся такие, которые могут вызвать движение исполнительного механизма, как например, моменты, обусловленные силой веса, аэродинамическими силами, силами упругой деформации и т. п. Потенциальные моменты действуют независимо от направления вращающего момента двигателя. К реактивным моментам статического сопротивления относятся моменты, которые не могут вызвать движение исполнительного механизма, как например, силы трения, силы неупругой деформации и т. п. Реактивные моменты сопротивления действуют противоположно вращающему моменту двигателя.

Моменты статического сопротивления определяются так называемой статической характеристикой исполнительного механизма.

Различают следующие статические характеристики исполнительных механизмов:

$$M_M = f(\omega); M_M = \varphi(\alpha); M_M = \psi(\alpha, \omega),$$

где  $\omega$  — угловая скорость, а

$\alpha$  — угловое перемещение исполнительного механизма.

В зависимости от конкретных условий использования механизма различают длительный, кратковременный и повторно-кратковременный режимы работы электроприводов.

Важнейшей частью любого электропривода является его двигатель. По виду двигателя различают электродвигательный и электромагнитный приводы.

Не одинаковы используемые в электроприводах способы передачи механической энергии, а также и способы управления электроприводами. В зависимости от способа передачи механической энергии от электродвигателя к исполнительному механизму различают электромеханический, электрогидравлический и электропневматический приводы.

По способу управления различают электроприводы с ручным управлением и с автоматическим.

Таким образом, исходя из сказанного, электроприводы можно классифицировать по разным признакам: по роду статической нагрузки на валу исполнительного механизма (под которой понимают моменты сопротивления, не зависящие от ускорения), по режиму работы, по виду двигателя, по виду системы передачи и по способу управления.

### **О требованиях, предъявляемых к электроприводам механизмов летательных аппаратов**

Электроприводы механизмов и агрегатов, различных летательных аппаратов должны нормально работать в весьма специфических условиях, зависящих как от типа летательного аппарата, так и от его назначения и условий использования, а также от особенностей механизма или агрегата, для которого предназначен электропривод. Условия, в которых работают электроприводы летательных аппаратов, обычно являются более сложными и разнообразными, чем условия работы наземных электроприводов. Разнообразие этих условий не позволяет также сформулировать единые требования, предъявляемые к электроприводам всех летательных аппаратов.

К электроприводам механизмов сверхзвуковых самолетов предъявляются следующие общие требования:

— высокая эффективность электропривода, позволяющая полностью использовать свойства самолета и максимально облегчить

работу летно-технического состава при эксплуатации и обслуживании самолета;

— высокая надежность в течение всего срока службы как на земле (при взлете, при посадке и при рулежке самолета), так и в полете;

— нормальное функционирование электропривода в любое время суток и года, при различных скоростях полета — от минимальной до максимальной, на различной высоте у земли и на всех высотах до потолка самолета, при различных эволюциях самолета, в любых метеорологических условиях;

— минимально возможные габариты и вес;

— простота и безопасность обслуживания, эксплуатации и ремонта, взаимозаменяемость отдельных деталей и агрегатов, возможность введения автоматического контроля за исправностью электропривода;

— простота монтажа и демонтажа на самолете;

— защищенность от пыли, песка и влаги;

— устойчивость работы электропривода в условиях магнитных и электрических полей, возникающих на самолете. Наличие защитных устройств, предотвращающих вредное влияние на другие устройства магнитных и электрических полей, создаваемых электроприводом.

Наряду с этими основными требованиями, к приводам отдельных исполнительных механизмов сверхзвуковых самолетов предъявляются и более специфические требования. Так, например, к стартерам для запуска авиадвигателей предъявляется требование экономного потребления энергии; некоторые приводы (например, привод механизма убирающегося шасси) должны нормально работать при потенциальных статических нагрузках.

Большинство авиационных исполнительных механизмов приводится в действие автоматизированными электроприводами.

Применительно к разным типам летательных аппаратов требования могут существенно отличаться. Так, для маловысотных самолетов отпадает требование работы электроприводов при большой разреженности атмосферы; на вертолетах — работа при больших линейных ускорениях; к электроприводам космических летательных аппаратов предъявляется требование работы в условиях глубокого вакуума, электроприводы ракет должны выдерживать большие перегрузки и т. д.

---

## Глава 1

### ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ МЕХАНИКИ ПРИВОДА

Электродвигатель, приводящий в движение исполнительный механизм, преодолевает противодействующие моменты.

Зависимость между моментом, развиваемым двигателем, и противодействующими моментами выражается основным уравнением движения, которое для вращательного движения имеет следующий вид:

$$\pm M_d \mp M_c = \pm J \frac{d\omega}{dt} \pm \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ(\alpha)}{d\alpha}, \quad (1.1)$$

где  $M_d$  — момент, развиваемый электродвигателем, в  $\text{н} \cdot \text{м}$ ;  
 $M_c$  — момент сопротивления исполнительного механизма, приведенный к валу двигателя, в  $\text{н} \cdot \text{м}$ ;  
 $J$  — момент инерции всей кинематической системы, приведенный к валу электродвигателя, в  $\text{кг} \cdot \text{м}^2$ ;  
 $\omega$  — угловая скорость вращения электродвигателя в  $1/\text{сек}$ ;  
 $t$  — время в  $\text{сек}$ ;  
 $\alpha$  — угол поворота исполнительного механизма;  
 $\frac{d\omega}{dt}$  — угловое ускорение в  $1/\text{сек}^2$ ;  
 $J \frac{d\omega}{dt} = M_d$  — динамический момент в  $\text{н} \cdot \text{м}$ .

Так как подавляющее большинство исполнительных механизмов имеет постоянный момент инерции, то

$$\frac{\omega^2}{2} \frac{dJ(\alpha)}{d\alpha} = 0$$

и основное уравнение будет иметь вид

$$\pm M_d \mp M_c = \pm J \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.2)$$

Приведенное основное уравнение движения электропривода позволяет исследовать поведение всего электропривода во времени.

С качественной стороны оценить поведение электропривода можно следующим образом. Если  $M_d = M_c$ , то  $J \frac{d\omega}{dt} = 0$ , но так как  $J \neq 0$ , то  $\frac{d\omega}{dt} = 0$ , что соответствует либо постоянной скорости, либо состоянию покоя. При  $M_d > M_c$  или  $M_d < M_c$  получим ускорение или замедление движения. Для количественной оценки поведения электропривода полное решение этого уравнения будет дано в гл. 3 после рассмотрения основных положений механики и свойств электродвигателей.

В случае поступательного движения, примером которого служит электромагнитный привод, основное уравнение движения может быть записано по аналогии с предыдущим:

$$F_s - F_c = m \frac{dV}{dt},$$

где  $F_s$  — сила тяги электромагнита в н;

$F_c$  — противодействующая сила, приведенная к оси электромагнита, в н;

$m$  — масса всей движущей системы, приведенная к оси электромагнита, в кг;

$\frac{dV}{dt}$  — линейное ускорение в м/сек<sup>2</sup>.

Для этого уравнения следуют те же выводы, которые были сделаны в отношении уравнения вращательного движения.

## § 1.1. ПОСТРОЕНИЕ НАГРУЗОЧНЫХ ДИАГРАММ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МЕХАНИЗМОВ

Не затрагивая в полном объеме вопрос об определении моментов сопротивления исполнительных механизмов, отметим только, что усилие или момент на валу многих исполнительных механизмов, зависящий от различных параметров, характеризующих механизм, можно выразить математически. Так, например, для некоторых вращательно-движущихся механизмов зависимость момента сопротивления  $M_m$  от скорости имеет следующий вид:

$$M_m = M_t + (M_{m,n} - M_t) \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^x,$$

где  $M_m$  — момент сопротивления на валу исполнительного механизма;

$M_t$  — момент сопротивления при  $\omega = 0$  («момент трогания»);

$M_{m,n}$  — момент сопротивления при установившемся движении (при номинальном режиме);

$\omega$  — угловая скорость;



$\omega_n$  — установившаяся скорость вращения;

$x$  — показатель степени, характеризующий вид нагрузки (определяется опытным путем).

Если  $M_m = f(\omega) = \text{const}$ , например, в грузоподъемных лебедках, то  $x=0$  и момент  $M_m = M_{m,n}$  не зависит от скорости вращения (рис. 1.1). При  $x=1$   $M_m$  изменяется пропорционально скорости. Примером такого рода может служить натяжение пружины (рис. 1.1). Работа вентилятора определяется показателем  $x=2$ . В механизмах поступательного движения усилие характеризуется уравнением такого же вида, только вместо моментов будут силы, а вместо  $\omega$  — линейная скорость  $V$ .

У многих механизмов момент на валу зависит от перемещения, скорости и т. п. или является функцией одновременно нескольких аргументов. В таких случаях трудно найти общее математическое выражение для определения момента сопротивления, и тогда приходится прибегать к другим методам определения этого момента (графическим, графоаналитическим). Когда и это сделать трудно, то характеристики снимают опытным путем или строят их на основе аналогии конструкций.

В качестве примера построим нагрузочную диаграмму (диаграмму статических усилий) исполнительного механизма уборки шасси, выражаемую зависимостью усилия от перемещения  $F_m = f(l)$ .

На рис. 1.2 представлена кинематическая схема этого механизма. На схеме показано, что стойка, вращаясь вокруг шарнира  $E$ , будет под действием усилия, приложенного к штоку, убираться вверх. При этом усилие  $F_m$  должно быть больше суммарного противодействующего усилия.

Суммарное усилие, возникающее на тяге  $F_m$ , может быть определено, если известны вес стойки шасси, положение ее центра тяжести, а также вертикальное ускорение самолета, создающее дополнительную нагрузку на стойку в момент ее уборки, и определены (по известным коэффициентам  $c_x$  и  $c_y$  и площади миделевого сечения стойки шасси) усилия от воздушного потока.

Определим, как изменяются усилия  $F_m$  на выходном штоке, на который действует вес стойки во время подъема шасси при различных положениях перемещающегося штока ( $l$ ) с учетом перегрузки самолета.

Исходя из закона сохранения энергии, мы можем написать, что работа по перемещению стойки вверх на высоту  $\Delta h$  (если пренебречь потерями в шарнирах) должна равняться произведению силы

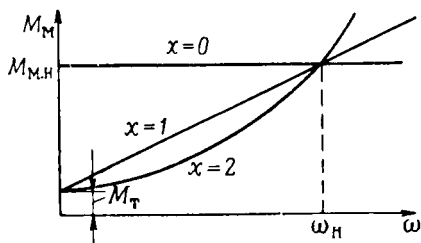


Рис. 1.1. График зависимости  $M_m = f(\omega)$  при  $x=0$ ;  $x=1$ ;  $x=2$

$F_M$ , приложенной к штоку, на величину перемещения штока  $\Delta l$ . Для небольших перемещений можно считать

$$kG\Delta h = F_M\Delta l,$$

где  $G$  — вес стойки;

$k$  — коэффициент перегрузки (больше единицы).

Откуда

$$F_M = kG \frac{\Delta h}{\Delta l}.$$

Будем считать, что центр тяжести стойки с суммарным весом сосредоточен в точке  $O$  (в центре колеса).

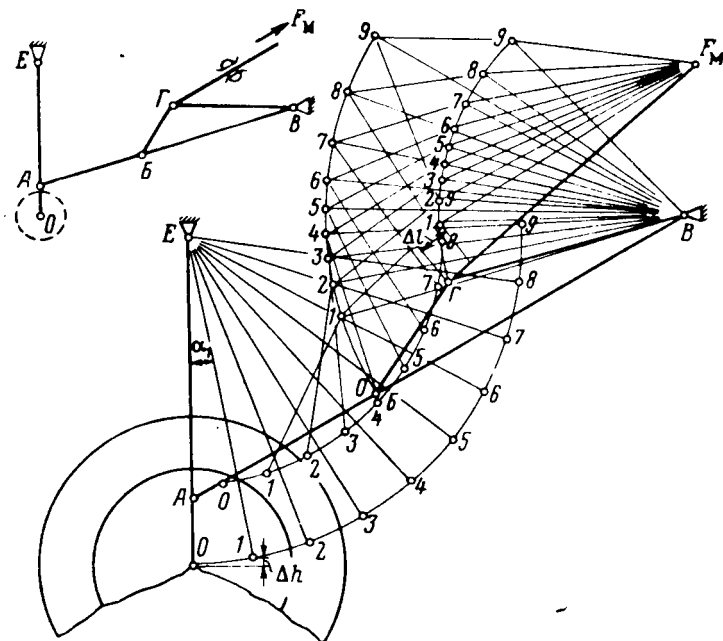


Рис. 1. 2. Кинематическая схема механизма уборки шасси

Далее определяем  $\Delta h$  и  $\Delta l$  для разных углов поворота стойки шасси (см. рис. 1. 2 точки 1—9), а затем строим характеристики  $h=f(\alpha)$  и  $l=\varphi(\alpha)$ . Эти графики показаны во втором и третьем квадрантах рис. 1. 3.

В первом квадранте по характеристикам  $h=f(\alpha)$  и  $l=\varphi(\alpha)$  строим характеристику  $h=\psi(l)$ . Дифференцируя кривую  $h=\psi(l)$ , получим зависимость  $\frac{dh}{dl} = f_1(l)$ . Но так как усилие на выходном валу исполнительного механизма  $F_M = kG \frac{dh}{dl}$ , то достаточно ординаты  $dh/dl$

умножить на суммарный вес стойки и коэффициент перегрузки, чтобы получить нагрузочную характеристику исполнительного механизма как функцию перемещения штока.

При более точных расчетах необходимо определить вес и центр тяжести каждого отдельного звена механизма и проделать построение нагрузочной диаграммы для каждого из звеньев, а затем все усилия просуммировать. В итоге получим результирующую ха-

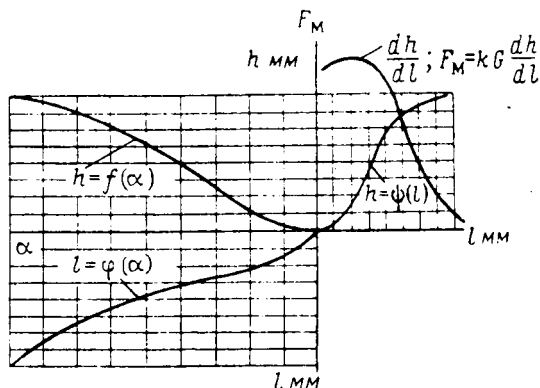


Рис. 1.3. Построение нагрузочной диаграммы исполнительного механизма

рактеристику  $F_M = \gamma(l)$ . Точно так же строятся по известным коэффициентам  $c_x$  и  $c_y$  нагрузочные диаграммы исполнительного механизма, отображающие действие аэродинамических сил. После построения отдельных характеристик строится результирующая суммарная нагрузочная характеристика исполнительного механизма, которая используется при определении мощности двигателя.

Если в механизме электропривода приходится иметь дело не с усилием  $F_M = \gamma(l)$ , а с моментом вращения  $M_M$ , то нагрузочная диаграмма исполнительного механизма должна быть построена как функция угла вращения  $M_M = \varphi_1(\alpha)$ .

## § 1.2. ПРИВЕДЕНИЕ МОМЕНТОВ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЛИ УСИЛИЯ К ОДНОЙ ОСИ

После определения момента сопротивления исполнительного механизма  $M_M$  (или статического усилия  $F_M$ ) момент  $M_M$  приводят к валу двигателя (иногда, наоборот, момент двигателя  $M_d$  приводят к валу исполнительного механизма). Связь между приведенным моментом  $M_c$  и  $M_M$  (а также между  $M_c$  и  $F_M$ ) устанавливается на основании закона сохранения энергии. Если энергия или мощ-

ность передаются от двигателя к исполнительному механизму (рис. 1.4), то

$$P_c = \frac{P_m}{\eta},$$

где  $P_m$  — мощность на валу исполнительного механизма;

$P_c$  — мощность на валу электродвигателя;

$\eta$  — коэффициент полезного действия передачи от электродвигателя к исполнительному механизму.

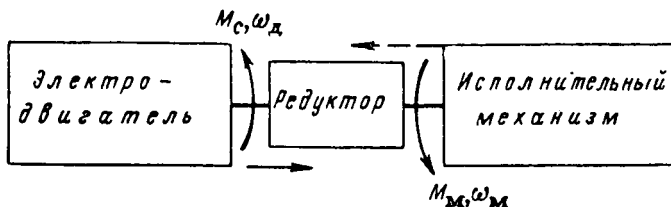


Рис. 1.4. Схема передачи энергии от двигателя к исполнительному механизму

Так как  $P_c = M_c \omega_d$ , а  $P_m = M_m \omega_m$ ,

то

$$M_c \omega_d = \frac{M_m \omega_m}{\eta},$$

откуда

$$M_c = \frac{M_m \omega_m}{\eta \omega_d},$$

или

$$M_c = \frac{M_m}{\eta i},$$

где  $\omega_d$ ;  $\omega_m$  — угловые скорости двигателя и исполнительного механизма;

$i = \frac{\omega_d}{\omega_m}$  — передаточное отношение.

Учитывая, что передача состоит из ряда звеньев с передаточными отношениями  $i_1, i_2, i_3 \dots i_n$  и коэффициентами полезного действия  $\eta_1, \eta_2, \eta_3 \dots \eta_n$ , получим

$$M_c = \frac{M_m}{i_1 i_2 i_3 \dots i_n \cdot \eta_1 \eta_2 \eta_3 \dots \eta_n}. \quad (1.3)$$

В случае передачи энергии или мощности от исполнительного механизма к двигателю

$$\frac{P_c}{\eta} = P_m.$$

Пользуясь теми же рассуждениями, что и при выводе формулы (1.3), получим значение момента сопротивления, приведенного к валу электродвигателя,

$$M_c = M_m \frac{\eta_1 \eta_2 \eta_3 \dots \eta_n}{i_1 i_2 i_3 \dots i_n}, \quad (1.4)$$

т. е. значения коэффициентов полезного действия передачи от исполнительного механизма к электродвигателю в этом случае входят в числитель. Строго говоря, коэффициент полезного действия, приведенный в формуле 1.4, отличается от коэффициента полезного действия в формуле 1.3. В наших рассуждениях будем считать эти коэффициенты равными.

При приведении усилий поступательного движения  $F_m$  к вращающим моментам  $M_c$  рассуждение ведется точно так же:

$$P_c = \frac{P_m}{\eta}, \quad M_c \omega_d = \frac{F_m V}{\eta},$$

откуда

$$M_c = \frac{F_m V}{\eta \omega_d} \quad \text{или} \quad M_c = \frac{F_m}{i \eta}, \quad (1.5)$$

где  $V$  — скорость поступательного движения;

$i = \frac{\omega_d}{V}$  — передаточное отношение, имеющее размерную величину  $\frac{1}{M}$ .

В случае передачи энергии от исполнительного механизма к электродвигателю

$$M_c = \frac{F_m}{i} \eta. \quad (1.6)$$

Во всех случаях при приведении момента сопротивления требуется знать коэффициент полезного действия редуктора, который не постоянен и зависит от многих факторов.

### § 1.3. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ РЕДУКТОРА

Мощность электродвигателя выражается формулой

$$P = c \omega_d D^2 l,$$

где  $c$  — постоянная машины;

$\omega_d$  — угловая скорость двигателя;

$D$  — диаметр якоря двигателя;

$l$  — длина якоря двигателя.

Произведение  $D^2 l$  пропорционально объему, а следовательно, весу машины. Уменьшение объема (веса) машины приводит к увеличению ее скорости. По этой причине самолетные электродвигатели

тели изготавливаются высокоскоростными, скорость которых достигает нескольких тысяч радиан в секунду.

С другой стороны, большинство исполнительных механизмов требует малого числа оборотов (механизмы закрылков, триммеров и т. д.), вследствие чего между высокоскоростным двигателем и исполнительным механизмом приходится устанавливать редуктор. Тип и конструкция передачи выбирается в каждом конкретном случае исходя из условий работы механизма. Иногда передаточное

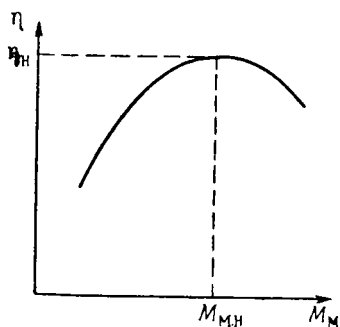


Рис. 1.5. Зависимость  $\eta = f(M_M)$

отношение в таком редукторе достигает нескольких десятков тысяч (см. § 8.15).

Наличие редукторов неизбежно уменьшает коэффициент полезного действия механизмов. Так, в некоторых механизмах этот коэффициент достигает до 10—20% и даже ниже. Коэффициент полезного действия редуктора зависит от многих факторов: величины момента, качества изготовления передачи, состояния смазывающих масел, температуры окружающей среды и т. д. На рис. 1.5 представлена зависимость к. п. д. редуктора от момента на валу исполнительного механизма.

Учет потерь в редукторе, особенно при переменной нагрузке, является одной из трудных задач. Пользоваться в расчетах значением к. п. д. удобно, когда передаваемый момент постоянен или когда можно хотя бы приблизительно оценивать диапазон изменения момента и на основании этого с известной точностью задаваться значением к. п. д. Однако на практике, когда момент сопротивления входит в расчет величиной переменной, к. п. д. редуктора часто заменяют моментом трения в передаче. Наиболее рациональным методом учета потерь в передаче является метод, разработанный С. А. Прессом и И. Н. Казанцевым, основывающийся на понятии момента трения в редукторе.

Момент, соответствующий потерям на трение, может быть представлен в виде  $M_{тр} = f(M_M)$  (рис. 1.6).

$$M_{тр} = M_{пост} + M_{пер},$$

где  $M_{пост} = aM_{M.H}$  — постоянный момент трения;

$M_{пер} = bM_M$  — переменный момент трения;

$M_M$  — момент нагрузки исполнительного механизма;

$M_{M.H}$  — номинальный момент исполнительного механизма;

$a$  — коэффициент постоянных потерь;

$b$  — коэффициент переменных потерь.

Связь между к. п. д и моментом трения определяется формулой

$$\eta = \frac{M_{\text{м}}}{M_{\text{м}} + M_{\text{пост}} + M_{\text{пер}}}.$$

Зная номинальный к. п. д. передачи  $\eta_{\text{н}}$ , определяем номинальный момент трения

$$M_{\text{тр.н}} = M_{\text{м.н}} \left( \frac{1 - \eta_{\text{н}}}{\eta_{\text{н}}} \right).$$

На рис. 1.7 приведена зависимость коэффициента постоянных потерь от номинального значения к. п. д. зубчатой передачи. Зная

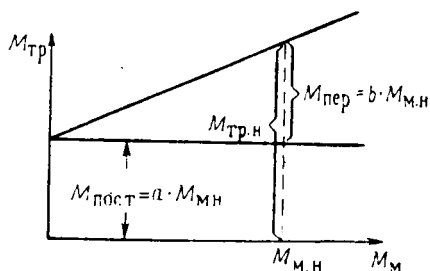


Рис. 1.6. Зависимость момента трения в редукторе от момента сопротивления

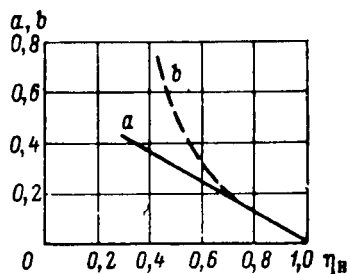


Рис. 1.7. Зависимость постоянного и переменного коэффициентов потерь от значения к. п. д.

этот к. п. д и определив коэффициент  $a$  по графику, постоянный и переменный моменты трения можно найти:

$$M_{\text{пер}} = M_{\text{тр.н}} - M_{\text{пост}} = M_{\text{тр.н}} - a M_{\text{м.н}}.$$

Переменный момент трения в зависимости от  $M_{\text{м}}$  будет

$$M_{\text{пер}} = M_{\text{пер.н}} \frac{M_{\text{м}}}{M_{\text{м.н}}} = M_{\text{пер.н}} k_3,$$

где  $k_3 = \frac{M_{\text{м}}}{M_{\text{м.н}}}$  — коэффициент нагрузки.

Приведенный момент определяется как сумма

$$M_{\text{с}} = \frac{M_{\text{м}}}{i} + M_{\text{пост}} + M_{\text{пер}}.$$

#### § 1.4. ПРИВЕДЕНИЕ МОМЕНТОВ ИНЕРЦИИ ИЛИ МАХОВЫХ МАСС К ОДНОЙ ОСИ

В общем случае момент инерции может быть отнесен к любой угловой скорости рассматриваемой кинематической системы. В основном уравнении движения момент инерции всей кинематической системы является приведенным. Под приведенным моментом инер-

ции здесь понимают момент инерции всей кинематической системы, отнесенный к угловой скорости двигателя. Это приведение основывается на законе сохранения энергии. Для примера, изображенного на рис. 1.8, кинетическая энергия всех вращающихся масс рассматриваемой системы может быть представлена в виде суммы

$$\frac{J_p \omega_d^2}{2} + \frac{J_1 \omega_d^2}{2} + \frac{(J_2 + J_3) \omega_1^2}{2} + \frac{J_4 \omega_2^2}{2} + \dots$$

Сумма кинетических энергий системы составляет суммарную кинетическую энергию на валу двигателя  $J \frac{\omega_d^2}{2}$ , т. е.

$$J \frac{\omega_d^2}{2} = \frac{J_p \omega_d^2}{2} + \frac{J_1 \omega_d^2}{2} + \frac{(J_2 + J_3) \omega_1^2}{2} + \frac{J_4 \omega_2^2}{2} + \dots$$

Разделив все члены уравнения на  $\omega_d^2/2$ , находим

$$J = J_p + J_1 + \frac{(J_2 + J_3) \omega_1^2}{\omega_d^2} + \frac{J_4 \omega_2^2}{\omega_d^2} + \dots$$

Так как  $\frac{\omega_d}{\omega_n} = i_n$ , то величина приведенного момента инерции окончательно может быть определена как

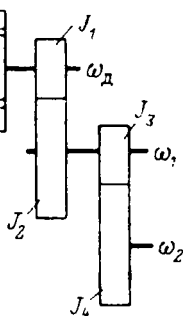
$$J = J_p + J_1 + \frac{J_2 + J_3}{i_1^2} + \frac{J_4}{i_2^2} + \dots \quad (1.7)$$

Здесь  $J_p, J_1, J_2, J_3 \dots$  — моменты инерции ротора и соответственно отдельных звеньев кинематической системы. Момент инерции отдельных звеньев можно определить, воспользовавшись соответствующим каталогом или справочником.

В теории электропривода вместо понятия момента инерции  $J$  часто пользуются понятием махового момента, обозначаемым  $GD^2$ . Величина момента инерции связана с маховым моментом следующим образом:

$$J = mQ^2 = \frac{G}{g} \frac{D^2}{4} = \frac{GD^2}{4g}, \quad (1.7a)$$

Рис. 1.8. Кинематическая схема для примера приведения моментов инерции



где  $m$  — масса вращающегося тела, равная весу тела, деленному на ускорение силы тяжести;

$Q$  — радиус инерции;

$D$  — диаметр инерции.



Следовательно, маховой момент

$$GD^2 = 4gJ.$$

Если  $J$  выражено в  $\text{кг} \cdot \text{м}^2$ , то  $GD^2$  получим в  $\text{н} \cdot \text{м}^2$ . Очевидно, что для приведения маховых моментов системы можно написать выражение, аналогичное выражению для моментов инерции:

$$GD^2 = (GD^2)_p + (GD^2)_1 \frac{1}{i_1^2} + \frac{(GD^2)_2 + (GD^2)_3}{i_2^2} + \dots$$

Из этой формулы следует, что если передаточное отношение  $i$  значительно больше единицы ( $i \gg 1$ ), то приведенный маховой момент составит  $(1,1 \div 1,4) GD_p^2$ , что значительно упрощает во многих случаях определение  $GD^2$ .

Так как

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} = \frac{\pi n}{30},$$

то основное уравнение (1.1) при введении маховых моментов и оборотов двигателя будет иметь вид

$$M_d - M_c = J \frac{d\omega}{dt} = \frac{GD^2}{4g} \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{dt} \quad (1.8)$$

или

$$M_d - M_c = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}, \quad (1.8a)$$

где  $n$  — обороты двигателя (внесистемная единица).

Если маховой момент переменный, то

$$M_d - M_c = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} + \frac{n^2}{7200} \frac{d(GD^2)}{da}. \quad (1.9)$$

Как уже отмечалось, значения маховых моментов отдельных звеньев даются в каталогах и справочниках. При отсутствии справочных данных маховой момент может быть определен опытным путем одним из известных методов: методом крутильных колебаний, маятниковых колебаний, методом падающего груза, свободного выбега и др.

#### § 1.5. ПРИВЕДЕНИЕ МОМЕНТОВ ИНЕРЦИИ И МАХОВЫХ МАСС ПОСТУПАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ К ВРАЩАТЕЛЬНОМУ И ОБРАТНОЕ ПРИВЕДЕНИЕ

Приведение маховых масс осуществляется так, как это указывалось выше, т. е. на основании уравнения кинетической энергии.

Если в рассматриваемой системе имеются как вращающиеся, так и поступательно движущиеся части, то сумма кинетических энергий будет равна

$$J \frac{\omega_d^2}{2} = J_p \frac{\omega_d^2}{2} + J_1 \frac{\omega_d^2}{2} + J_2 \frac{\omega_d^2}{2} + \dots + m \frac{V^2}{2}, \quad (1.10)$$

откуда

$$J = J_p + J_1 + \frac{J_2}{i_1^2} + \dots + \frac{mV^2}{\omega_d^2}.$$

Последний член  $mV^2/\omega_d^2$  представляет собой приведенную к вращательному движению поступательно движущуюся массу.

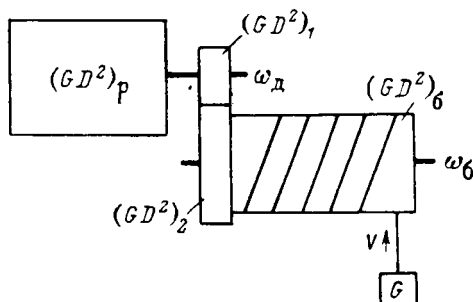


Рис. 1.9. Кинематическая схема для примера приведения маховых масс

При приведении моментов инерции от вращательного движения к поступательному будем иметь

$$m_{пр} \frac{V^2}{2} = J_p \frac{\omega_d^2}{2} + J_1 \frac{\omega_d^2}{2} + J_2 \frac{\omega_1^2}{2} + \dots + m \frac{V^2}{2}$$

или

$$m_{пр} = J_p \left( \frac{\omega_1}{V} \right)^2 + J_1 \left( \frac{\omega_1}{V} \right)^2 + J_2 \left( \frac{\omega_1}{V} \right)^2 + \dots + m.$$

Здесь  $m$  — масса поступательно движущихся частей системы;  
 $m_{пр}$  — масса всей системы, приведенная к поступательному движению;

$J \left( \frac{\omega_n}{V} \right)^2 = m'$  — эквивалентная масса, которая по своему значению численно равна моменту инерции, приведенному к поступательному движению.

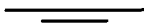
**Пример.** Определить суммарный маховый момент всех вращающихся и прямолинейно движущихся частей электропривода (рис. 1.9). Приведение сделать к валу двигателя.

На основе ранее приведенных рассуждений можно записать:

$$GD^2 = (GD^2)_p + (GD^2)_1 + \frac{(GD^2)_2 + (GD^2)_6}{i_1^2} + \frac{4gmV^2}{\omega_d^2}.$$

Заметим, что во всех приведенных нами примерах не учитывались потери в передачах. Это объясняется тем, что общего инженерного решения, позволяющего учитывать потери в механических передачах электропривода, не существует. Однако опыт показывает, что пренебрежение этими потерями в некоторых случаях может привести к значительным ошибкам при определении величины динамического момента.

В самолетных системах, где передаточные отношения велики, в формулах приведения к. п. д. не учитывают.



---

---

## Глава 2

### СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

#### § 2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Нормальная работа исполнительного механизма может быть обеспечена лишь в том случае, если двигатель его обладает не только достаточной мощностью, но и соответствующей механической характеристикой. Механическая характеристика может быть представлена как зависимость

$$\omega_d = f(M_d).$$

Электродвигатели разных типов имеют различную жесткость механической характеристики (под жесткостью характеристики понимают отношение  $\beta = -\frac{\Delta M}{\Delta \omega}$ ). По этому признаку их делят на три группы:

1. Двигатели с абсолютно жесткой механической характеристикой, т. е. с постоянной скоростью вращения, не зависящей от нагрузки на валу, например синхронные, гистерезисные.

2. Двигатели с жесткой характеристикой, т. е. со сравнительно небольшим уменьшением скорости вращения при увеличении нагрузки. К этой группе относятся двигатели постоянного тока с независимым возбуждением, параллельного возбуждения и асинхронные двигатели.

3. Двигатели с мягкой характеристикой, т. е. с относительно большим уменьшением скорости вращения при увеличении момента на валу. К этой группе относятся двигатели с последовательным возбуждением, а также другие типы двигателей постоянного тока, в случае, если якорная цепь их имеет повышенное сопротивление.

#### § 2.2. ОТНОСИТЕЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Для оценки и сравнения между собой двигателей электропривода (в режиме пуска, торможения и т. д.) часто пользуются не абсолютными, размерными, величинами, а относительными, безразмерными. Относительная величина определяется как отношение той

или другой абсолютной величины к подобной же абсолютной величине, принятой в качестве базовой. Очевидно, что относительные значения базовых величин равны единице.

В теории электропривода за базовые часто берутся номинальные величины. Так, за относительную величину напряжения принимают напряжение

$$v = \frac{U}{U_n}$$

или в процентах

$$v\% = \frac{U}{U_n} 100\%;$$

относительная величина тока  $\iota = \frac{I}{I_n}$

или в процентах

$$\iota \% = \frac{I}{I_n} 100\%;$$

относительная величина момента двигателя равна

$$\mu = \frac{M}{M_n}$$

или в процентах

$$\mu \% = \frac{M}{M_n} 100\%;$$

относительная скорость вращения двигателя

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

или в процентах

$$v\% = \frac{\omega}{\omega_0} 100\%;$$

скольжение асинхронного двигателя

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = 1 - v$$

или в процентах

$$s\% = 100 - v\%.$$

За базовую величину скорости в асинхронных двигателях принимают синхронную скорость  $\omega_0$ . В двигателях с параллельным возбуждением — скорость идеального холостого хода ( $\omega_0$ ), а в двигателях последовательного и смешанного возбуждений — номинальную скорость  $\omega_n$ .

Относительная величина сопротивления якоря выражается как

$$Q = \frac{r_{\text{я}}}{r_{\text{н}}}$$

или в процентах

$$Q \% = \frac{r_{\text{я}}}{r_{\text{н}}} 100 \%,$$

где  $r_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}}.$

Из последнего соотношения можно вывести

$$Q = \frac{r_{\text{я}}}{r_{\text{н}}} = \frac{U/I}{U_{\text{н}}/I_{\text{н}}} = \frac{v}{i},$$

или

$$Q \% = \frac{v}{i} 100 \%.$$

### § 2.3. СВОЙСТВО ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При подключении электродвигателя постоянного тока к сети с напряжением  $U$  баланс напряжений в цепи якоря в переходный момент будет определяться согласно второму закону Кирхгофа следующим уравнением (рис. 2.1):

$$U = e + i_{\text{я}} r_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}. \quad (2.1)$$

При установившемся процессе ( $\frac{di_{\text{я}}}{dt} = 0$ ), когда индуктированная в якоре э. д. с.  $e = E$  и ток в якорной цепи  $i_{\text{я}} = I_{\text{я}}$ , уравнение (2.1) принимает вид

$$U = E + I_{\text{я}} r_{\text{я}}. \quad (2.2)$$

Здесь  $E$  — э. д. с., наводимая в обмотке якоря двигателя;

$r_{\text{я}}$  — сопротивление обмотки якоря;

$L_{\text{я}}$  — индуктивность обмотки якоря.

В двигателях последовательного и смешанного возбуждения сопротивление якорной цепи следует считать не  $r_{\text{я}}$ , а  $R_{\text{я}} = r_{\text{я}} + r_{\text{о.в.}}$ , а под  $L_{\text{я}}$  следует считать значение индуктивности обмотки якоря и последовательно соединенной с ней обмотки возбуждения.

Э. д. с., наводимая в двигателе, пропорциональна потоку двигателя и скорости вращения якоря, т. е.

$$E = c_e \Phi \omega. \quad (2.3)$$

Входящий в формулу коэффициент  $c_e$  определяется конструкцией двигателя и может быть выражен как

$$c_e = \frac{pN}{2\pi a},$$

где  $a$  — число параллельных ветвей обмотки якоря;

$p$  — число пар полюсов;

$N$  — число активных проводников обмотки якоря;

$\Phi$  — магнитный поток одного полюса.

В двигателях с параллельным возбуждением часто принимают  $\Phi = \text{const}$ , поэтому э. д. с. двигателя  $E = c_e \Phi \omega$  заменяют выражением  $E = k_e \omega$ , где  $k_e = c_e \Phi$  — коэффициент пропорциональности, связывающий э. д. с. двигателя со скоростью вращения  $\omega$ . Величину  $k_e$  для этого типа двигателей можно определить по его паспортным данным. Для номинального потока двигателя и известных  $r_{я}$ ,  $I_{я.н}$ ,  $\omega_n$  и  $U_n$  коэффициент

$$k_e = \frac{U_n - I_{я.н} r_{я}}{\omega_n} = \frac{E_n}{\omega_n}, \quad (2.4)$$

где  $E_n = U_n - I_{я.н} r_{я}$  — э. д. с., создаваемая в двигателе при  $\omega = \omega_n$ .

В двигателях последовательного и смешанного возбуждений магнитный поток зависит от тока якоря, а поэтому коэффициент пропорциональности  $k_e$  является величиной переменной, также зависящей от тока якоря, и определяется он по естественной механической характеристике двигателя, что будет подробнее пояснено в дальнейшем. Если в формуле (2.4) вместо угловой скорости  $\omega_n$  подставить число оборотов в минуту  $n_n$ , то коэффициент  $k_e$  будет численно другим. Чтобы отличать этот коэффициент от  $k_e$ , обозначим его как

$$k'_e = \frac{U_n - I_{я.н} r_{я}}{n_n} = \frac{E_n}{n_n}, \quad (2.5)$$

причем соотношение  $k'_e$  к  $k_e$ , как видно из сравнения формул (2.5)

и (2.4), равно  $\frac{k'_e}{k_e} = \frac{\omega_n}{n_n}$ , или, учитывая, что  $\omega_n = \frac{2\pi n_n}{60} = \frac{\pi n_n}{30}$ , получим

$$\frac{k'_e}{k_e} = \frac{\pi}{30},$$

или

$$k'_e = \frac{\pi}{30} k_e. \quad (2.6)$$

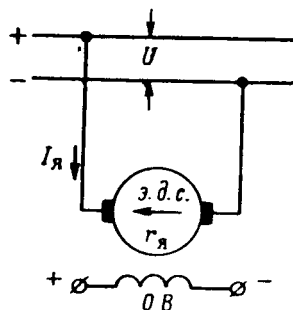


Рис. 2.1. Принципиальная электрическая схема двигателя постоянного тока

В зависимости от выбора системы единиц, используемых при анализе, выбирают и соответствующие коэффициенты  $k_e$  или  $k'_e$ . Поскольку последующее изложение идет с использованием международной системы единиц СИ, то в дальнейшем в формулах применен коэффициент  $k_e$ . При использовании внесистемных единиц делаются специальные оговорки.

Умножая уравнение (2.2) на ток  $I_{я}$ , можно получить баланс мощностей в якорной цепи:

$$UI_{я} = EI_{я} + I_{я}^2 r_{я}.$$

Здесь  $UI_{я} = P_1$  — мощность, потребляемая двигателем из сети;

$I_{я}^2 r_{я} = \Delta P$  — потери мощности в обмотке якоря;

$E I_{я} = P_e$  — электромагнитная мощность двигателя; иногда ее приравнивают к механической мощности, развиваемой двигателем, в предположении, что механические потери и потери в стали равны нулю.

На рис. 2.2 приведены кривые, показывающие, как изменяются эти три вида мощности в зависимости от величины тока якоря  $I_{я}$ .

Точка А соответствует режиму короткого замыкания (к.з.) застопоренного двигателя, и подводимая к двигателю мощность равна мощности потерь в обмотке его якоря. Электромагнитная мощность  $P_e = P_1 - \Delta P = UI_{я} - I_{я}^2 r_{я}$  и она будет максимальна при условии

$$\frac{dP_e}{dI_{я}} = U - 2I_{я}r_{я} = 0,$$

откуда получаем значение тока, соответствующее максимальной мощности:

$$I_{я} = \frac{U}{2r_{я}} = 0,5 I_K,$$

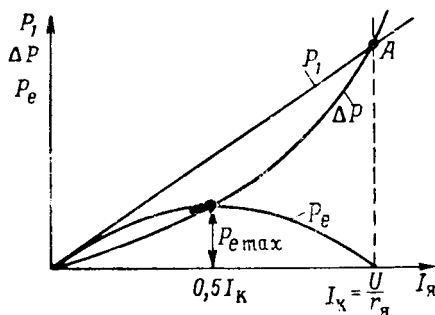


Рис. 2.2. Зависимости  $P_1 = f(I_{я})$ ;  $P_e = \varphi(I_{я})$  и  $\Delta P = \psi(I_{я})$

где  $I_K = \frac{U}{r_{я}}$  — величина тока короткого замыкания.

Величина максимальной электромагнитной мощности в этом случае равна

$$P_{e \max} = U \frac{U}{2r_{я}} - \frac{U^2}{4r_{я}} = \frac{U^2}{4r_{я}}.$$

Потребляемая двигателем мощность при  $I_{я} = 0,5 I_K$  равна  $P_1 = UI_{я} = \frac{U^2}{2r_{я}}$ .



Если проследить за изменением электромагнитной мощности двигателя, то нетрудно заметить, что с увеличением тока якоря электромагнитная (механическая) мощность двигателя сперва возрастает, достигая при токе якоря, равном  $0,5I_K$ , своего максимума, а затем постепенно уменьшается до нуля. Естественно, что для получения от двигателя максимальной механической мощности нужно работать в таком режиме, при котором ток якоря близок к значению  $0,5I_K$ . В этом случае потери в обмотке якоря составляют

$$\Delta P = P_1 - P_{e \max} = \frac{U^2}{2r_{\text{я}}} - \frac{U^2}{4r_{\text{я}}} = \frac{U^2}{4r_{\text{я}}},$$

т. е. 50% мощности, потребляемой двигателем. Из этого следует, что электрический к. п. д. двигателя составляет  $\eta_e = \frac{P_{e \max}}{P_1} = 0,5$ , что, конечно, далеко не всегда допустимо.

Тем не менее номинальная мощность некоторых самолетных двигателей мощностью до 200 *вт* принимается равной максимальной электромагнитной мощности. Поэтому к. п. д. этих двигателей заведомо будет ниже 50%, так как, помимо электрических потерь, в двигателе существуют еще и механические. Выбор же такого режима работы двигателя объясняется в первую очередь тем, что эти двигатели работают преимущественно в кратковременном режиме и условия охлаждения их относительно лучше, чем у больших двигателей.

Номинальная мощность двигателей мощностью выше 200 *вт*, принимается меньше максимальной механической мощности. В этих двигателях потери по абсолютной величине больше, чем у маломощных, а так как поверхность охлаждения двигателей с ростом их мощности увеличивается медленнее, то условия охлаждения больших двигателей оказывается хуже, чем у малых.

## § 2.4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ ДВИГАТЕЛЯ

Электромагнитный момент двигателя — отношение электромагнитной мощности к угловой скорости, т. е.  $M_e = P_e / \omega$ . Но так как  $P_e = EI_{\text{я}}$ , а  $E = c_e \omega \Phi$ , то

$$M_e = \frac{EI_{\text{я}}}{\omega} = c_e \Phi I_{\text{я}}.$$

Известно, что мощность на валу двигателя с учетом потерь на трение равна

$$P = P_{\text{мех}} = P_e - \Delta P_{\text{мех}}. \quad (2.7)$$

Здесь  $\Delta P_{\text{мех}}$  — мощность механических потерь в двигателе. Так как механические потери по абсолютной величине для большинства двигателей весьма малы, то в расчетах этими потерями пренебрегают и считают, что

$$P_{\text{мех}} = P_e = EI_{\text{я}}. \quad (2.8)$$

Заметим однако, что для двигателей небольшой мощности (от нескольких ватт до десятков ватт), которые широко используются в авиационной технике, такое пренебрежение потерями недопустимо, так как оно может привести к большим ошибкам в расчетах.

Механическая мощность — мощность двигателя

$$P = M_{\text{д}} \omega. \quad (2.9)$$

Здесь  $M_{\text{д}}$  — момент двигателя.

При условии, что механические потери равны нулю, этот момент будет равен электромагнитному моменту. При соблюдении этого условия уравнение (2.9) можно приравнять к уравнению (2.8), тогда

$$M_{\text{д}} \omega = EI_{\text{я}}.$$

Откуда момент двигателя

$$M_{\text{д}} = \frac{E}{\omega} I_{\text{я}} = M_e. \quad (2.10)$$

Согласно формуле (2.4) отношение  $\frac{E}{\omega} = k_e$ , а поэтому  $M_e = k_e I_{\text{я}}$ .

Часто коэффициент пропорциональности между током и моментом обозначают через  $k_m$ , тогда

$$M_e = k_m I_{\text{я}}. \quad (2.11)$$

В формуле (2.11) коэффициент пропорциональности между током якоря и моментом двигателя равен коэффициенту пропорциональности между э. д. с. и скоростью двигателя [см. формулу (2.4)], т. е.  $k_m = k_e$ .

Однако это равенство справедливо лишь при условии, что величины, входящие в уравнение (2.10), выражены в системе СИ. Если, например, использовать внесистемную физическую единицу измерения  $n$  об/мин, то формулу (2.11) следует записать с учетом формулы (2.6), как

$$M_e = k_e' \frac{30}{\pi} I_{\text{я}} = k_m I_{\text{я}}.$$

Здесь  $k_m = k_e' \frac{30}{\pi}$  и коэффициенты связаны соотношением

$$k_m = 9,55 k_e'. \quad (2.12)$$

Во всех этих формулах момент двигателя выражается в  $\text{н} \cdot \text{м}$ .

Зная мощность двигателя и угловую скорость, можно вычислить момент на его валу (в  $\text{н} \cdot \text{м}$ )

$$M_{\text{д}} = \frac{P}{\omega}. \quad (2.13)$$

Здесь  $P = P_{\text{мех}}$  мощность в  $\text{вт}$ .

Если хотят выразить момент в  $\kappa\Gamma \cdot \text{м}$  (внесистемная единица), то

$$M_{\text{д}} = \frac{P}{9,81\omega}.$$

Нетрудно решить и обратную задачу. Если известен момент (в  $\text{н} \cdot \text{м}$ ) и угловая скорость, то мощность, развиваемая двигателем (в  $\text{вт}$ ), будет

$$P = M_{\text{д}}\omega.$$

Если известен момент (в  $\kappa\Gamma \cdot \text{м}$ ), то мощность двигателя

$$P = 9,81 M_{\text{д}}\omega.$$

## § 2.5. СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ И НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Свойства электродвигателей с параллельным включением обмотки возбуждения подобны свойствам двигателей с независимым возбуждением. Принципиальная электрическая схема включения

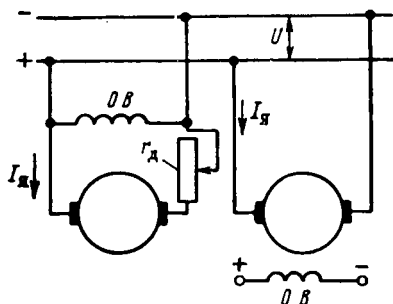


Рис. 2.3. Принципиальные электрические схемы включения двигателей с параллельным и независимым возбуждением

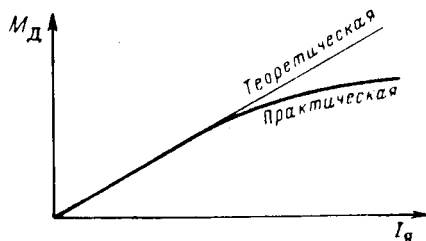


Рис. 2.4. Зависимость момента двигателя от тока якоря

этих двух типов двигателей показана на рис. 2.3. Момент, развиваемый двигателем, как известно, равен

$$M_{\text{д}} = c_{\text{м}}\Phi I_{\text{я}}. \quad (2.14)$$

Если пренебречь реакцией якоря, под которой понимают влияние магнитного потока, созданного ампер-витками якоря, на основной поток двигателя и считать, что обмотка возбуждения подключена к сети со стабильным напряжением, то  $\Phi = \text{const}$  и момент двигателя будет пропорционален току  $M_{\text{д}} = k_{\text{м}} I_{\text{я}}$  (рис. 2.4).

Отсюда следует, что ток якоря  $I_{\text{я}} = \frac{M_{\text{д}}}{k_{\text{м}}}$  при установившейся ско-

рости вращения зависит только от момента на валу двигателя и не зависит от подведенного напряжения  $U$  и сопротивления якорной цепи  $r_{я}$ . Действительно, из уравнения (2.2) следует, что ток  $I_{я} = \frac{U - E}{r_{я}}$ . Например, если при неизменной скорости, когда момент  $M_{д} = M_{с}$ , изменить сопротивление цепи якоря (ввести дополнительное сопротивление  $r_{доп}$ ), то сразу же ток якоря и момент двигателя  $M_{д}$  уменьшатся. Так как момент сопротивления  $M_{с}$  остался неизменным, то согласно (1.1) уменьшатся скорость и противо-э. д. с.

двигателя и, как следствие, возрастет ток до прежней величины.

Ток будет определяться только величиной момента. Если  $M_{д} = \text{const}$ , то и  $I_{я} = \text{const}$ .

Практически вследствие реакции якоря пропорциональность между  $M_{д}$  и  $I_{я}$  несколько нарушается и зависимость  $M_{д} = f(I_{я})$  получается сложнее. Увеличение момента двигателя по достижении некоторого значения

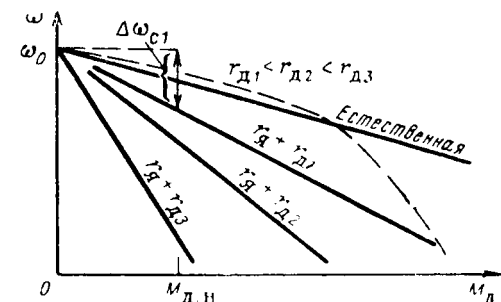


Рис. 2.5. Механические характеристики двигателя

тока замедляется и прямая пропорциональность между моментом двигателя и током нарушается.

Механическая характеристика двигателей этого типа выражается следующей формулой, что следует из уравнений (2.2), (2.3) и (2.14):

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_{д} r_{я}}{k_e^2} = \omega_0 - \Delta\omega_c. \quad (2.15)$$

Здесь  $\omega_0 = \frac{U}{c_e \Phi} = \frac{U}{k_e}$  — скорость идеального холостого хода

и

$$\Delta\omega_c = \frac{M_{д} r_{я}}{c_e c_m \Phi^2} = \frac{M_{д} r_{я}}{k_e^2} \quad (2.16)$$

— перепад скорости вращения при данном моменте и определенном сопротивлении якорной цепи двигателя (рис. 2.5).

Если последовательно с якорем добавочное сопротивление  $r_{д}$  не включено, то зависимость между скоростью вращения и моментом выражается так называемой естественной характеристикой двигателя. Механическая характеристика, получаемая при включении добавочного сопротивления, носит название искусственной характеристики:

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_{д} (r_{я} + r_{д})}{c_e c_m \Phi^2}.$$

Механическая характеристика без учета реакции якоря представляет собой прямую линию (см. рис. 2.5). При учете реакции якоря получим эксплуатационную характеристику, которая не будет прямой (см. рис. 2.5, пунктирная линия). Эта характеристика проходит немного выше естественной и при больших значениях (тока) момента круто загибается вниз.

Построение естественной характеристики по номинальным данным двигателя не представляет трудности.

Зная по паспорту двигателя  $r_{я}$ ,  $U_n$ ,  $n_n$ ,  $I_{я.n}$  и определив  $\omega_n = \frac{\pi n_n}{30}$ , находят

$$k_e = \frac{U_n - I_{я.n} r_{я}}{\omega_n} = k_m,$$

$$M_{en} = k_m I_{я.n} = M_{д.n},$$

$$\omega_0 = \frac{U_n}{k_e},$$

а затем строят естественную механическую характеристику (рис. 2.5).

Здесь  $I_{я.n}$  — номинальный ток якоря.

Ранее отмечалось [формулы (2.7) и (2.8)], что у двигателей небольшой мощности механические потери и потери в стали составляют значительную величину от номинальной мощности его, а поэтому электромагнитный момент двигателя  $M_e$  будет существенно отличаться от действительного момента двигателя ( $M_d$ ). На рис. 2.6 приведены для сравнения обе механические характеристики. Как видно, характеристика действительного момента претерпевает излом на величину механических потерь ( $M_{пот}$ ) и скорость реального холостого хода будет ниже скорости идеального холостого хода в двигательном режиме (точка  $a$ ) и выше идеального холостого хода при переходе в генераторный режим (точка  $b$ ).

Чтобы не усложнять наше изучение, в дальнейшем будем пользоваться механической характеристикой, показывающей зависимость электромагнитного момента от скорости вращения, как и раньше в виде прямой.

В тех случаях, когда механические потери относительно  $M_d$  велики и их необходимо учесть, то в зависимости от режима работы момент  $M_{пот}$  следует или прибавлять к моменту двигателя  $M_d$  или вычитать их.

Величину момента потерь можно найти следующим образом:

1. Определяют номинальный электромагнитный момент  $M_{e.n}$  по формуле (2.11), т. е.

$$M_{e.n} = k_m I_{я.n}$$

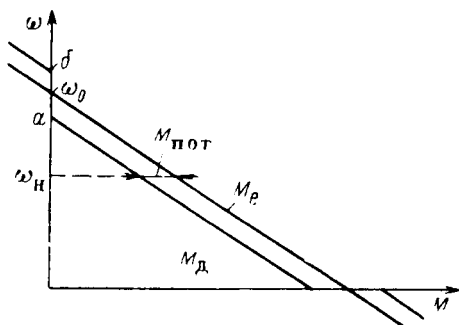


Рис. 2.6. Механические характеристики двигателя с независимым возбуждением:  $a$ —без учета механических потерь;  $b$ —с учетом механических потерь

2. Определяют номинальный механический момент  $M_{д.н}$  двигателя исходя из номинальной мощности двигателя  $P_n$  и скорости  $\omega_n$ :

$$M_{д.н} = \frac{P_n}{\omega_n}.$$

3. Момент потерь будет равен

$$M_{пот} = k_m I_{я.н} - \frac{P_n}{\omega_n}.$$

Рассмотрим теперь построение искусственных механических характеристик двигателя: а) при введении добавочного сопротивления в цепь обмотки якоря, б) при изменении подводимого напряжения на обмотке якоря и в) при изменении основного магнитного потока двигателя.

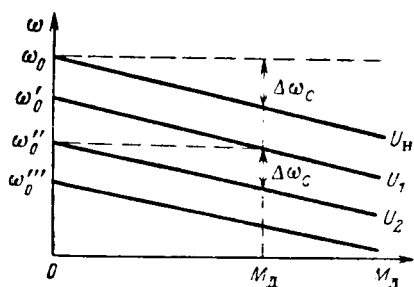


Рис. 2.7. Механические характеристики двигателя при разных значениях напряжения

а) Построение искусственной механической характеристики двигателя при введении добавочного сопротивления в цепь обмотки якоря.

Для построения искусственной характеристики необходимо определить перепад скорости при  $M_{д.н}$  и сопротивлении якорной цепи, равном  $r_{я} + r_{д}$ :

$$\Delta\omega_c = \frac{M_{д.н}(r_{я} + r_{д})}{c_e c_m \Phi^2} = \frac{M_{д.н}(r_{я} + r_{д})}{k_e k_m} = \frac{M_{д.н}(r_{я} + r_{д})}{k_e^2}.$$

Искусственная характеристика должна пройти через две точки. Первая точка  $\omega_0$  (при  $M_{д}=0$ ) и вторая —  $\omega_0 - \Delta\omega_c$  (при  $M_{д}=M_{д.н}$ ). Наклон этих характеристик с ростом добавочного сопротивления увеличивается. Обычно добавочное сопротивление включается в цепь якоря с целью уменьшения величины пускового тока или момента и реже для целей регулирования.

б) Построение искусственных механических характеристик двигателя при напряжении на обмотке якоря, отличном от номинального.

Если менять напряжение на якоря, сохраняя неизменным магнитный поток двигателя, то получим искусственные механические характеристики, параллельные между собой (рис. 2.7). Так как  $\omega_0 = \frac{U_n}{k_e}$ , то  $\omega'_0 = \frac{U_1}{k_e}$ ,  $\omega''_0 = \frac{U_2}{k_e}$  и т. д. Перепад скорости  $\Delta\omega_c = \frac{M_{д.н} r_{я}}{k_e k_m}$  по отношению к соответствующей скорости идеального холостого хода ( $\omega'_0$ ;  $\omega''_0$ ) остается для всех характеристик неизменным.

в) Построение искусственных механических характеристик двигателя при потоке двигателя, отличном от номинального.

При ослабленном потоке и неизменном напряжении на якоре двигателя характеристики, выражающие зависимость скорости вращения от момента, прямолинейны. В этом случае скорость идеального холостого хода будет выше, чем при полном потоке, что следует из выражения

$$\omega_0 = \frac{U_n}{c_e \Phi}.$$

На рис. 2.8 приведены скоростные характеристики  $\omega = f(I_a)$  для различных значений магнитного потока

$\Phi_1 > \Phi_2 > \Phi_3$ . «Опорной» точкой этого семейства характеристик является точка  $I_K = \frac{U_n}{r_a}$ , общая для всех характеристик. Характеристики  $\omega = \varphi(M_d)$ , выражающие зависимость скорости вращения от момента на валу двигателя при разных значениях магнитного потока, будут иметь вид, представленный на рис. 2.9. Скорости идеального холостого хода будут такими же, как на примерах, пока-

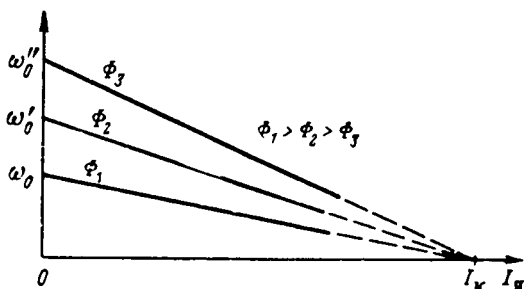


Рис. 2.8. Характеристики  $\omega = f(I_a)$  при разных значениях  $\Phi_d$

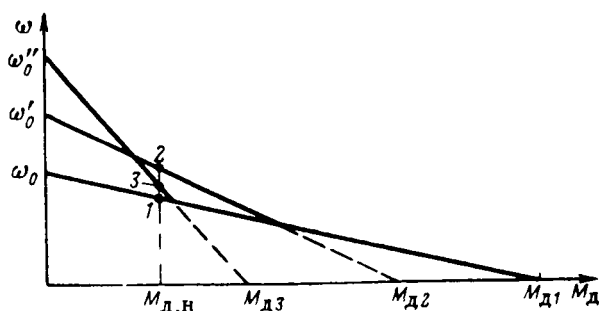


Рис. 2.9. Характеристики  $\omega = \varphi(M_d)$  при разных значениях  $\Phi_d$

занных выше, но так как  $M_d = c_m \Phi I_a$ , то при неподвижном якоре и неизменном токе  $I_a = I_K$  момент двигателя будет пропорционален потоку, т. е. с уменьшением потока момент двигателя будет уменьшаться (см. рис. 2.9).

## § 2. 6. ТОРМОЗНЫЕ РЕЖИМЫ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В двигателях с параллельным и независимым возбуждением различают три вида торможения, а следовательно, и три режима:

- генераторный (рекуперативный) режим;
- режим противовключения;
- режим динамического торможения.

Рассмотрим эти режимы работы двигателя.

**Генераторный или рекуперативный режим** характеризуется тем, что двигатель под воздействием внешних моментов, направление которых совпадает с направлением вращения двигателя, увеличивает скорость вращения  $\omega$ , которая становится больше скорости идеального холостого хода  $\omega_0$ . В этом случае э. д. с., наводимая в якоре двигателя,  $E = c_e \Phi \omega$  возрастает и становится больше приложенного к двигателю напряжения  $U$  — двигатель переходит в генераторный режим.

Как известно, ток якоря [что следует из уравнения (2.2)]

$$I_{\text{я}} = \frac{U - E}{r_{\text{я}}}, \text{ но так как}$$

$$E = c_e \Phi \omega > U = c_e \Phi \omega_0,$$

то

$$I_{\text{я}} = - \frac{c_e \Phi (\omega - \omega_0)}{r_{\text{я}}}, \quad (2.17)$$

а следовательно, момент двигателя также имеет отрицательное значение.

На рис. 2.10 представлено семейство механических характеристик в генераторном режиме как продолжение механических характеристик двигательного режима; их построение не вызывает каких-либо затруднений.

Рекуперативный режим можно получить на самолете, например, при выпуске шасси, при спуске груза и т. д.

**Режимом противовключения** принято считать такой режим двигателя, при котором ось его вращается в направлении, противоположном электромагнитному моменту, создаваемому в двигателе.

На рис. 2.11 приведена схема включения в сеть и характеристики двигателя с дополнительным сопротивлением в цепи якоря. Если двигатель работает при установившейся скорости например в точке *а*, мы имеем нормальный двигательный режим (см. рис. 2.11). При увеличении момента сопротивления на валу двигатель замедляет скорость и при моменте на валу, равном моменту сопротивления  $M_0$ , двигатель останавливается (точка *б*). В этом случае ток якоря равен

$$I_{\text{я}} = \frac{U_{\text{н}}}{r_{\text{я}} + r_{\text{я1}}}.$$



При дальнейшем увеличении момента сопротивления (противодействия) ось двигателя начнет вращаться, но в обратную сторону. В этом случае (вправо от точки б) двигатель переходит в режим противовключения (см. рис. 2.11). Поскольку поток двигателя остается неизменным, а якорь вращается в обратную сторону, то противо-э. д. с.  $E = c_e \Phi \omega$  изменит знак и ток якоря при этом будет равен

$$I_{\text{я}} = \frac{U + E}{r_{\text{я}} + r_{\text{д1}}}. \quad (2.18)$$

В режим противовключения можно перевести двигатель и другим способом. Если на его валу создается момент сопротивления,

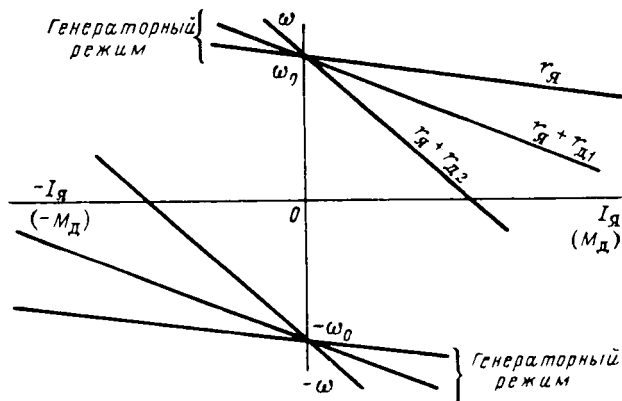


Рис. 2.10. Механические характеристики двигателя с независимым возбуждением в двигательных и генераторных режимах

равный  $M_a$ , то, увеличивая значение сопротивления включенного последовательно с якорем, переводят двигатель в режим, соответствующий точке  $a'$  (см. рис. 2.11).

В рассмотренных случаях мощность, расходуемая в цепи якоря, складывается из электрической мощности, поступающей из сети, и механической мощности, создаваемой моментом сопротивления на валу.

Режим противовключения часто используется в электроприводах для быстрой остановки двигателя путем включения его на противоположное вращение. Поясним это подробнее.

Для изменения направления вращения двигателя постоянного тока необходимо либо изменить полярность напряжения на обмотке якоря, сохранив неизменное направление магнитного потока двигателя, либо изменить направление потока, оставив неизменной полярность напряжения на обмотке якоря.

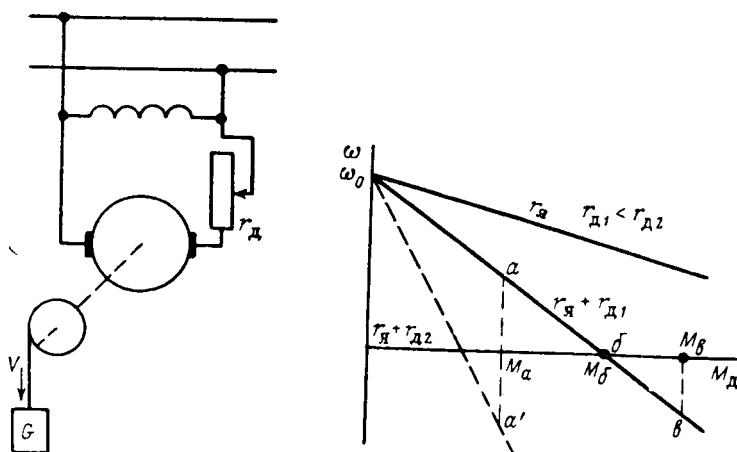


Рис. 2.11. Электрическая схема и характеристики двигателя в двигательном режиме и в режиме противовключения

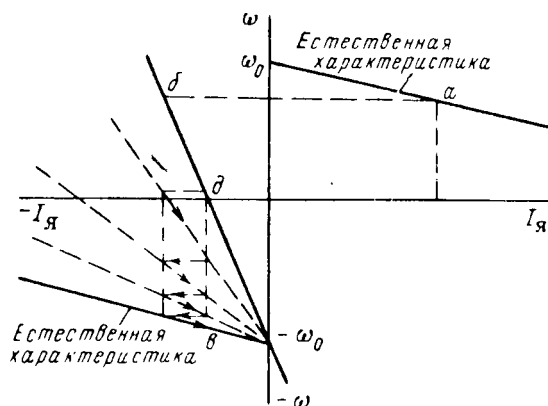


Рис. 2.12. Механические характеристики в двигательном режиме и в режиме противовключения

Допустим, что двигатель, работающий в нормальном режиме (например, соответствующем точке  $a$  — рис. 2. 12), необходимо перевести в режим, соответствующий точке  $b$ . С этой целью при неизменном магнитном потоке цепи якоря нужно отключить от сети и вновь подключить ее в сеть, но изменив полярность подводимого напряжения на обратную.

Тогда ток в двигателе в первый момент, когда якорь будет еще вращаться в прежнем направлении

$$I_{\text{я}} = \frac{-U - E}{r_{\text{я}}} = - \frac{U + E}{r_{\text{я}}} \quad (2.19)$$

будет очень большим и пойдет в обратном направлении.

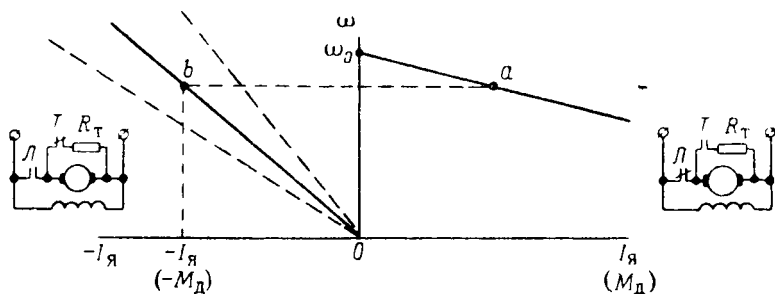


Рис. 2. 13. Характеристики двигателя в режиме динамического торможения

Чтобы уменьшить силу тока, идущего через обмотку якоря, в цепь вводится добавочное сопротивление. В точке  $b$  электрическая машина работает в режиме противовключения. Двигатель быстро снижает скорости, останавливается и, если не возникает необходимость в его полной остановке и отключения (точка  $d$ ), то он переходит в двигательный режим с противоположным вращением. В дальнейшем, изменяя добавочное сопротивление, можно увеличивать скорость вращения двигателя до желаемой величины в пределах, определяемых естественной характеристикой двигателя. Этот вопрос будет подробнее рассмотрен ниже. Энергия, расходуемая в машине и добавочных сопротивлениях, складывается из энергии, поступающей из электрической сети, и энергии, поступающей на вал двигателя с исполнительного механизма.

**Режим динамического торможения** характеризуется тем, что обмотка якоря отключается от сети и замыкается либо накоротко, либо на сопротивление  $R_T$  (рис. 2. 13). При этом двигатель, работая в генераторном режиме, создает в замкнутом контуре  $R_T + r_{\text{я}}$  ток, и двигатель останавливается.

Величина тока в цепи при этом будет

$$I_{\text{я}} = \frac{-E}{R_T + r_{\text{я}}} = \frac{-k_e \omega}{R_T + r_{\text{я}}} \quad (2.20)$$

Характеристика двигателя в осях  $\omega$  и  $I_{\text{я}}$  является уравнением прямой, проходящей через начало координат. На рис. 2.13 приведены схема и скоростные характеристики при динамическом торможении. Чем больше сопротивление  $R_{\text{т}}$ , тем круче характеристика динамического торможения. Момент торможения пропорционален скорости вращения и равен

$$M_{\text{д}} = \frac{k_e k_M}{R_{\text{т}} + r_{\text{я}}} \omega.$$

Поэтому с уменьшением скорости вращения эффективность динамического торможения уменьшается. Чтобы сохранить эффективность торможения при разной скорости вращения, сопротивление  $R_{\text{т}}$  разбивается на ряд сопротивлений, которые по мере уменьшения скорости двигателя постепенно шунтируются контакторами.

Режим динамического торможения применяется для быстрой и точной остановки приводов.

В заключение отметим, что приведенные на рисунках естественные и искусственные характеристики двигателей с параллельным возбуждением имеют такой вид только при условии, если напряжение сети при работе двигателя остается неизменным. В ряде случаев, когда, например, двигатель работает от аккумуляторной батареи, внутреннее сопротивление которой соизмеримо с сопротивлением якоря (зависит от температуры и степени заряженности ее), а также когда приходится учитывать сопротивление проводов и других элементов силовой цепи, механические характеристики будут отличаться от рассмотренных выше. В этом случае (если машина не компенсирована) механические характеристики в двигательном режиме не будут прямолинейными, с меньшими значениями  $I_{\text{к}}$  и  $M_{\text{к}}$  и при неизменной скорости идеального холостого хода. Последнее обстоятельство следует иметь в виду, так как при понижении напряжения сети снижается пусковой ток двигателя и уменьшается магнитный поток, вследствие чего пусковой момент двигателя будет пропорционален примерно квадрату приложенного напряжения.

Момент двигателя  $M_{\text{д}} = c_M \Phi I_{\text{я}}$ , а так как при пуске  $I_{\text{к}}$  и  $\Phi$  пропорциональны  $U$ , то пусковой момент  $M_{\text{к}}$  пропорционален  $U^2$ .

Эти выводы в известной степени относятся и к двигателям с независимым возбуждением.

## § 2.7. СВОЙСТВА ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Этот тип двигателей в последнее время получил широкое распространение и в авиации и как тяговый двигатель в промышленности. Принципиальная схема этого двигателя приведена на рис. 2.14. Так как ток якоря проходит через обмотку возбуждения, то магнитный поток двигателя зависит от  $I_{\text{я}}$ .

Пока система не насыщена и  $\Phi = kI_{\text{я}}$ , момент двигателя будет определяться квадратичной зависимостью:

$$M_{\text{д}} = c_{\text{м}} \Phi I_{\text{я}} = c I_{\text{я}}^2. \quad (2.21)$$

С увеличением тока якоря магнитная система насыщается и зависимость вращающего момента будет приближаться к линейной:  $M_{\text{д}} = c I_{\text{я}}$ .

Кривая  $M_{\text{д}} = f(I_{\text{я}})$  приведена на рис. 2.15.

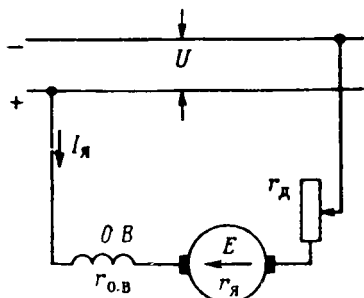


Рис. 2.14. Принципиальная электрическая схема включения двигателя с последовательным возбуждением

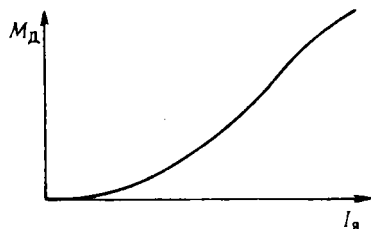


Рис. 2.15. График зависимости  $M_{\text{д}} = f(I_{\text{я}})$

Механическую характеристику для двигателя трудно целиком представить аналитически, поэтому упростим рассмотрение, разбив ее на участки. В двигателе с последовательным возбуждением скоростная характеристика  $\omega = f(I_{\text{я}})$  без учета насыщения и при  $r_{\text{д}} = 0$  описывается уравнением:

$$\omega = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{ов}})}{c_e \Phi} = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{ов}})}{c_1 I_{\text{я}}}.$$

При насыщении магнитной системы двигателя эта же характеристика станет более жесткой и будет выражаться в этом случае как

$$\omega = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{ов}})}{c_e \Phi}.$$

Пользуясь скоростной характеристикой  $\omega = f(I_{\text{я}})$  и графиком  $M_{\text{д}} = f_1(I_{\text{я}})$ , можно построить механическую характеристику  $\omega = f(M_{\text{д}})$ . При малых значениях тока  $\omega = f(I_{\text{я}})$  такая характеристика имеет вид гиперболы. Это означает, что при малом значении тока  $I_{\text{я}}$ , а следовательно, и моменте, близком к нулю, скорость вращения двигателя стремится к бесконечности или, как говорят, двигатель «идет в разнос».

По мере увеличения момента на валу скорость двигателя уменьшается, как это показано на рис. 2. 16. Механическую характеристику подобного вида принято называть мягкой.

В действительности самолетные двигатели с последовательным возбуждением мощностью до 200 вт при холостом ходе не идут в разнос, что объясняется относительно большими механическими потерями в двигателе. Но они увеличивают число оборотов по отношению к номинальной скорости в 3—4 раза. Такая скорость для некоторых двигателей с точки зрения механической прочности может быть неопасна.

В авиационных двигателях мощностью более 200 вт, а тем более в промышленных, допустить столь значительные превышения скорости нельзя (допустимое превышение скорости обычно указывается в каталогах). Поэтому применение в механизмах, имеющих в режиме работы холостой ход или малые нагрузочные моменты, двигателей с последовательным возбуждением связано с дополнительными конструктивными или схемными усложнениями. Для ограничения пускового тока или момента (а иногда для регулирования) последовательно с якорем включают дополнительное сопротивление. В этом случае механические характеристики оказываются ниже естественной и их как в предыдущем случае называют искусственными (рис. 2. 16, пунктирные линии).

Из рассмотрения механических характеристик следует, что двигатель с последовательным возбуждением не может перейти в режим рекуперативного торможения, так как его  $\omega_0 \rightarrow \infty$ . Однако то, что характеристики переходят в IV квадрант, свидетельствует о возможности работы двигателя в режиме противовключения. Характерной особенностью двигателя с последовательным возбуждением является также то, что пусковой момент его гораздо больше, чем у двигателя той же мощности с параллельным возбуждением. Это замечательное качество двигателя объясняется тем, что здесь из-за большего основного потока меньше сказывается влияние реакции якоря двигателя. Кроме того, поскольку пусковой момент двигателя пропорционален подведенному напряжению, то падение напряжения в сети сказывается на изменении момента в меньшей степени, чем в двигателях с параллельным возбуждением.

Из рассмотрения механических характеристик следует, что двигатель с последовательным возбуждением не может перейти в режим рекуперативного торможения, так как его  $\omega_0 \rightarrow \infty$ . Однако то, что характеристики переходят в IV квадрант, свидетельствует о возможности работы двигателя в режиме противовключения. Характерной особенностью двигателя с последовательным возбуждением является также то, что пусковой момент его гораздо больше, чем у двигателя той же мощности с параллельным возбуждением. Это замечательное качество двигателя объясняется тем, что здесь из-за большего основного потока меньше сказывается влияние реакции якоря двигателя. Кроме того, поскольку пусковой момент двигателя пропорционален подведенному напряжению, то падение напряжения в сети сказывается на изменении момента в меньшей степени, чем в двигателях с параллельным возбуждением.

## § 2.8. ИСКУССТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Уравнение скоростной характеристики, приведенное в предыдущем параграфе, позволило сделать некоторые общие выводы, но

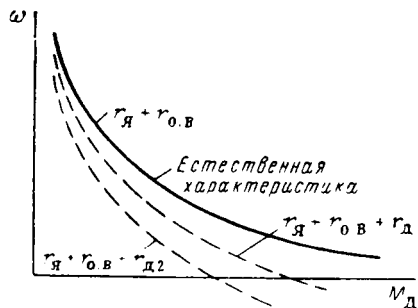


Рис. 2. 16. Естественная и искусственная характеристики двигателя

практического значения для расчетов и проектирования электроприводов и схем их автоматического управления оно не имеет.

Для расчетов обычно пользуются естественной механической или скоростной характеристиками, заранее заданной графически в виде кривой  $\omega = \varphi(M_{\text{д}})$  или  $\omega = f(I_{\text{я}})$ . Если, кроме характеристики, известны и другие параметры машины (например,  $r_{\text{я}}$  и  $r_{\text{о.в.}}$ ), то нетрудно определить для этих двигателей пусковые сопротивления и рассчитать переходные процессы при пуске, реверсе и т. д.

В этом случае для построения искусственных характеристик, отличающихся от естественной тем, что в цепь якоря последовательно включаются добавочные сопротивления, поступают следующим образом.

На естественной характеристике выбирают точку с координатами  $\omega_1, I_{\text{я1}}$  (рис. 2.17), связанных между собой зависимостью

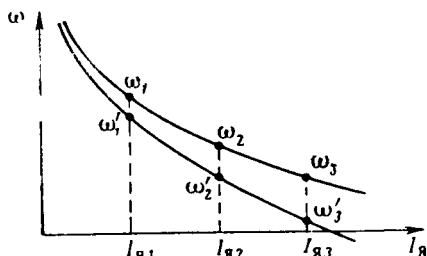


Рис. 2.17. Построение искусственных характеристик двигателя

$$\omega_1 = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{я1}}(r_{\text{я}} + r_{\text{с.в}})}{c_e \Phi_1} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{я1}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}})}{k_{e1}}.$$

Если последовательно с двигателем включить сопротивление  $r_{\text{д1}}$ , то при том же токе (при установившемся режиме ток  $I_{\text{я1}}$  не зависит от  $r_{\text{д1}}$ ) скорость

$$\omega'_1 = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{я1}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} + r_{\text{д1}})}{c_e \Phi_1} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{я1}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} + r_{\text{д1}})}{k_{e1}}.$$

Разделив  $\omega'_1$  на  $\omega_1$ , исключим  $k_{e1}$  и тогда получим

$$\omega'_1 = \omega_1 \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{я1}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} + r_{\text{д1}})}{U_{\text{н}} - I_{\text{я1}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}})}. \quad (2.22)$$

По вычисленному значению  $\omega'_1$ , соответствующему току  $I_{\text{я1}}$ , наносят первую точку на график  $\omega = f(I_{\text{я}})$ . Точно так же для значения токов  $I_{\text{я2}}, I_{\text{я3}}$  и т. д. находят значения  $\omega'_2, \omega'_3$  и т. д. Соединяя их линией, получают искомую искусственную скоростную характеристику  $\omega = f(I_{\text{я}})$ .

Аналогично можно построить другую искусственную характеристику двигателя, соответствующую иному напряжению, отличному от номинального.

Так, например, выбранная точка на естественной характеристике с координатами  $\omega_1, I_{\text{я1}}$  будет при том же токе  $I_{\text{я1}}$  и напряжении сети  $U_1$ , отличном от  $U_{\text{н}}$ , соответствовать скорости вращения

$$\omega'_1 = \omega_1 \frac{U_1 - I_{\text{я1}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}})}{U_{\text{н}} - I_{\text{я1}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}})}. \quad (2.23)$$

Так же определяются скорости вращения и для других значений тока. В результате получаем скоростную характеристику двигателя, соответствующую напряжению  $U_1 \neq U_n$ . Необходимость в таком построении возникает иногда при расчетах, в таких случаях, как например, расчет запуска электростартеров авиационных двигателей при питании их от аккумуляторной батареи или от источника соизмеримой мощности.

Часто построение искусственных характеристик ведут исходя из так называемой граничной характеристики. Строят их следующим образом.

Предположим, что скорость вращения двигателя по естественной характеристике

$$\omega = \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}})}{c_e \Phi}. \quad (2.24)$$

Если теоретически допустить, что  $r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} = 0$ , то можно получить граничную характеристику, описываемую уравнением

$$\omega = \omega_{\text{гр}} = \frac{U}{c_e \Phi}. \quad (2.25)$$

Разделив уравнение 2.25 на 2.24, окончательно получим

$$\omega_{\text{гр}} = \frac{U \omega}{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}})}. \quad (2.26)$$

По этой формуле, подставляя соответствующие значения тока и  $\omega$ , взятые на естественной характеристике, строят граничную характеристику  $\omega_{\text{гр}} = \gamma(I_{\text{я}})$ , которая на графике лежит выше естественной.

Чтобы уменьшить количество необходимых при расчетах естественных (или граничных) характеристик в случае промышленных двигателей пользуются универсальными характеристиками, представляющими собой зависимость  $\omega = f(I_{\text{я}})$ , выраженную в относительных единицах. Опыт показывает, что универсальная характеристика для серии однотипных двигателей разной мощности представляет собой одну кривую (рис. 2.18).

Но для авиационных электродвигателей аналогичную кривую получить не удастся. Зная номинальные данные двигателя и пользуясь универсальной кривой, можно получить все искомые данные как на естественной, так и на искусственной характеристиках.

Одним из преимуществ двигателей с последовательным возбуждением, применяемых на самолетах, является возможность относительно просто осуществлять реверсирование. Действительно, для реверсирования любого электродвигателя постоянного тока необходимо либо изменить направление магнитного потока, не изменяя направления тока в якоре, либо изменить направление тока в якоре, оставляя неизменным магнитный поток. В электродвигателях



с последовательным возбуждением реверсирование выполняется изменением направления магнитного потока, для чего используются две отдельные обмотки возбуждения, для правого и левого вращения двигателя, и однополюсный переключатель. На рис. 2. 19 приведены схемы включения двухполюсного двигателя мощностью до 200 вт и четырехполюсного мощностью свыше 200 вт. В этих схемах для реверса требуется один однополюсный переключатель. Для всех других двигателей потребовалось бы два однополюсных переключателя, однако это уменьшает надежность включения.

В случае двух обмоток легче осуществить динамическое торможение двигателя, для чего необходимо якорь двигателя отключить от сети и замкнуть на сопротивление  $R_T$ . Однако в двигателе с последовательным возбуждением подобное переключение не приводит к динамическому торможению, так как после отключения двигателя благодаря остаточному потоку в нем создается э. д. с. и по цепи якоря пойдет ток, направление которого будет противоположно направлению тока в двигательном режиме, в результате чего остаточный поток машины исчезнет и она не самовозбудится. Для получения динамического торможения требуется, чтобы направление

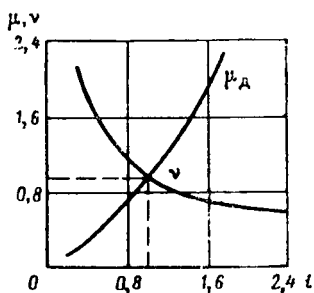


Рис. 2. 18. Универсальные характеристики двигателя с последовательным возбуждением

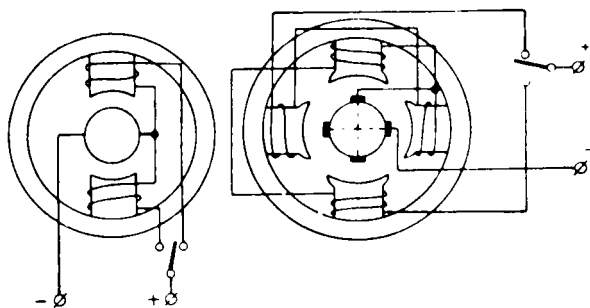


Рис. 2. 19. Принципиальные электрические схемы включения двигателей с последовательным возбуждением мощностью до 200 вт и более

ампер-витков в этом режиме способствовало увеличению остаточного магнитного потока двигателя. Чтобы достигнуть этого одновременно с изменением положения переключателя (из положения 1 в положение 2, рис. 2. 20) проводится соответствующее переключение обмотки возбуждения.

На рис. 2. 21 приведена схема динамического торможения с самовозбуждением, применяемая иногда в приводе шасси. Так, если при двигательном режиме был замкнут контакт 1, то для получения динамического торможения контакт 1 надо разомкнуть и замкнуть

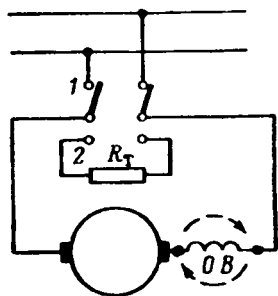


Рис. 2. 20. Схема динамического торможения с одной обмоткой возбуждения

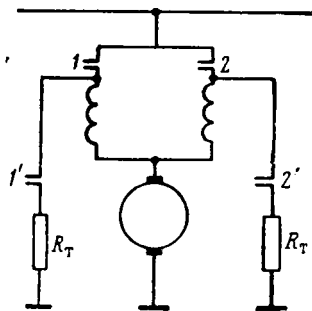


Рис. 2. 21. Схема динамического торможения при двух обмотках возбуждения

контакт 2'. Динамическое торможение получится в том случае, если машина самовозбудится, а для этого необходимо, чтобы

$$r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} + R_{\text{т}} < r_{\text{крит.}}$$

Построение динамических характеристик сводится к следующему. Так как при динамическом торможении  $U=0$ , то

$$U = E + I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} + R_{\text{т}}) = c_e \Phi \omega + I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} + R_{\text{т}}) = 0,$$

откуда

$$\omega = - \frac{I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} + R_{\text{т}})}{c_e \Phi}. \quad (2.27)$$

По этой формуле можно построить характеристику двигателя при динамическом торможении, зная для каждого значения тока якоря  $I_{\text{я}}$  произведение  $c_e \Phi = k_e$ . Чтобы определить это произведение, воспользуемся выражением естественной скоростной характеристикой двигателя или скоростной граничной характеристикой. Воспользовавшись, например, скоростной граничной характеристикой по уравнению (2.25), получим

$$c_e \Phi = \frac{U_{\text{н}}}{\omega_{\text{гр}}}.$$

После подстановки значения  $c_e \Phi$  в выражение (2.27) получим

$$\omega = - \frac{I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в}} + R_{\text{т}})}{U_{\text{н}}} \omega_{\text{гр}}. \quad (2.27a)$$

Далее задаются различными значениями тока якоря, по которым, пользуясь естественной или граничной характеристикой, находят соответствующие значения  $\omega_{гр}$  и после подстановки их в выражение (2.27а) — искомую скорость. Прделав эти вычисления для ряда точек, строят кривую  $\omega=f(I_{я})$  в режиме динамического торможения. На рис. 2.22 во втором квадранте приведены эти харак-

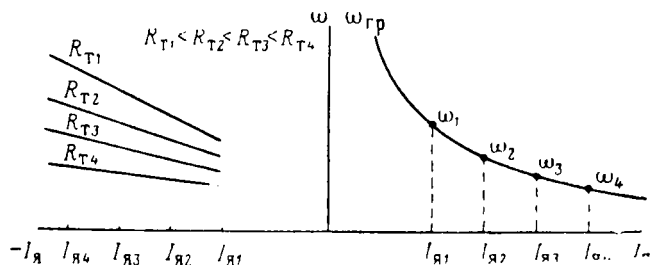


Рис. 2.22. Характеристики двигателя с последовательным возбуждением в динамическом режиме (в относительных единицах)

теристики для разных значений  $R_{т}$ . Характеристики при больших  $R_{т}$  круче, чем при малых. Пользуясь зависимостью  $M_{д}=f_1(I_{я})$ , можно построить характеристику динамического торможения  $\omega=f(M_{д})$ . Как показывают построенные механические характеристики динамического торможения, эффективность торможения с уменьшением тока резко уменьшается. Это объясняется тем, что при снижении тока снижается магнитный поток двигателя, а так как  $M_{д}=c_{м}\Phi I_{я}$ , то уменьшение момента двигателя происходит быстрее, чем уменьшение тока.

При малых скоростях динамическое торможение сочетают с механическим торможением.

## § 2.9. СВОЙСТВА ДВИГАТЕЛЕЙ СМЕШАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Свойства двигателей со смешанным возбуждением, схема включения обмоток которых приведена на рис. 2.23, и вид их характеристик зависят от соотношений между числами ампер-витков последовательно и параллельно включенных обмоток возбуждения. При малых токах нагрузки, когда число ампер-витков последовательно включенной обмотки меньше, чем параллельной, проявляются свойства двигателей с параллельным возбуждением; при больших числах ампер-витков — в большей степени проявляются свойства двигателей с последовательным возбуждением.

Благодаря этому характеристика  $I_{я}=f_1(M_{д})$  является промежуточной между характеристиками двигателей с параллельным и последовательным возбуждением (рис. 2.24). Механическая характеристика  $\omega=f(M_{д})$  двигателя смешанного возбуждения также является промежуточной между аналогичными характеристиками

двигателей параллельного и последовательного возбуждения. При нагрузках, близких к нулю, скорость вращения ограничена, как в двигателях с параллельным включением обмотки возбуждения, и двигатель не «идет в разнос». При больших нагрузках кривая  $\omega = \Phi(M_{\text{д}})$  становится пологой (рис. 2.25). Таким образом в двигателе со смешанным возбуждением сохраняются положительные свойства обоих типов двигателей — с параллельным и последовательным возбуждением, однако наличие двух обмоток усложняет конструкцию двигателя и управление им, увеличивает его размеры, вес, потери и снижает к. п. д.

В двигателях смешанного возбуждения возможны все

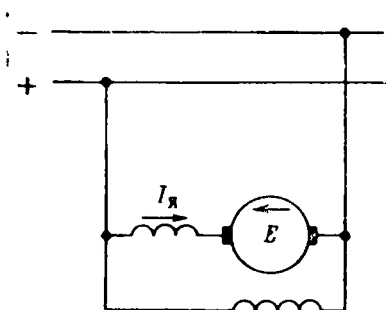


Рис. 2.23. Принципиальная электрическая схема двигателя смешанного возбуждения  $I_{\text{я}} = f(M_{\text{д}})$

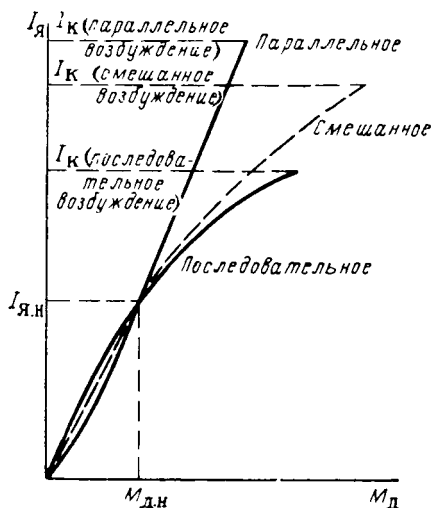


Рис. 2.24. График зависимости для разных типов двигателей

режимы торможения. Следует однако заметить, что при переходе на режим рекуперативного торможения, когда происходит возврат энергии в сеть (т. е. когда скорость двигателя под воздействием внешних сил становится больше скорости идеального холодного хода), магнитное поле, создаваемое серийной обмоткой (если не делать ее переключения), будет направлено против основного потока и торможение окажется неэффективным. Поэтому при работе в этом режиме последовательную обмотку часто закорачивают, и двигатель смешанного возбуждения работает как двигатель с параллельным возбуждением. Все рассуждения, относящиеся к двигателям с параллельным возбуждением, остаются справедливыми и здесь. То же самое наблюдается и в режиме динамического торможения.

Режим противовключения в двигателе со смешанным возбуждением также возможен. Характеристики, построенные для двигательного режима и режима противовключения, приведены на рис. 2.26. Если режим противовключения используется для остановки или реверса, то переключение проводится только в цепи якоря. Для

построения искусственных характеристик двигательного режима и режима противовключения применяют метод, аналогичный используемому для построения характеристик двигателя с последовательным возбуждением. Зная естественную характеристику двигателя  $\omega = f(I_{\text{я}})$  и зависимость  $M_{\text{д}} = f_1(I_{\text{я}})$ , а также сопротивление  $r_{\text{я}} + r_{\text{о.в.}}$ , можно построить искусственные характеристики. Не повто-

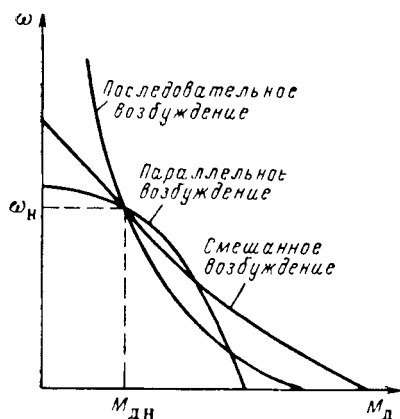


Рис. 2.25. Механические характеристики двигателей с различным возбуждением

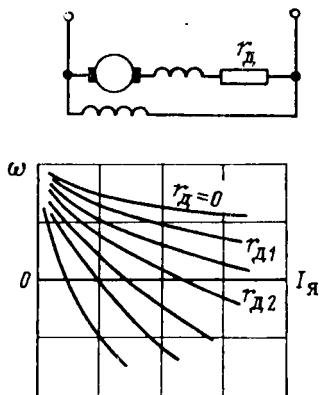


Рис. 2.26. Механические характеристики двигателя смешанного возбуждения в двигательном режиме и в режиме противовключения

ря всех рассуждений, напомним окончательную формулу для расчета искусственных характеристик при разных значениях  $r_{\text{д}}$ :

$$\omega'_1 = \omega_1 \frac{U - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в.}} + r_{\text{д}})}{U_{\text{н}} - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + r_{\text{о.в.}})} \quad (2.28)$$

Задаваясь различными значениями тока якоря и найдя по естественной или граничной характеристике скорость вращения двигателя, по приведенным формулам определяют скорость вращения вала, соответствующую искусственной характеристике.

## § 2.10. ОБЩИЕ ВЫВОДЫ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Из сравнения характеристик электродвигателей постоянного тока, приведенных на рис. 2.24 и 2.25, можно сделать следующие выводы:

— наибольшим пусковым моментом обладает электродвигатель с последовательным возбуждением, а наименьшим — электродвигатель с параллельным возбуждением;

— при изменении момента нагрузки на валу электродвигателя колебания ток в наименьших пределах изменяется у электродвигателей с последовательным возбуждением, и в наибольших — у двигателей с параллельным возбуждением;

— пусковой момент электродвигателей с параллельным возбуждением пропорционален квадрату напряжения, а пусковой момент электродвигателей с последовательным возбуждением (при насыщенной магнитной системе) — первой степени напряжения;

— изменение направления вращения проще всего осуществляется в электродвигателях с последовательным возбуждением;

— изменение момента на валу у электродвигателя с последовательным возбуждением влечет большее, чем у других типов двигателей, изменение скорости вращения. На холостом ходу (без нагрузки) этот двигатель может пойти «в разнос».

Правильно подходить к выбору того или иного типа двигателя для различных исполнительных механизмов можно лишь при учете особенностей и свойств двигателей.

Электродвигатели с параллельным возбуждением следует применять в тех случаях, когда требуется, чтобы скорость вращения исполнительного механизма при изменении нагрузки оставалась практически постоянной, а также в случаях, если нет резких колебаний нагрузки на валу и если пусковой момент небольшой и не требуется реверсирования. Такие двигатели применяются, например, в приводах бензонасосов и аэрофотоаппаратов.

Электродвигатели с последовательным возбуждением применяют тогда, когда при изменениях момента сопротивления исполнительного механизма возможны большие колебания скорости вращения или если нужен большой пусковой момент или необходимо реверсирование. Почти во всех органах управления, работающих от электропривода, применяются электродвигатели с последовательным возбуждением.

Электродвигатели смешанного возбуждения применяют в тех случаях, когда требуется большой пусковой момент, а также когда при резко меняющейся нагрузке требуются относительно небольшие изменения скорости, например, в гидравлическом приводе шасси насоса, приводе радиоумформеров РУК. Двигатели с независимым возбуждением получили широкое применение в регулируемых приводах, в следящих системах и т. п.

В системах автоматики и специальных датчиках применяются также двигатели с постоянными магнитами. Такие двигатели не имеют обмоток возбуждения и поэтому они проще по конструкции, надежнее в эксплуатации и имеют более высокий к. п. д. Характеристики двигателей сохраняют стабильность при изменении температуры в широких пределах. Однако объем и вес этих двигателей при одинаковых условиях оказывается несколько больше, чем у обычных. Различие в габаритах и весе определяется качеством применяемых сплавов для постоянных магнитов (Армко, Анко, Альни).

Механические характеристики двигателей аналогичны характеристикам двигателя с независимым возбуждением. Так как большинство двигателей рассчитываются на непрерывную работу в пределах до 10 мин, плотность тока в якоре выбирается большой

( $4,5 \div 10 \text{ а/мм}^2$ ) при этом кратность пускового тока  $I_K/I_H = 1,95 \div 2,25$  и кратность пускового момента  $M_K/M_H = 2 \div 3,25$ .

Механические потери в таких двигателях оказываются соизмеримыми, а иногда и превышают полезную мощность.

## § 2.11. ДВИГАТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Наряду с сетью постоянного тока на летательных аппаратах широко используются и системы электроснабжения переменным током. На самолетах, например, применяют трехфазные системы переменного тока частотой 400 гц напряжением 208/120 в и однофазные напряжением 115 и 36 в. Такие системы переменного тока позволяют устанавливать в приводах авиационных механизмов наиболее надежные электродвигатели — асинхронные двигатели с короткозамкнутой и фазной обмотками на роторе, двухфазные с полым ротором, гистерезисные, синхронные с постоянными магнитами и др. Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором легче двигателей постоянного тока, примерно на 30%. Поскольку эти двигатели не имеют коллекторно-щеточного узла на роторе, их легче охлаждать и они более надежно работают при сильном разрежении, в условиях пыли, различных паров и жидкостей.

Гистерезисные и синхронные двигатели переменного тока позволяют получить практически постоянные скорости вращения, не зависящие от нагрузки. Такая постоянная скорость вращения необходима в гироскопах, в системах синхронного поворота двух или более исполнительных механизмов, не имеющих между собой механической связи, и в других случаях. Достоинством гистерезисных двигателей, наряду с простотой устройства и надежностью, является также значительный пусковой момент. Однако по своим энергетическим показателям и весу эти двигатели уступают асинхронным двигателям.

Общими недостатками двигателей переменного тока по сравнению с двигателями постоянного тока являются меньшая перегрузочная способность, меньшая кратность пускового момента, худшие регулировочные свойства.

Исключение составляют лишь двухфазные асинхронные двигатели с полым ротором или с ротором, имеющим повышенное активное сопротивление. Эти двигатели имеют такие же высокие регулировочные свойства, как и двигатели постоянного тока. Однако они в два-три раза тяжелее обычных асинхронных двигателей и имеют низкие энергетические показатели. Поэтому они находят применение в регулируемых приводах малой мощности (см. гл. 11).

## § 2.12. УРАВНЕНИЕ МЕХАНИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ СИММЕТРИЧНОМ РЕЖИМЕ

Свойства авиационных асинхронных двигателей достаточно точно могут быть определены на основе анализа схемы замещения,

известной из теории электрических машин (рис. 2.27). На этой схеме  $x_m$  — реактивное сопротивление намагничивающего контура;  $x_1$  — реактивное сопротивление рассеивания обмотки статора;  $x_2$  — реактивное сопротивление рассеивания обмотки ротора, приведенное к обмотке статора;  $r_2'$  — активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора;  $r_1$  — активное сопротивление обмотки статора;  $c_1$  — коэффициент схемы замещения, равный

$$c_1 = 1 + \frac{x_1}{x_m},$$

где  $x_1/x_m$  — является коэффициентом рассеяния первичной цепи.

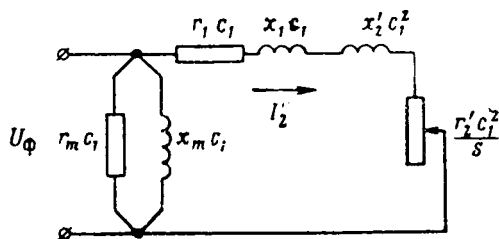


Рис. 2.27. Схема замещения асинхронного двигателя с вынесенным намагничивающим контуром

Согласно схеме замещения для тока ротора получают

$$I_2'^2 = \frac{U_\phi^2}{(x_1 c_1 + x_2' c_1^2)^2 + \left(r_1 c_1 + \frac{r_2'}{s} c_1^2\right)^2}. \quad (2.29)$$

Здесь  $U_\phi$  — фазное напряжение,  
 $s$  — скольжение.

Как известно из курса электрических машин, электромагнитный вращающий момент двигателя равен активной мощности цепи ротора, деленной на синхронную скорость вращения, т. е.

$$M_e = \frac{m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s} c_1^2}{\omega_0}, \quad (2.30)$$

где  $m_1$  — число фаз статора,

$\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}$  — синхронная скорость вращения,



$p$  — число пар полюсов статора.

Подставив значение  $I_2'^2$  в выражение для вращающего момента, получают уравнение механической характеристики асинхронного двигателя:

$$M_e = \frac{m_1}{\omega_0} \frac{U_\Phi^2 \frac{c_1^2 r_2'}{s}}{(c_1 x_1 + c_1^2 x_2')^2 + \left(c_1 r_1 + c_1^2 \frac{r_2'}{s}\right)^2}. \quad (2.31)$$

Как видно, уравнение механической характеристики асинхронного двигателя, связывающее вращающий момент и скольжение, имеет довольно сложный вид. В целях упрощения расчетов уравнение механической характеристики часто выражают в относительных единицах.

Существует несколько систем относительных единиц для асинхронных двигателей. Так, применяется система, в которой базовыми величинами являются номинальные параметры асинхронного двигателя. Для выражения механических характеристик двигателя применяется также система, в которой базовыми величинами служат максимальный момент и скольжение, соответствующее этому моменту.

Один и тот же двигатель может иметь различные номинальные параметры, в зависимости от режима работы, т. е. от того, предназначен ли он для длительного или кратковременного режима. Следовательно, при выборе в качестве базовых величин номинальных параметров один и тот же электродвигатель может иметь различные базовые величины, в зависимости от того, в каком режиме работы он использован. Но применение в качестве базовых величин номинальных параметров не дает существенных упрощений в уравнениях, выраженных через параметры схемы замещения. Кроме того, целесообразность выражения в относительных единицах таких параметров как скольжение, к. п. д.,  $\cos \varphi$ , и без того являющихся относительными величинами, далеко не очевидна и может внести известную путаницу в расчетах.

Существует, однако, система относительных единиц, в которой базовыми являются величины, не зависящие от того, какой режим принят за номинальный, а определяемые лишь физическими свойствами двигателя.

В качестве базовых применяют следующие величины:

#### Основные

1. Реактивное сопротивление идеального короткого замыкания

$$x_{к.и} = c_1 x_1 + c_1^2 x_2'. \quad (2.32)$$

В относительных единицах  $x_{к.и} = 1$ .

2. Номинальное фазовое напряжение  $U_{\text{ф.н}}$ ; в относительных единицах  $v_{\text{н}}=1$ .

3. Синхронная скорость вращения  $\omega_0$ ; в относительных единицах  $\nu=1$ .

### Производные

4. Ток идеального короткого замыкания при номинальном напряжении

$$I_{\text{к.и}} = \frac{U'_{\text{ф.н}}}{c_1 x_1 + c_1^2 x_2'} \quad (2.33)$$

В относительных единицах  $i_{\text{к.и}}=1$ .

5. Полная мощность, потребляемая при идеальном коротком замыкании и номинальном напряжении,

$$P_{\text{к.и}} = \frac{m_1 U_{\text{ф.н}}^2}{c_1 x_1 + c_1^2 x_2'} \quad (2.34)$$

В относительных единицах  $p_{\text{к.и}}=1$ .

6. Вращающий момент

$$M_{\text{к.и}} = \frac{P_{\text{к.и}}}{\omega_0} = \frac{m_1 U_{\text{ф.н}}^2}{\omega_0 (c_1 x_1 + c_1^2 x_2')} \quad (2.35)$$

В относительных единицах  $\mu_{\text{к.и}}=1$ .

Из курса электрических машин известно, что при  $r_1=0$  и  $U_{\text{ф}}=U_{\text{ф.н}}$  (см. рис. 2.27), максимальный момент равен

$$M_{\text{н.м}} = \frac{m_1 U_{\text{ф.н}}^2}{2\omega_0 (c_1 x_1 + c_1^2 x_2')} \quad (2.36)$$

В относительных единицах  $\mu_{\text{д.м}}=0,5$ , т. е. в рассматриваемой системе относительных единиц базовой величиной вращающего момента (при  $r_1=0$  и  $U_{\text{ф}}=U_{\text{ф.н}}$ ) является двойное значение максимального момента.

Уравнение механической характеристики при номинальном напряжении получают в относительных единицах почленным делением уравнений (2.31) и (2.35):

$$\mu = \frac{\frac{Q_2}{s}}{1 + \left(Q_1 + \frac{Q_2}{s}\right)^2} \quad (2.37)$$

Здесь  $q_1$  — относительное расчетное активное сопротивление статора, равное

$$q_1 = \frac{c_1 r_1}{c_1 x_1 + c_1^2 x_2'}; \quad (2.38)$$

$q_2$  — относительное расчетное активное сопротивление ротора, равное

$$q_2 = \frac{c_1^2 r_2'}{c_1 x_1 + c_1^2 x_2'}. \quad (2.39)$$

### § 2.13. СВОЙСТВА АСИНХРОННЫХ ТРЕХФАЗНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Анализ уравнения механической характеристики показывает, что при  $s=0$ , что соответствует вращению двигателя с синхронной скоростью, вращающий момент также равен нулю. При  $s>0$  вращающий момент положителен, причем в пределах изменения скольжения от 0 до 1, когда ротор вращается в том же направлении, что и поле, имеет место двигательный режим; в пределах изменения скольжения от 1 до  $+\infty$  ротор вращается в противоположном по отношению к полю направлении, что соответствует тормозному режиму противовключения. При  $s \rightarrow \infty$  наступает так называемое идеальное короткое замыкание двигателя, характеризующееся тем, что ток двигателя достигает наибольшей величины.

В диапазоне изменения скольжения от 0 до  $-\infty$  ротор вращается со скоростью, превышающей угловую скорость поля, что соответствует генераторному режиму. При этом вращающий момент отрицателен.

Сказанное выше иллюстрируется следующей таблицей

| Синхронная скорость,<br>холостой ход             |  | Идеальное<br>короткое замыкание |                                    |
|--------------------------------------------------|--|---------------------------------|------------------------------------|
| $-\infty < s < 0$                                |  | $0 < s < 1$                     | $s < \infty$                       |
| Режим рекуперативного (генераторного) торможения |  | Двигательный режим              | Режим торможения противовключением |

Зависимость  $M_e = f(s)$  изображена на рис. 2.28. На основании этой зависимости на рис. 2.29 построена механическая характеристика асинхронного двигателя.

Исследование функции  $M_e = f(s)$  на экстремум показывает, что при значениях скольжения

$$s_m = \pm \frac{c_1^2 \cdot r_2'}{\sqrt{c_1^2 r_1^2 + x_{к.н}^2}} \quad (2.40)$$

вращающий момент достигает максимальных значений. При этом знак «+» перед корнем относится к двигательному режиму, а знак «—» к генераторному.

Максимальное значение момента в двигательном режиме равно:

$$M_{д.м} = \frac{m_1}{2\omega_0} \frac{U_{\Phi}^2}{c_1 r_1 + \sqrt{c_1'^2 r_1^2 + x_{к.н}^2}}. \quad (2.41)$$

Соответственно для генераторного режима:

$$M_{г.м} = \frac{m_1}{2\omega_0} \frac{U_{\Phi}^2}{c_1 r_1 - \sqrt{c_1'^2 r_1^2 + x_{к.н}^2}}. \quad (2.42)$$

Как видно, абсолютная величина максимального момента в генераторном режиме больше, чем в двигательном.

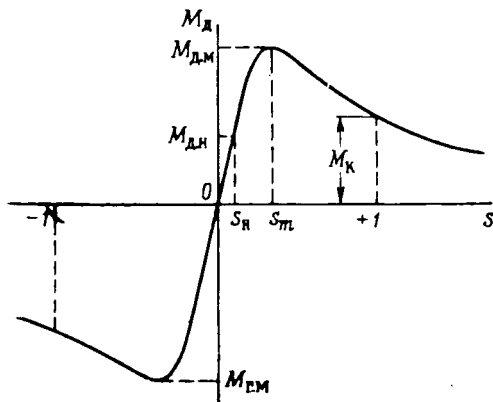


Рис. 2.28. Зависимость вращающего момента асинхронного двигателя от скольжения

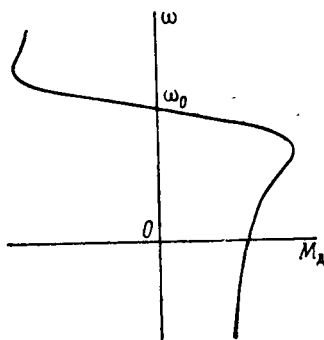


Рис. 2.29. Механическая характеристика асинхронного двигателя

Максимальные значения момента не зависят от величины активного сопротивления ротора  $r_2$ . Величина  $r_2$  определяет лишь скольжение  $s_m$ , при котором наступает максимум момента.

Полагая в формуле (2.31)  $s=1$ , находят выражение для вращающего момента двигателя при коротком замыкании; этот момент называется пусковым:

$$M_{к} = \frac{m_1}{\omega_0} \frac{U_{\Phi}^2 c_1'^2 r_2'}{x_{к.н}^2 + (c_1 r_1 + c_1'^2 r_2')^2}. \quad (2.43)$$

Как видно из этой формулы, величина пускового момента в значительной мере зависит от активного сопротивления ротора.

Изменение силы вторичного тока в зависимости от скольжения происходит следующим образом.

Согласно уравнению (2.29) при положительных значениях  $s$  ток ротора с увеличением скольжения растет, стремясь (при  $s \rightarrow +\infty$ ) к току идеального короткого замыкания:

$$I'_{2к.и} = \frac{U_{\Phi}}{\sqrt{x_{к.и}^2 + c_1^2 r_1^2}}. \quad (2.44)$$

В генераторном режиме вторичный ток достигает своего наибольшего значения при  $s = \frac{c_1 r_2}{r_1}$  и составляет

$$I'_2 = \frac{U_{\Phi}}{x_{к.и}}. \quad (2.45)$$

Кривая зависимости вторичного тока от скольжения для генераторного и двигательного режимов условно изображена на рис. 2.30.

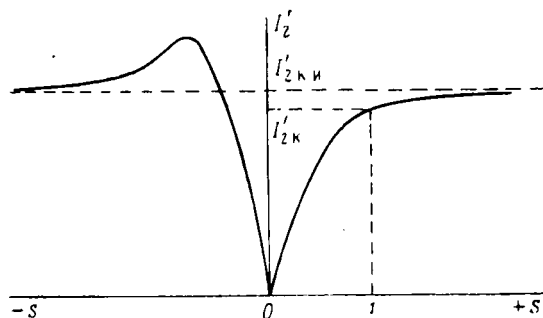


Рис. 2.30. Зависимость вторичного тока асинхронного двигателя от скольжения

Рассмотренные зависимости позволяют установить некоторые характерные величины двигателя.

Таковыми характерными величинами для асинхронных двигателей являются:

1. Отношение максимального момента к номинальному, называемое перегрузочной способностью двигателя по моменту

$$\lambda = \frac{M_{д.м}}{M_{д.н}}. \quad (2.46)$$

2. Отношение пускового момента к номинальному

$$k_{\kappa} = \frac{M_{\kappa}}{M_{д.н}}. \quad (2.47)$$

3. Отношение пускового тока к номинальному

$$k_I = \frac{I_{\kappa}}{I_{н}}. \quad (2.48)$$

Перегрузочная способность самолетных асинхронных двигателей кратковременного режима работы равна примерно 3 и длительного режима — равна 2. Отношение пускового момента к номинальному для двигателей кратковременного режима равно приблизительно 3, а для двигателей длительного режима — около 1,6. Отношение пускового тока к номинальному составляет от 3 до 5 — в зависимости от номинальной мощности двигателя.

## § 2.14. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПО ЕГО НОМИНАЛЬНЫМ ДАННЫМ

В процессе проектирования электропривода номинальные данные электродвигателя получают расчетным путем или же их задают на основе данных аналогичных двигателей. Однако для выполнения различных расчетов необходимо знать не только номинальные данные двигателя, но и его характеристики.

Пусть известны номинальные данные двигателя, а именно: его мощность, синхронная скорость вращения, к. п. д., коэффициент мощности, напряжение питания и скольжение (т. е.  $P_n$ ,  $\eta_n$ ,  $\omega_0$ ,  $\cos \varphi$ ,  $U_{ф.н}$ ,  $s_n$ ). Пусть известны также отношение пускового момента к номинальному  $M_k/M_{д.н}$  и скольжение  $s_m$  при максимальном моменте.

Требуется определить зависимость скорости вращения и потребляемого тока от вращающего момента, т. е.

$$\omega = f_1(M_{д.н}) \text{ и } I_1 = f_2(M_{д.н}).$$

Пусковой и номинальный моменты, используя уравнение (2.37) механической характеристики двигателя в относительных единицах, можно выразить как

$$\mu_k = \frac{Q_2}{1 + (Q_1 + Q_2)^2}; \quad (2.49)$$

$$\mu_n = \frac{Q_2 s_n}{s_n^2 + (s_n Q_1 + Q_2)^2}. \quad (2.50)$$

Подставив в формулу (2.40) относительные величины, находят скольжение, соответствующее максимальному моменту

$$s_m = \frac{Q_2}{\sqrt{Q_1^2 + 1}}. \quad (2.51)$$

Разделив почленно уравнение (2.49) на (2.50) и заменив  $Q_2$  через  $Q_2 = s_m \sqrt{1 + Q_1^2}$ , получают

$$\begin{aligned} s_n^2 + [s_n Q_1 + s_m \sqrt{1 + Q_1^2}]^2 &= \frac{M_k}{M_{д.н}} s_n' \times \\ &\times [1 + (Q_1 + s_m \sqrt{1 + Q_1^2})^2]. \end{aligned} \quad (2.52)$$

В этом уравнении все величины, кроме  $q_1$ , известны и, следовательно,  $q_1$  может быть определено.

Для практических расчетов уравнение (2.52) можно значительно упростить, если учесть, что  $q_1$  мало (обычно  $q_1 < 0,2$ ) и  $\sqrt{1+q_1^2} \cong 1$ . Приравнявая в уравнении (2.52)  $\sqrt{1+q_1^2} = 1$ , после несложных преобразований и переноса всех членов уравнения в левую сторону можно записать

$$\left(\frac{M_K}{M_{д.н}} - s_n\right) s_n q_1^2 + 2s_n s_m \left(\frac{M_K}{M_{д.н}} - 1\right) q_1 + \frac{M_K}{M_{д.н}} s_n (1 + s_m^2) - s_n^2 - s_m^2 = 0. \quad (2.53)$$

Решив это квадратное уравнение, находят  $q_1$  и затем по формуле (2.51)  $q_2$ . Далее по известным  $q_1$  и  $q_2$  используя уравнение (2.37) вычисляют механическую характеристику двигателя в относительных единицах.

Чтобы определить ток, потребляемый двигателем, необходимо вычислить параметры намагничивающего контура  $q_m$  и  $\chi_m$  (рис. 2.31). Первую из этих величин найдем, используя выражение для номинального к. п. д.,

$$\eta_n = \frac{p_{2н}}{p_{2н} + \Delta p_n}. \quad (2.54)$$

Здесь  $p_{2н}$  и  $\Delta p_n$  номинальные значения мощности и потерь двигателя в относительных единицах.

Выражение (2.54) может быть записано также в виде

$$\eta_n = \frac{p_{2н}}{p_{2н} + i_{2н}^2 (q_1 + q_2) + \frac{1}{q_m}},$$

где  $i_{2н}^2 (q_1 + q_2)$  представляет номинальные потери в активных сопротивлениях первичной и вторичной цепей; так как  $v_n = 1$ , то

$\frac{1}{q_m} = \frac{v_n^2}{q_m}$  — номинальные потери в намагничивающем контуре (рис. 2.31);  $q_m$  — относительное активное сопротивление намагничивающего контура,  $i_{2н}$  — относительный номинальный ток ротора.

Отсюда

$$q_m = \frac{1}{\frac{p_{2н}}{\eta_n} - p_{2н} - i_{2н}^2 (q_1 + q_2)}. \quad (2.55)$$

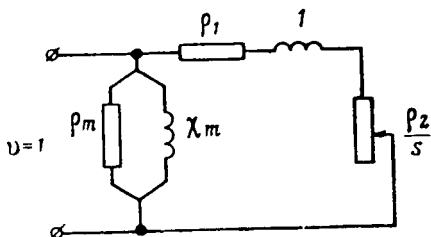


Рис. 2.31. Схема замещения асинхронного двигателя в относительных величинах

Входящие сюда  $p_{2н}$  и  $i_{2н}^2$  нетрудно вычислить по схеме замещения, для которой уже известны  $q_1$  и  $q_2$ .

Реактивное сопротивление намагничивающего контура  $\chi_m$  вычислим, используя выражение для номинального коэффициента мощности

$$\cos \varphi_n = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_n}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{p_{a.n}}{p_{r.n}}\right)^2}}.$$

Здесь  $p_{a.n}$  — активная мощность, потребляемая при номинальном режиме;

$p_{r.n}$  — реактивная номинальная мощность.

Из выражения для  $\cos \varphi_n$

$$p_{r.n}^2 = \frac{p_{a.n}^2}{\frac{1}{\cos^2 \varphi_n} - 1}.$$

Входящее сюда значение  $p_{a.n}$  вычисляют по формуле

$$p_{a.n} = \frac{p_{2н}}{\eta_n}.$$

Для вычисления  $\chi_m$  составим уравнение баланса реактивных мощностей

$$p_{r.n} = i_{2н}^2 + \frac{1}{\chi_m}.$$

Здесь  $i_{2н}^2 = i_{2н}^2 \cdot 1 = i_{2н}^2 \chi_{к.и}$  — реактивная мощность, потребляемая в реактивном сопротивлении идеального короткого замыкания, равном в относительных единицах  $\chi_{к.и} = 1$  (рис. 2.31),

$\frac{1}{\chi_m} = \frac{v_n^2}{\chi_m}$  — реактивная мощность намагничивающего контура.

Из уравнения баланса реактивных мощностей

$$\chi_m = \frac{1}{p_{r.n} - i_{2н}^2}. \quad (2.56)$$

Таким образом можно определить все параметры схемы замещения рис. 2.31, по которой нетрудно вычислить зависимость тока от скольжения в относительных единицах  $i_1 = f(s)$ .

Для перехода к характеристикам, выраженным в размерных единицах, необходимо знать базовые значения тока и вращающего момента.



Из формулы для пускового момента,

$$M_k = \frac{m_1 U_{\text{ф.н}}^2 c_1^2 r_2'}{\omega_0 [x_{\text{к.и}}^2 + (c_1 r_1 + c_1^2 r_2')^2]},$$

находят

$$x_{\text{к.и}}^2 + (c_1 r_1 + c_1^2 r_2')^2 = \frac{m_1 U_{\text{ф.н}}^2 c_1^2 r_2'}{\omega_0 M_k}.$$

Разделив почленно это уравнение на  $x_{\text{к.и}}^2$ , получают

$$1 + (q_1 + q_2)^2 = \frac{m_1 U_{\text{ф.н}}^2 q_2}{\omega_0 x_{\text{к.и}} M_k},$$

откуда

$$x_{\text{к.и}} = \frac{m_1 U_{\text{ф.н}}^2 q_2}{\omega_0 M_k [1 + (q_1 + q_2)^2]}. \quad (2.57)$$

Далее находят базовые значения тока и вращающего момента:

$$I_{\text{к.и}} = \frac{U_{\text{ф.н}}}{x_{\text{к.и}}}, \quad M_{\text{к.и}} = \frac{m_1 U_{\text{ф.н}} I_{\text{к.и}}}{\omega_0}.$$

## § 2.15. ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В процессе эксплуатации асинхронных двигателей на летательных аппаратах возможны отклонения напряжения и частоты от номинальных значений. Не исключено также появление асимметрии напряжений на зажимах статора, изменение температуры обмоток в широком диапазоне, существенное влияние оказывает сопротивление соединительных проводов. Эти отклонения от нормальных условий приводят к тому, что эксплуатационные характеристики асинхронных двигателей отличаются от естественных характеристик.

Влияние изменений напряжения. Для асинхронного двигателя как понижение, так и повышение напряжения по сравнению с номинальным значением нежелательно. Как видно из формулы (2.31), вращающий момент двигателя пропорционален квадрату напряжения. Поэтому даже небольшое понижение напряжения вызывает резкое уменьшение пускового момента. Если двигатель работает с постоянным моментом нагрузки, то понижение напряжения вызывает увеличение скольжения, что приводит к возрастанию потерь в двигателе. Повышение напряжения вызывает возрастание магнитного потока и, как результат, увеличение намагничивающего тока, который вследствие насыщения растет быстрее, чем магнит-

ный поток. В результате повышение напряжения приводит к возрастанию потерь в двигателе.

Для нормальной работы авиационных электроприводов допустимые отклонения напряжения на зажимах асинхронных двигателей не должны превышать  $\pm 5\%$  от номинального значения.

Влияние сопротивления соединительных проводов. Увеличение сопротивления соединительных проводов равносильно увеличению активного сопротивления обмотки статора  $r_1$ . Достаточно точные результаты на основе исследования схемы замещения с вынесенным намагничивающим контуром получаются лишь при малых  $r_1$ , однако общий характер влияния увеличения  $r_1$  по формулам, выведенным для схемы с вынесенным намагничивающим контуром, проследить все-таки можно. Как видно из выражений (2.40)—(2.43), с увеличением  $r_1$  происходит уменьшение скольжения при максимальном моменте. Увеличение  $r_1$  приводит также к уменьшению максимального и пускового моментов двигателя, причем пусковой момент в большей степени зависит от сопротивления  $r_1$ , чем максимальный. Таким образом, увеличение  $r_1$  приводит к ухудшению механической характеристики асинхронного двигателя.

Влияние изменения частоты. Если напряжение на зажимах двигателя остается постоянным, а частота меняется, то вследствие изменения  $x_{к.и}$  (индуктивного сопротивления короткого замыкания) происходит изменение максимального и пускового моментов и, таким образом, механической характеристики двигателя. Из формул (2.31), (2.41) и (2.43) видно, что повышение частоты приводит к уменьшению вращающих моментов двигателя при любых значениях скольжения и в особенности при  $s=1$ , т. е. к уменьшению пускового момента. Следовательно, повышение частоты переменного тока приводит к ухудшению механических свойств двигателя. Особенно сильно механические характеристики асинхронных двигателей ухудшаются при одновременном повышении частоты и понижении напряжения. Наибольшее отклонение частоты для авиационных двигателей не должно превышать  $\pm 5\%$ .

Влияние асимметрии напряжений на зажимах двигателя. При нарушении симметрии напряжений трехфазной системы на зажимах двигателей появляется напряжение обратной последовательности фаз. Наличие напряжения обратной последовательности приводит к появлению тормозных моментов и, следовательно, к ухудшению механической характеристики асинхронного двигателя.

Нарушение симметрии фазовой системы напряжений на зажимах статора может произойти также вследствие неравенства сопротивлений фазовых соединительных проводов. Неодинаковая нагрузка отдельных фазовых цепей асинхронного двигателя при симметричном трехфазном напряжении на зажимах статора также может быть следствием неравенства сопротивлений в фазовых цепях обмоток статора или ротора.

Так как всякая асимметрия в фазовых цепях двигателя ведет к ухудшению его механических свойств, то во избежание этого необходимо следить, чтобы все причины, вызывающие асимметрию, были устранены.

Влияние изменения температуры. В условиях эксплуатации авиационных электродвигателей возможны колебания температуры окружающей среды в большом диапазоне. Так, на самолетах возможно изменение температуры в пределах от  $-60^\circ$  до  $+50^\circ\text{C}$ , а на ракетах — в еще более широких пределах. Вследствие изменения окружающей температуры изменяются и активные сопротивления обмоток двигателей, что, безусловно, сказывается на механических характеристиках двигателей. Особенно большие осложнения могут возникать при пуске двигателей при низкой температуре. Пусковой момент двигателя, определяемый формулой (2.43), находится в сложной зависимости от  $r_1$  и  $r_2'$ .

Согласно формуле (2.43) пусковой момент двигателя при  $20^\circ\text{C}$  равен

$$M_{\kappa(20^\circ)} = \frac{m_1}{\omega_0} \frac{U_{\phi}^2 c_1^2 r_{2(20^\circ)}'}{x_{\kappa.и}^2 + [c_1 r_{1(20^\circ)} + c_1^2 r_{2(20^\circ)}']^2}.$$

При превышении температуры  $\tau$  над  $20^\circ\text{C}$  пусковой момент составляет

$$M_{\kappa} = \frac{m_1}{\omega_0} \frac{U_{\phi}^2 c_1^2 r_{2(20^\circ)}' (1 + \alpha\tau)}{x_{\kappa.и}^2 + [c_1 r_{1(20^\circ)} + c_1^2 r_{2(20^\circ)}']^2 (1 + \alpha\tau)^2},$$

где  $\alpha$  — температурный коэффициент,  
 $\tau$  — превышение температуры над  $20^\circ\text{C}$ ,

или

$$M_{\kappa} = M_{\kappa.и} \frac{Q_2 (1 + \alpha\tau)}{1 + (Q_1 + Q_2)^2 (1 + \alpha\tau)^2},$$

где  $Q_2 = \frac{c_1^2 r_{2(20^\circ)}'}{x_{\kappa.и}}$  — относительное активное сопротивление ротора при  $20^\circ\text{C}$ ;

$Q_1 = \frac{c_1 r_{1(20^\circ)}}{x_{\kappa.и}}$  — то же статора,

$M_{\kappa.и}$  — момент идеального короткого замыкания, определяемый формулой (2.35).

На рис. 2.32 изображена зависимость пускового момента (относительного) от температуры (произведения  $\alpha\tau$ ). Как видно из рисунка, у двигателя с небольшим активным сопротивлением короткого замыкания наблюдается значительное уменьшение пуско-

вого момента при низкой температуре. Это обстоятельство необходимо учитывать при выборе двигателя, предназначенного для работы в условиях низких температур.

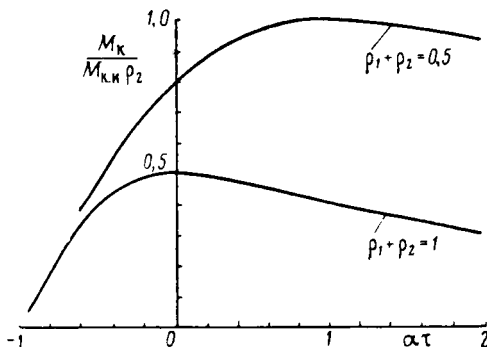


Рис. 2.32. Зависимость пускового момента асинхронного двигателя от активных сопротивлений обмоток

Исследуя уравнение для пускового момента на максимум, трудно установить значение  $\alpha\tau_m$ , соответствующее максимальному значению пускового момента:

$$\alpha\tau_m = \frac{1}{\varrho_1 + \varrho_2} - 1.$$

## § 2.16. ТОРМОЗНЫЕ РЕЖИМЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Асинхронный двигатель допускает генераторное торможение с рекуперацией энергии ( $-\infty < s < 0$ ) и торможение с противовключением ( $1 < s < +\infty$ ). Наряду с этими видами торможения используется также динамическое торможение двигателей, для осуществления которого обмотку статора подключают или к источнику постоянного тока или через выпрямители к сети переменного тока. Различные способы включения обмоток при подключении к статору постоянного тока изображены на рис. 2.33.

Постоянный ток, протекая по обмоткам статора, создает магнитодвижущую силу, распределенную по окружности статора по закону, зависящему от схемы обмотки. Так, например, если на двух полюсных делениях  $2\tau$  расположены провода с током в соответствии с рис. 2.34, то распределение магнитодвижущей силы определяется ступенчатой кривой.

Эта кривая может быть представлена в виде ряда пространственных гармоник. Амплитуда первой пространственной гармоники магнитодвижущей силы зависит как от величины, так и от направления токов в обмотках статора. Можно подобрать такое эквивалентное значение трехфазного переменного тока  $I_\theta$ , которое создаст

первую пространственную гармонику м. д. с. той же амплитуды, что и амплитуда первой пространственной гармоники м. д. с. постоянного тока. Это значение переменного тока называют экви-

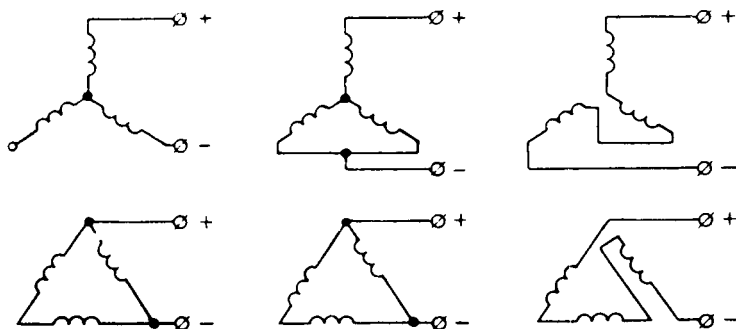


Рис. 2.33. Схемы питания обмотки статора асинхронного двигателя при динамическом торможении

валентным током. Величина эквивалентного переменного тока определяется из соотношения:

$$AW_{\pi} = \frac{3}{2} \sqrt{2} I_s w_1, \quad (2.58)$$

где  $AW_{\pi}$  — амплитуда первой гармоники м. д. с. постоянного тока;

$w_1$  — число витков фазовой обмотки статора.

При вращении ротора в неподвижном магнитном поле в его обмотке индуцируются переменные токи, которые создают намагничивающую силу, неподвижную относительно статора. Намагничивающие силы статора и ротора, складываясь, создают результирующую намагничивающую силу, определяющую величину результирующего магнитного потока. Взаимодействие результирующего магнитного потока  $\Phi$  с током ротора  $I_2$  вызывает на валу двигателя тормозной момент, равный

$$M = k I_2 \Phi \cos \psi_2,$$

где  $\psi_2$  — угол сдвига фаз между током и э. д. с. ротора,  
 $k$  — коэффициент пропорциональности.

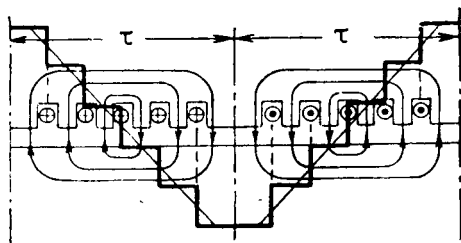


Рис. 2.34. Распределение магнитодвижущей силы

На рис. 2.35 приведена упрощенная векторная диаграмма двигателя, работающего в режиме динамического торможения.

На этой диаграмме  $\Phi$  — магнитный поток;  $E_2$  — э. д. с. ротора;  $I'_2$  — ток ротора, приведенный к обмотке статора;  $I_\phi$  — эквивалентный ток статора;  $I_m$  — намагничивающий ток, равный геометрической разности токов  $I_\phi$  и  $I'_2$ .

Если двигатель неподвижен, то э. д. с.  $E_2$  равна нулю, ток ротора и тормозной момент также равны нулю. При этом намагничивающий ток имеет наибольшую величину, равную эквивалентному

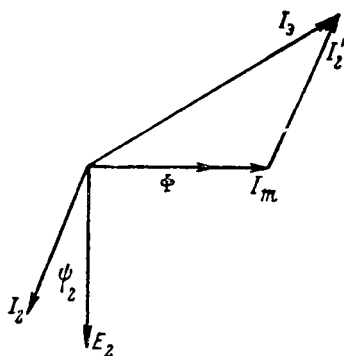


Рис. 2.35. Векторная диаграмма асинхронного двигателя в режиме динамического торможения

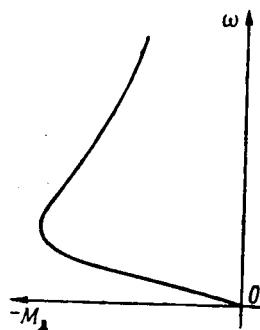


Рис. 2.36. Механическая характеристика асинхронного двигателя в режиме динамического торможения

току статора, и, следовательно, магнитный поток имеет также наибольшее значение. По мере увеличения скорости вращения э. д. с. ротора возрастает, ток ротора увеличивается, что приводит к увеличению тормозного момента. Но увеличение тормозного момента происходит лишь до определенной скорости вращения (рис. 2.36), при которой тормозной момент достигает максимального значения. При дальнейшем увеличении скорости вращения тормозной момент уменьшается, что объясняется повышением частоты тока ротора до значений, когда начинает сказываться рост индуктивного сопротивления цепи ротора. С ростом индуктивного сопротивления цепи ротора увеличивается угол  $\psi_2$ . Это, с одной стороны, как видно из векторной диаграммы, усиливает размагничивающее действие тока ротора, но, с другой стороны, уменьшает  $\cos \psi_2$ , входящий в качестве множителя в формулу для тормозного момента. Тормозной момент достигает максимума тогда, когда увеличение э. д. с. ротора уравновешивается действием двух последних факторов.

Механическую характеристику двигателя в режиме динамического торможения можно построить на основе схемы замещения для вторичной цепи (рис. 2.37). На этой схеме

$v = 1 - s = 1 - \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{\omega}{\omega_0}$  является относительной скоростью вращения.

Из уравнения, составленного по 1-му закону Кирхгофа,

$$I_3 = I_m + I_2' = \frac{I_2' \dot{Z}_2'}{\dot{Z}_m} + I_2',$$

где  $\dot{Z}_2' = \frac{R_2'}{v} + jx_2'$ ,  $\dot{Z}_m = jx_m$ ,

получают

$$I_2' = I_3 \frac{\dot{Z}_m}{\dot{Z}_2' + \dot{Z}_m}.$$

Тормозной электромагнитный момент равен

$$M_{\kappa} = I_2'^2 \frac{R_2'}{v} \frac{m_1}{\omega_0} = \frac{I_3^2 x_m^2 m_1 \frac{R_2'}{v}}{\omega_0 \left[ \frac{R_2'^2}{v^2} + (x_2' + x_m)^2 \right]}, \quad (2.59)$$

т. е. он зависит от эквивалентного тока  $I_3$  и относительной скорости вращения  $v$ .

Исследуя выражение для момента на экстремум, можно показать, что при относительной скорости

$$v_m = \frac{R_2'}{x_m + x_2'} \quad (2.60)$$

тормозной момент достигает максимального значения

$$M_m = \frac{m_1 I_3^2 x_m^2}{2 \omega_0 (x_m + x_2')}. \quad (2.61)$$

Разделив (2.59) на (2.61) и учитывая (2.60), механическую характеристику можно представить в виде

$$M_{\kappa} = \frac{2M_m}{\frac{v}{v_m} + \frac{v_m}{v}} \quad (2.62)$$

или

$$M_{\kappa} = \frac{2M_m v_m v}{v^2 + v_m^2}. \quad (2.63)$$

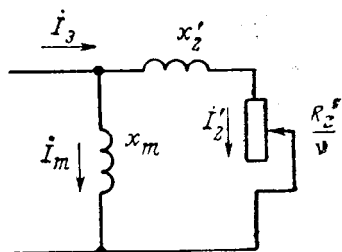


Рис. 2.37. Схема замещения вторичной цепи асинхронного двигателя в режиме динамического торможения

Динамическое торможение асинхронных двигателей может осуществляться без применения постоянного тока, с помощью конденсаторов, подключенных к обмотке статора по схеме рис. 2. 38. При этом машина работает как асинхронный генератор с самовозбуждением, получая ток намагничивания от конденсаторов. Генерируемая энергия выделяется в обмотке ротора в виде тепловой энергии. Для обеспечения самовозбуждения емкость конденсаторов должна быть не меньше определенной величины, причем, чем меньше скорость вращения, т. е. чем меньше частота тока в статоре, тем больше должна быть емкость. Для торможения двигателя до малых скоростей вращения необходимо брать конденсаторы большой ем-

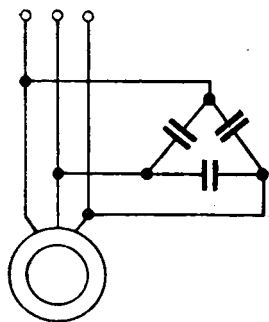


Рис. 2. 38. Схема динамического торможения асинхронного двигателя с конденсаторным возбуждением

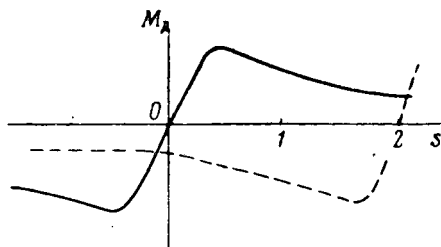


Рис. 2. 39. Зависимости вращающих моментов прямого и обратного полей от скольжения

кости, что является существенным недостатком этого метода торможения.

Торможение электроприводов с асинхронными двигателями может быть осуществлено также подключением обмотки статора к несимметричной системе напряжений.

Несимметричная система напряжений равнозначна двум симметричным системам — прямого и обратного следования фаз. Соответственно возникают прямо- и обратновращающиеся магнитные поля.

Если по отношению к прямовращающемуся полю скольжение равно  $s$ , то по отношению к обратновращающемуся полю скольжение двигателя равно  $2 - s$ . При изменении скольжения  $s$  в пределах от 1 до  $-\infty$  по отношению к обратновращающемуся полю двигатель находится в режиме противовключения. Следовательно, в пределах изменения скольжения от 1 до  $-\infty$  обратновращающееся поле создает тормозной момент. На рис. 2. 39 показаны зависимости моментов, создаваемых прямым и обратным полями, от сколь-



жения. Меняя степень несимметрии напряжений на зажимах статора, можно менять соотношение между двигательным и тормозным моментами.

Практически наиболее просто искажение симметрии напряжения на зажимах статора достигается использованием однофазного питания двигателя. Одна из применяемых для этой цели схем показана на рис. 2.40. К двум проводам трехфазной сети подключаются лишь две обмотки статора, третья свободная обмотка подсоединяется к одной из этих двух обмоток так, как показано на схеме рис. 2.40.

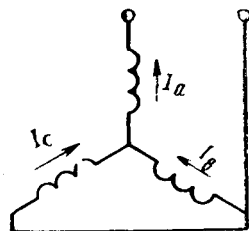


Рис. 2. 40. Схема однофазного питания асинхронного двигателя

Следует отметить, что эффективность торможения при однофазном питании существенно зависит от величины скольжения  $s_m$ . При  $s_m < 1$  у вращающегося двигателя происходит лишь уменьшение вращающего момента. При  $s_m > 1$  (как это имеет место у многих двухфазных авиационных электродвигателей) двигатель развивает тормозной момент.

---

---

## Глава 3

# МЕХАНИЧЕСКИЕ ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

### § 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Рассмотрим переходные процессы нерегулируемого двигателя. Переход агрегата из одного состояния в другое (например, при пуске, реверсе и т. д.) сопровождается так называемыми переходными процессами, которые сопровождаются изменением величин  $M_d$ ,  $P$ ,  $i_a$ ,  $\omega$ ,  $\alpha$ ,  $\tau$  во времени. Все эти величины, взаимно связанные между собой, оказывают существенное влияние на выбор типа двигателя, его мощность, а также аппаратуры управления, кинематической схемы агрегата и т. д.

Переходные процессы, как это следует из основного уравнения движения, определяются характером нагрузки исполнительного механизма, моментом, развиваемым двигателем, и моментом инерции всей кинематической системы. В общем случае на характер переходных процессов будут влиять, помимо механической инерции масс, также электромагнитная и тепловая инерции самого двигателя и аппаратуры управления.

В дальнейшем, однако, мы будем рассматривать переходные процессы без учета электромагнитной и тепловой инерции.

Начнем рассмотрение переходных процессов с самого простого случая.

Если

$$M_a - M_c = M_d = J \frac{d\omega}{dt} \begin{matrix} < 0, \\ > 0, \end{matrix}$$

то движение будет ускоряться или замедляться, т. е. будет наблюдаться разгон или торможение.

Время, в течение которого скорость достигнет некоторого значения  $\omega$ , определяется из уравнения

$$dt = J \frac{1}{M_d} d\omega.$$

Если задан динамический момент  $M_d$ , то время  $t$  можно определить:

$$t = \int_0^{\omega} J \frac{1}{M_d} d\omega. \quad (3.1)$$

Если динамический момент  $M_d$  постоянен и от времени не зависит, то время, в течение которого скорость электродвигателя изменится от  $\omega_1$  до  $\omega_2$ , будет равно

$$t = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \frac{1}{M_d} d\omega = \frac{J}{M_d} (\omega_2 - \omega_1). \quad (3.2)$$

Случай  $M_d = \text{const}$  на практике встречается редко. В качестве примеров постоянства динамического момента можно привести привод шасси на переменном токе, а также систему запуска турбореактивного двигателя от электростартера. Когда на некоторых участках характеристик  $M_d = f(\omega)$  и  $M_c = \varphi(\omega)$  их разность  $M_d - M_c = \text{const}$ .

### § 3.2. АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД РЕШЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Если динамический момент  $M_d$  выразить в функции от  $\omega$ , то иногда переходный процесс можно рассчитать аналитически. В частности, если происходит разгон двигателя постоянного тока с параллельным возбуждением и момент сопротивления  $M_c = \text{const}$ , то  $\omega = f(M_d)$  выражается линейным уравнением. На рис. 3.1 приведены характеристики  $\omega = f(M_d)$  и  $M_c = \varphi(\omega) = \text{const}$ . В этом случае разгон двигателя будет происходить от  $\omega = 0$  до установившейся скорости  $\omega_y$ .

На рис. 3.2 построена на основании рис. 3.1 зависимость  $\omega = f(M_d)$ , которая выражается следующим образом:

$$M_d = k(\omega_y - \omega_0) = k(\omega_0 - \Delta\omega_c - \omega). \quad (3.3)$$

Если  $M_c = 0$ , то  $\Delta\omega_c = 0$  и  $M_d = k(\omega_0 - \omega)$ .

Здесь  $k$  — коэффициент пропорциональности, определяемый из начальных условий.

В момент пуска ( $\omega = 0$ ) динамический момент будет наибольшим  $M_d = M_{d\text{нб}}$  и уравнение (3.3) примет вид

$$M_{d\text{нб}} = k\omega_y, \quad \text{откуда} \quad k = \frac{M_{d\text{нб}}}{\omega_y} \equiv \text{ctg } \beta.$$

Подставляя это значение  $k$  в выражение (3.3), получим

$$M_d = \frac{M_{d\text{нб}}}{\omega_y} (\omega_y - \omega), \quad (3.3a)$$

где

$$\omega_y = \omega_0 - \Delta\omega_c.$$

Выражением (3.3а) можно воспользоваться при анализе переходных процессов.

Отметим еще одно важное обстоятельство, необходимое в дальнейшем. Коэффициент  $k$ , пользуясь подобием треугольников (см. рис. 3.1 и 3.2), можно выразить как

$$k = \frac{M_{d\text{ нб}}}{\omega_y} = \frac{M_K}{\omega_0} = \frac{M_{d1} - M_{d2}}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{M_c}{\omega_0 - \omega_y} = \frac{M_c}{\omega_0 - \omega_y} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_0} = \frac{M_c}{\omega_0 S} = \frac{M_{д.н}}{\omega_0 S_H}. \quad (3.4)$$

Все приведенные значения коэффициента  $k$  равнозначны и могут быть подставлены в уравнение (3.3).

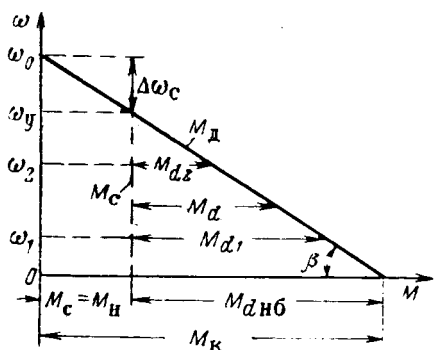


Рис. 3.1. Характеристика  $\omega = f(M_d)$

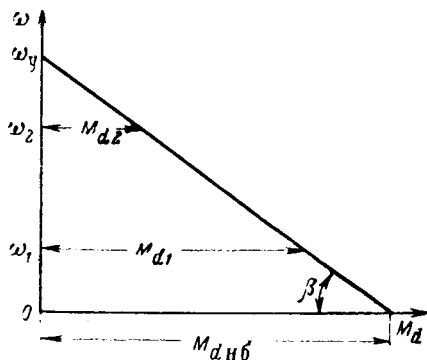


Рис. 3.2. Характеристика  $\omega = f(M_d)$

Рассмотрим, как будет происходить разгон двигателя, если

$$M_d = k(\omega_y - \omega).$$

Воспользовавшись выражением (3.1) и взяв вместо  $M_d$  его значение, получим

$$t = \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega} J \frac{1}{M_d} d\omega = J \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega} \frac{d\omega}{k(\omega_y - \omega)} = -\frac{J}{k} \int_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega} \frac{d(\omega_y - \omega)}{\omega_y - \omega} = -\frac{J}{k} \left| \ln(\omega_y - \omega) \right|_{\omega_{\text{нач}}}^{\omega}.$$

Здесь  $\omega_{\text{нач}}$  — скорость, при которой начинается переходный процесс.

Подставив пределы, получим

$$t = -\frac{J}{k} [\ln(\omega_y - \omega) - \ln(\omega_y - \omega_{\text{нач}})].$$

или

$$t = \frac{J}{k} \ln \frac{(\omega_y - \omega_{\text{нач}})}{(\omega_y - \omega)}. \quad (3.5)$$

Последнее уравнение широко используется для определения длительности переходных процессов, происходящих в двигателе, зная которое необходимо, например, при регулировке реле времени, срабатывающего в момент запуска двигателя. Подставив вместо коэффициента  $k$  любое его значение, можно определить длительность переходного процесса  $t$ .

При ступенчатом запуске для определения времени можно воспользоваться выражением

$$t = \frac{J(\omega_2 - \omega_1)}{M_{d_1} - M_{d_2}} \ln \frac{\omega_y - \omega_1}{\omega_y - \omega_2},$$

откуда, основываясь на выражении (1.7а) и рис. 3.1 и 3.2, находим

$$t = \frac{GD^2}{375} \frac{n_2 - n_1}{M_{d_1} - M_{d_2}} \ln \frac{M_{d_1}}{M_{d_2}}.$$

Эта формула справедлива и при определении времени торможения.

Из уравнения (3.5) можно получить зависимость  $\omega = f(t)$ . Для этого примем  $J/k = B$  и тогда запишем

$$\frac{t}{B} = \ln \frac{\omega_y - \omega_{\text{нач}}}{\omega_y - \omega}$$

или

$$e^{t/B} = \frac{\omega_y - \omega_{\text{нач}}}{\omega_y - \omega},$$

откуда после несложных преобразований находим зависимость

$$\omega = \omega_y (1 - e^{-t/B}) + \omega_{\text{нач}} e^{-t/B}. \quad (3.6)$$

Так как  $\omega_y = \omega_0 - \Delta\omega_c$ , то

$$\omega = (\omega_0 - \Delta\omega_c)(1 - e^{-t/B}) + \omega_{\text{нач}} e^{-t/B}. \quad (3.6a)$$

Если принять, что разгон происходил от  $\omega_{\text{нач}} = 0$  и что  $M_c \neq 0$ , то

$$\omega = \omega_y (1 - e^{-t/B}) \quad (3.7)$$

или

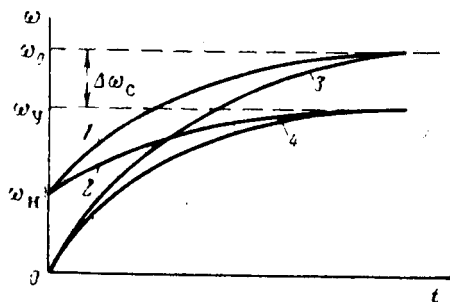
$$\omega = (\omega_0 - \Delta\omega_c)(1 - e^{-t/B}). \quad (3.7a)$$

При отсутствии момента сопротивления на валу двигателя ( $M_c=0$ ),  $\Delta\omega_c=0$ , выражения (3.6а) и (3.7а) примут соответственно следующий вид:

$$\omega = \omega_0(1 - e^{-t/B}) + \omega_{\text{нач}}e^{-t/B} \quad (\text{при } \omega_{\text{нач}} \neq 0);$$

$$\omega = \omega_0(1 - e^{-t/B}) \quad (\text{при } \omega_{\text{нач}} = 0).$$

На основании уравнений (3.6) и (3.7) на рис. 3.3 построены



характеристики  $\omega = f(t)$ . Процесс разгона в этом случае теоретически длится бесконечно большое время. Практически процесс разгона происходит за время  $t_p = (4 \div 5)B$ , где  $B = \frac{J}{k}$  —

электромеханическая постоянная времени привода, играющая исключительно важную роль в расчетах. Размерность

Рис. 3.3. Характеристики  $\omega = f(t)$ :

1 — при  $M_c=0$  и  $\omega_{\text{нач}}=\omega_n$ ; 2 — при  $M_c \neq 0$  и  $\omega_{\text{нач}}=-\omega_n$ ; 3 — при  $M_c=0$  и  $\omega_{\text{нач}}=0$ ; 4 — при  $M_c \neq 0$  и  $\omega_{\text{нач}}=0$

$$|B| = \frac{\text{кг} \cdot \text{м}^2}{\text{н} \cdot \text{м} \cdot \text{сек}} = \frac{\text{кг} \cdot \text{м}^2 \cdot \text{сек}^2}{\text{кг} \cdot \text{м}^2 \cdot \text{сек}} = \text{сек}.$$

### § 3.3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ ПОСТОЯННАЯ ВРЕМЕНИ

Если вместо  $k$  подставить в выражение  $B = J/k$  его значение из уравнения (3.4), то получим

$$B = \frac{J}{M_{днб}} \omega_y = \frac{J \omega_0}{M_k} = \frac{J (\omega_0 - \omega_y)}{M_c} = J \frac{\omega_0 \cdot S}{M_c} = J \frac{\Delta \omega_c}{M_c}. \quad (3.8)$$

Обычно электромеханическую постоянную приводят еще к одному виду. Так как перепад скорости

$$\Delta \omega_c = \frac{M_c r_y}{k_e \cdot k_m}.$$

то

$$B = J \frac{r_y}{k_m k_e} = J \frac{r_y}{k_e^2}. \quad (3.9)$$

Электромеханическая постоянная привода зависит от сопротивления цепи якоря. С ростом этого сопротивления (с увеличением угла наклона  $\beta$  характеристики, см. рис. 3.1) возрастают  $\Delta \omega_c$ ,  $s$ , а следовательно, и постоянная  $B$ .

Постоянную времени  $B$  можно определить, пользуясь кривой  $\omega = f(t)$ . Для этой цели (рис. 3.4) проводят в любой точке  $a$  кри-

вой  $\omega = f(t)$  касательную до пересечения с прямой  $\omega_y$  (точка б). Из точки а восстанавливают также перпендикуляр к прямой  $\omega_y$  (точка пересечения их в). Тогда отрезок  $\overline{bv}$  прямой в масштабе времени даст нам значение  $B$ . Если провести касательную из начала координат до пересечения с прямой  $\omega_y$  (точка з), а затем опустить из этой точки перпендикуляр до пересечения с кривой  $\omega = f(t)$  (точка д), получим скорость, равную  $0,632 \omega_y$ .

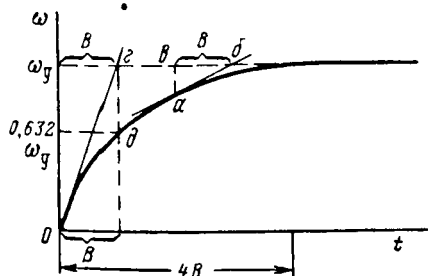


Рис. 3.4. Характеристика при  $\omega = f(t)$  для определения постоянной  $B$

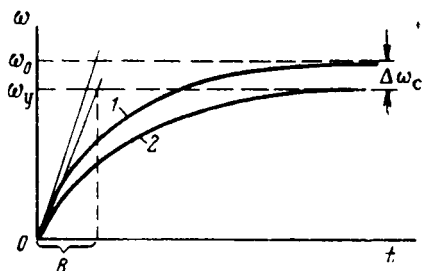


Рис. 3.5. Кривая процесса разгона двигателя при  $M_c = 0$  (кривая 1) и  $M_c \neq 0$  (кривая 2)

Этот же результат можно получить, если в выражении  $\omega = \omega_y(1 - e^{-t/B})$  вместо  $t$  подставить  $B$ , тогда  $\omega = 0,632 \omega_y$ . На основании приведенных рассуждений можно определить электромеханическую постоянную  $B$  как время, в течение которого электрифицированный агрегат, разгоняясь от  $\omega = 0$ , достигает скорости  $0,632 \omega_y$ .

Можно дать другое определение  $B$ . Электромеханическая постоянная привода — это время, в течение которого электрифицированный агрегат, разгоняясь от  $\omega = 0$ , достиг бы установившейся скорости  $\omega_y$  при условии, что ускорение системы остается неизменным.

При увеличении момента сопротивления постоянная времени остается неизменной, а изменяется значение установившейся скорости  $\omega_y$ . Закономерность нарастания скорости также остается при этом неизменной (рис. 3.5).

### § 3.4. ПУТЬ, ПРОЙДЕННЫЙ ДВИГАТЕЛЕМ ЗА ВРЕМЯ УСКОРЕНИЯ ИЛИ ЗАМЕДЛЕНИЯ

Обозначим через  $\alpha$  путь, пройденный двигателем (в радианах). За бесконечно малый промежуток времени

$$d\alpha = \omega dt,$$

но так как

$$dt = \frac{J}{M_d} d\omega,$$

то

$$d\alpha = \frac{J}{M_d} \omega d\omega.$$

Путь, пройденный двигателем за время изменения скорости вращения от  $\omega_1$  до  $\omega_2$  будет

$$\alpha = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{\omega}{M_d} d\omega.$$

Подставив значение  $M_d$  в зависимости от  $\omega$ , получим искомую величину пути  $\alpha = f(t)$ .

### § 3.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОКА ЯКОРЯ В ДВИГАТЕЛЕ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ В МОМЕНТ ПУСКА

Рассмотрим изменение тока в функции времени, полагая, что двигатель разгоняется от  $\omega_{\text{нач}} = 0$  и  $M_c \neq 0$ . Основное уравнение моментов (1.1)

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

Так как

$$M_a = c_m \cdot \Phi i_a = k_m i_a \quad \text{и} \quad M_c = c_m \Phi I_c = k_m I_c,$$

то

$$c_m \cdot i_a \cdot \Phi - c_m I_c \Phi = J \frac{d\omega}{dt},$$

откуда находим ток якоря

$$i_a = \frac{J}{c_m \Phi} \frac{d\omega}{dt} + I_c. \quad (3.10)$$

Далее из формулы (3.7) определим производную  $d\omega/dt$ , которая в данном случае будет равна

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega_y}{B} e^{-t/B}.$$

После подстановки в уравнение  $i_a$  выражений

$$\omega_y = \omega_0 - \Delta\omega_c \quad \text{и} \quad B = \frac{J\Delta\omega_c}{I_c c_m \Phi} = \frac{J\Delta\omega_c}{k_m I_c}$$

получим

$$i_a = \frac{J I_c c_m \Phi}{c_m \Phi J \Delta\omega_c} (\omega_0 - \Delta\omega_c) e^{-t/B} + I_c,$$

или после упрощения

$$i_a = \left( I_c \frac{\omega_0}{\Delta\omega_c} - I_c \right) e^{-t/B} + I_c. \quad (3.11)$$

Значение  $I_c \frac{\omega_0}{\Delta\omega_c} = I_K$ , что нетрудно доказать, пользуясь рис. 3.1,

где  $\frac{M_K}{M_c} = \frac{I_K}{I_c} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_c}$ .



К такому же выводу можно прийти исходя из того, что в момент пуска двигателя, т. е. при  $t=0$ ,  $I_{\text{я}}=I_{\text{к}}$ . Из формулы (3.11) находим

$$I_{\text{к}} = I_{\text{с}} \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\text{с}}}.$$

Подставив это значение в уравнение (3.11), окончательно получим

$$i_{\text{я}} = (I_{\text{к}} - I_{\text{с}}) e^{-t/B} + I_{\text{с}}.$$

Если пуск двигателя проводится при  $\omega_{\text{нач}}=0$  и  $M_{\text{с}}=0$ , то  $I_{\text{с}}=0$  и

$$i_{\text{я}} = I_{\text{к}} e^{-t/B}.$$

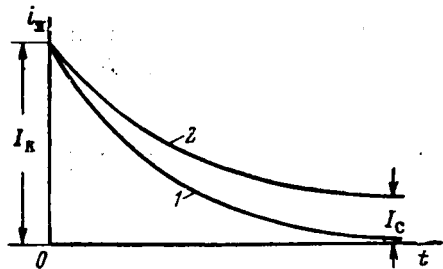


Рис. 3.6. Кривая процесса изменения  $i_{\text{я}}=f(t)$  при  $I_{\text{с}}=0$  (кривая 1) и  $I_{\text{с}}\neq 0$  (кривая 2)

На рис. 3.6 приведены кривые  $i_{\text{я}}=f(t)$  для двух случаев:  $I_{\text{с}}=0$  и  $I_{\text{с}}\neq 0$ .

### § 3.6. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ДВИГАТЕЛЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ИЛИ НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ПРИ ДИНАМИЧЕСКОМ ТОРМОЖЕНИИ

Выражение (3.6) или (3.6а) является общим уравнением переходного процесса двигателя с параллельным возбуждением, а потому оно пригодно для рассмотрения переходных процессов в двигателе при динамическом торможении. Схема включения двигателя приведена для этого случая на рис. 3.7. При динамическом торможении якорь двигателя отключается от сети и замыкается на сопротивление  $R_{\text{т}}$ . Общее сопротивление цепи якоря при этом равно  $r_{\text{я}}+R_{\text{т}}$ . Процесс торможения начинается при  $U=0$  и скорости  $\omega_{\text{нач}}=\omega_{\text{а}}$ .

Полагая в формуле (3.6а)  $\omega_0=0$ ,  $\omega_{\text{нач}}=\omega_{\text{а}}$ , получим

$$\omega = -\Delta\omega'_{\text{с}}(1 - e^{-t/B'}) + \omega_{\text{а}}e^{-t/B'}$$

или

$$\omega = (\Delta\omega'_{\text{с}} + \omega_{\text{а}}) e^{-t/B'} - \Delta\omega'_{\text{с}}. \quad (3.12)$$

Это уравнение и выражает переходный процесс при динамическом торможении двигателя.

Так как сопротивление цепи якоря равно в этом случае  $r_{\text{я}}+R_{\text{т}}$ , то поэтому электромеханическая постоянная  $B$  и перепад скорости  $\Delta\omega_{\text{с}}$ , зависящие от сопротивления якоря, примут иные значения —  $B'$  и  $\Delta\omega'_{\text{с}}$  (см. вывод формулы 3.9). Пользуясь формулой (3.12), можно найти частные решения.

Если динамический процесс происходил при  $M_c=0$ , то

$$\Delta\omega'_c=0 \text{ и } \omega=\omega_a e^{-t/B}.$$

Время торможения при изменении скорости от  $\omega_{нач}=\omega_a$  до  $\omega_1$  определяется по формуле (3.12) или по формуле, аналогичной формуле (3.5), как

$$t=B' \ln \frac{\omega_a + \Delta\omega'_c}{\omega_1 + \Delta\omega'_c}. \quad (3.13)$$

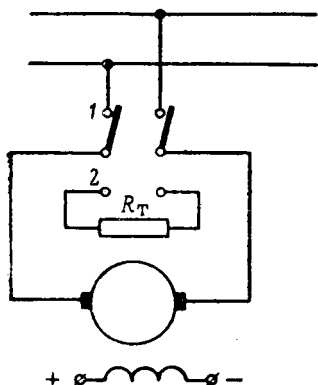


Рис. 3.7. Принципиальная электрическая схема динамического торможения двигателя

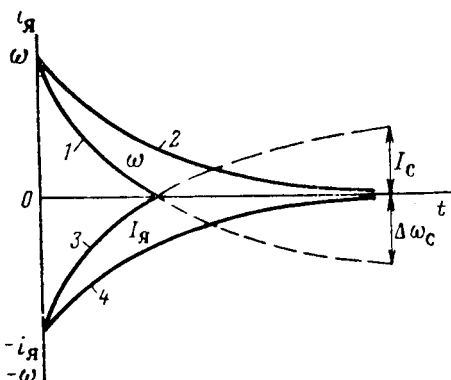


Рис. 3.8. Кривые  $\omega=f(t)$  и  $i_a=\varphi(t)$  при динамическом торможении:

1 —  $M_c \neq 0$ ; 2 —  $M_c = 0$ ; 3 —  $I_c \neq 0$ ; 4 —  $I_c = 0$

Если процесс протекал до полной остановки, т. е.  $\omega_1=0$ , то время торможения

$$t=B' \ln \frac{\omega_a + \Delta\omega'_c}{\Delta\omega'_c}.$$

При  $\Delta\omega'_c=0$  получим время торможения  $t=\infty$ ; практически можно считать

$$t=(4 \div 5) B'.$$

На рис. 3.8 приведены кривые изменения скорости вращения двигателя при динамическом торможении. Пунктиром показано изменение скорости при условии, что момент сопротивления после остановки двигателя способствует увеличению скорости его в противоположном направлении вращения (например, при подъеме груза).

Для определения зависимости  $i_a = f(t)$  при динамическом торможении можно воспользоваться формулой (3.10), откуда

$$i_a = \frac{J}{c_m \Phi} \frac{d\omega}{dt} + I_c.$$

Взяв производную  $d\omega/dt$  из выражения (3.12) и считая, что  $\omega_{нач} = \omega_n$ , получим

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{1}{B'} (\Delta\omega'_c + \omega_n) e^{-t/B'}$$

и подставив в предыдущую формулу, получим

$$i_a = -\frac{J}{c_m \Phi B'} (\Delta\omega'_c + \omega_n) e^{-t/B'} + I_c. \quad (3.14)$$

Чтобы привести это выражение к более удобному виду, заменяем  $B'$  через  $\frac{J\Delta\omega'_c}{I_c c_m \Phi}$  (см. формулу 3.8); после упрощения получим

$$i_a = -\left(I_c + I_c \frac{\omega_n}{\Delta\omega'_c}\right) e^{-t/B'} + I_c. \quad (3.15)$$

При  $t=0$

$$I_a = -I_{a.доп} = -I_c \frac{\omega_n}{\Delta\omega'_c}.$$

После подстановки в уравнение (3.15) окончательно получим

$$i_a = -(I_c + I_{a.доп}) e^{-t/B'} + I_c, \quad (3.16)$$

где  $I_{a.доп} = -\frac{E}{r_a + R_r}$  — допустимое значение тока в начале динамического торможения.

Если  $M_c=0$  ( $I_c=0$ ), то изменение тока двигателя в функции времени будет

$$i_a = -I_{a.доп} e^{-t/B'}.$$

Изменения тока при  $I_c \neq 0$  и  $I_c=0$  показаны также на рис. 3.8.

Аналитический расчет переходных процессов иногда возможен и в том случае, когда функция  $M_d = f(\omega)$  нелинейна.

### § 3.7. ГРАФО-АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД РЕШЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Если  $M_d = f(\omega)$  является сложной зависимостью во времени, то прибегают к графо-аналитическому интегрированию.

Во втором квадрante системы координат изображают известные характеристики  $M_d = f(\omega)$ ,  $M_c = \varphi(\omega)$  и в произвольном масштабе по разности  $M_d - M_c = M_a$  строят характеристику  $1/M_a$  (рис. 3.9).

Время процесса определяется формулой

$$t = J \int_0^{\omega} \frac{1}{M_d} d\omega.$$

На рис. 3.9 выделяем площадку, ограниченную кривой  $1/M_d$  и осью  $\omega$ . Время, необходимое для разгона двигателя от  $\omega=0$  до  $\omega_1$ , будет пропорционально площади  $S_{0abc}$  и равно

$$t_1 = J \int_0^{\omega_1} \frac{1}{M_d} d\omega = JS_{oabc} \mu_1 \mu_2,$$

где  $\mu_1$  — масштаб по оси скорости;  
 $\mu_2$  — масштаб по оси момента.

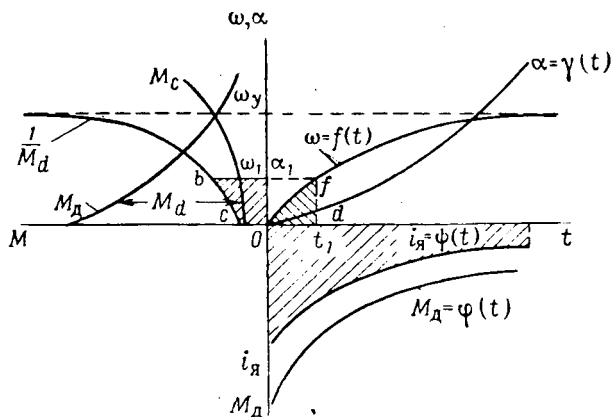


Рис. 3.9. К расчету переходных процессов графо-аналитическим методом

В первом квадранте по оси абсцисс отложено время. Отложив отрезок, пропорциональный  $t_1$ , и восстановив перпендикуляр до пересечения с горизонталью  $\omega_1$ , получим первую искомую точку, характеризующую зависимость  $\omega = \dot{f}(t)$ . Прodeлав точно такие же вычисления для ряда точек, получают в первом квадранте кривую  $\omega = \dot{f}(t)$ .

Аналогично поступают при построении кривой, выражающей зависимость  $\alpha = \gamma(t)$ . Так как  $\alpha = \int_0^t \omega dt$ , то, пользуясь кривой  $\omega = f(t)$ , можно определить, на какой угол повернется двигатель за время  $t$ .

Очевидно

$$\alpha_1 = \int_0^{t_1} \omega dt = S_{\text{ofd}} \mu_t t.$$

Здесь  $\mu_t$  — масштаб по оси времени;

$S_{\text{ofd}}$  — площадь интегрирования.

Нанеся на координатную плоскость вычисленные таким образом точки, строят кривую  $\alpha = \gamma(t)$ , изображенную на рис. 3.9 в первом квадранте.

В четвертом квадранте можно построить еще две характеристики  $M_d = \varphi(t)$  и  $I_a = \psi(t)$ . С этой целью для разных значений  $t_1, t_2, t_3 \dots t_n$  в первом квадранте находят соответственные значения  $\omega_1, \omega_2, \omega_3 \dots \omega_n$ , а по последним во втором квадранте определяют  $M_{d1}, M_{d2}, M_{d3} \dots M_{dn}$  и т. д. Затем в четвертом квадранте наносят точки и строят кривую, выражающую зависимость  $M_d = \varphi(t)$ . Далее, пользуясь для данного двигателя кривой  $M_d = f(I_a)$  (см. рис. 2.4), строят в этом же квадранте кривую  $i_a = \psi(t)$ .

Проинтегрировав площадь, ограниченную кривой  $i_a = \psi(t)$  и осью абсцисс (с учетом масштаба по току и времени), можно определить количество энергии в ампер-часах, необходимое для запуска двигателя, т. е. определить емкость аккумуляторной батареи.

Указанный метод можно применять также при расчете переходных процессов во время торможения. В этом случае следует помнить, что динамический момент может в зависимости от соотношения величин определяться как суммой, так и разностью  $M_d - M_c$ .

Метод, описанный здесь, находит широкое применение при расчете переходных процессов в двигателях как последовательного, так и смешанного возбуждения.

### § 3.8. РЕШЕНИЕ УРАВНЕНИЯ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ПРИРАЩЕНИЙ

Если момент двигателя представлен в виде функции угловой скорости, т. е.  $M_d = f(\omega)$ , а момент исполнительного механизма — в виде функции угла поворота, т. е.  $M_c = \varphi(\alpha)$ , то уравнение моментов

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

будет иметь вид

$$f_1(\omega) - \varphi(\alpha) = J \frac{d\omega}{dt} = J \frac{d^2\alpha}{\alpha t^2}.$$

Так как при решении подобного дифференциального уравнения второго порядка аналитическим методом встречаются большие трудности, то при решении его воспользуемся графоаналитическим методом конечных приращений.

Для этого прежде всего нужно графически построить уже известные зависимости. На рис. 3.10 нанесены характеристики  $M_d = f(\omega)$  и  $M_c = \varphi(\alpha)$ . При  $t=0$  начальный динамический момент

$$M_{d0} = M_{d0} - M_{c0} = J \left( \frac{d\omega}{dt} \right)_0,$$

откуда находим ускорение в начальный момент

$$\left( \frac{d\omega}{dt} \right)_0 = \frac{M_{d0}}{J}.$$

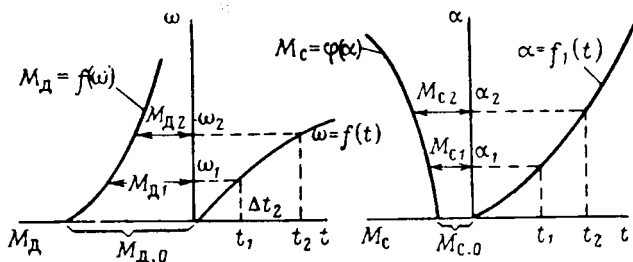


Рис. 3.10. Построение кривых переходных процессов двигателя методом конечных приращений

Считая, что в течение бесконечно малого промежутка времени угловое ускорение  $(d\omega/dt)_0$  постоянно, можно найти скорость электродвигателя в конце промежутка времени  $\Delta t_1$ :

$$\omega_1 = \frac{M_{d0}}{J} \Delta t_1.$$

Все члены, входящие в это выражение, известны. Временем  $\Delta t$  задаются в зависимости от характеристик (приблизительно в пределах от 0,01 до 1 сек). Отложив найденное значение  $\omega_1$  на соответствующей оси координат, находим новое значение момента двигателя в конце промежутка времени  $\Delta t_1$ , что соответствует значениям  $\omega_1$  и  $M_{d1}$ .

Точно так же поступают при определении момента сопротивления  $M_c$ . Для этого вычисляют среднюю скорость вращения электродвигателя за время  $\Delta t_1$ , которую можно принять равной  $\omega_1/2$ . Тогда угол отклонения будет составлять  $\alpha_1 = \frac{\omega}{2} \Delta t_1$ . По величине  $\alpha_1$  находят соответствующее значение  $M_{c1}$  и далее поступают аналогично описанному способу.

Ускорение за малый промежуток времени  $\Delta t_2$  можно считать постоянным и равным

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_{d1} - M_{c1}}{J} = \frac{M_{d1}}{J}.$$

Приращение угловой скорости за промежутки времени  $\Delta t_2$  будет равно

$$\Delta \omega_2 = \left( \frac{d\omega}{dt} \right) \Delta t_2 = \frac{M_{d1}}{J} \Delta t_2.$$

По скорости в конце промежутка времени  $\Delta t_1 + \Delta t_2$ , равной  $\omega_2 = \omega_1 + \Delta \omega_2$ , найдем новое значение  $M_{d2}$ .

Средняя угловая скорость за время  $\Delta t_2$  будет составлять

$$\omega_{cp} = \omega_1 + \frac{\Delta \omega_2}{2},$$

а приращение угла поворота исполнительного механизма —

$$\Delta \alpha_2 = \omega_{cp} \Delta t_2 = \left( \omega_1 + \frac{\Delta \omega_2}{2} \right) \Delta t_2.$$

Полный угол поворота за время  $\Delta t_1 + \Delta t_2$  равен  $\alpha_2 = \alpha_1 + \Delta \alpha_2$ . По величине  $\alpha_2$  находим новое значение  $M_{c2}$  и т. д.

Все вычисления сводятся в таблицу, по данным которой строятся графически характеристики переходного процесса.

| $t$          | $M_d$    | $M_c$    | $M_d$    | $\frac{M_d}{J} = \frac{d\omega}{dt}$  | $\Delta \omega$   | $\omega$                     | $\Delta \omega_{cp}$                   | $\Delta \alpha$   | $\alpha, \text{ рад}$        |
|--------------|----------|----------|----------|---------------------------------------|-------------------|------------------------------|----------------------------------------|-------------------|------------------------------|
| 0            | $M_{d0}$ | $M_{c0}$ | $M_{d0}$ | $\left( \frac{d\omega}{dt} \right)_0$ | $\Delta \omega_1$ | $\omega_1$                   | $\frac{\omega_1}{2}$                   | $\Delta \alpha_1$ | $\alpha_1$                   |
| $\Delta t_1$ | $M_{d1}$ | $M_{c1}$ | $M_{d1}$ | $\left( \frac{d\omega}{dt} \right)_1$ | $\Delta \omega_2$ | $\omega_1 + \Delta \omega_2$ | $\omega_1 + \frac{\Delta \omega_2}{2}$ | $\Delta \alpha_2$ | $\alpha_1 + \Delta \alpha_2$ |
| $\Delta t_2$ | —        | —        | —        | —                                     | —                 | —                            | —                                      | —                 | —                            |

### § 3.9. УПРОЩЕННЫЙ МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИВОДА

Рассмотрим еще один метод, широко применяемый в теории привода.

Во многих приводах процесс пуска или торможения двигателя весьма кратковременен по отношению ко всему времени работы привода. В этих случаях процессы пуска, торможения и т. д. не будут существенно влиять на характеристики  $\alpha = f(t)$  и  $\omega = \varphi(t)$  и т. д., а поэтому расчет переходных процессов можно упростить.

К упрощенному методу прибегают в тех случаях, когда момент инерции невелик и можно принять  $J=0$ , а кроме того, не требуется особенно большой точности полученных результатов.

При этом считают  $M_d = M_c$  и вычисления сводят к построению кривой  $M_c = f_1(\alpha)$  (рис. 3.11), полагая, что эта характеристика совпадает с  $M_d = f_1(\alpha)$ .

Далее, пользуясь механической характеристикой двигателя для каждой точки  $M_d$  находят  $\omega$  и строят характеристику  $\omega = \varphi(\alpha)$ . Из выражения скорости двигателя

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt}$$

находят

$$t = \int_0^{\alpha} \frac{1}{\omega} d\alpha.$$

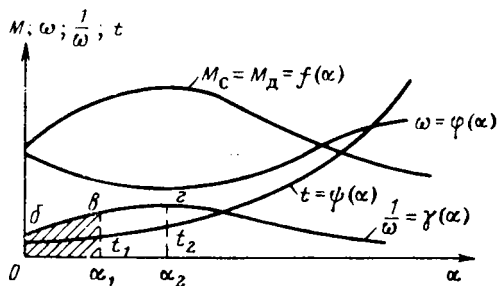


Рис. 3.11. Характеристики переходного процесса двигателя при  $J \approx 0$

Для вычисления времени строят кривую  $\frac{1}{\omega} = \gamma(\alpha)$  в произвольном масштабе  $\mu_{\frac{1}{\omega}}$ , а затем определяют площадь, ограниченную кривой  $1/\omega$  и осью  $\alpha$ . Так, для  $\alpha = \alpha_1$  получим

$$t_1 = \int_0^{\alpha_1} \frac{1}{\omega} d\alpha = S_{0\delta\beta\alpha_1} \mu_{\frac{1}{\omega}} \mu_{\alpha},$$

где  $S$  — площадь, ограниченная точками  $0\delta\beta\alpha_1$ .

Проделав точно такие же вычисления для  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  и т. д., находят всю зависимость  $t = \psi(\alpha)$ .

### § 3.10. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ПУСКЕ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Цепи статора и ротора асинхронного двигателя, изолированные электрически и связанные магнитным полем, напоминают трансформатор. Так как электрическое сопротивление ротора, особенно короткозамкнутого, мало, то в момент включения асинхронного двигателя, когда его ротор еще неподвижен, в обмотках статора и ротора возникают большие пусковые токи, подобно токам, возникающим при включении трансформатора с короткозамкнутой вто-



ричной цепью. Однако с того момента, как ротор начинает вращаться, характер переходных процессов изменяется, так как магнитное поле, создаваемое током ротора, начинает перемещаться в пространстве вместе с ротором. Взаимодействие магнитных полей, создаваемых токами статора и ротора в момент включения друг с другом и с установившимся вращающимся магнитным полем и вызывает появление переходной составляющей вращающего момента. В результате на графике, изображающем изменение скорости вращения двигателя при пуске, появляется переменная составляющая (рис. 3.12).

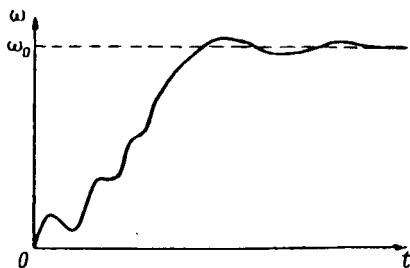


Рис. 3.12. Диаграмма скорости вращения асинхронного двигателя при пуске

В электродвигателях авиационного типа с относительно большими активными сопротивлениями обмоток статора и ротора амплитуда переходной составляющей момента обычно невелика и быстро затухает. Поэтому с достаточной для практических целей точностью электрические переходные процессы в них можно не учитывать. При таком допущении процесс пуска двигателя определяется уравнением движения:

$$M_d - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (3.17)$$

После деления на базовую величину вращающего момента  $M_{к.н.}$  получается то же уравнение в относительных единицах

$$\mu_d - \mu_c = B \frac{dv}{dt}, \quad (3.18)$$

где

$$B = \frac{J\omega_0}{M_{к.н.}} \quad (3.19)$$

— электромеханическая постоянная времени пуска. Подставив в уравнение (3.18) выражение (2.37) для вращающего момента асинхронного двигателя и заменив  $v$  через  $1-s$ , можно получить

$$\frac{q_2 \cdot s}{s^2(1 + q_1^2) + 2q_1q_2s + q_2^2} - \mu_c = -B \frac{ds}{dt}. \quad (3.20)$$

Для решения этого уравнения необходимо знать статическую характеристику исполнительного механизма  $\mu_c = f(s)$ . Рассмотрим наиболее простой случай, когда  $\mu_c = 0$ , который позволяет сделать

основные выводы о влиянии параметров двигателя на длительность пуска. В этом случае

$$dt = -B \frac{s^2(1 + q_1^2) + 2q_1q_2s + q_2^2}{q_2s} ds. \quad (3.21)$$

Отсюда после интегрирования в пределах от 1 до  $s$  находят

$$t = B \left[ \frac{1-s^2}{2q_2} (1 + q_1^2) + 2q_1(1-s) + q_2 \ln \frac{1}{s} \right],$$

или, так как  $s = 1 - v$ ,

$$t = B \left[ \frac{v(2-v)}{2 \cdot q_2} (1 + q_1^2) + 2q_1v + q_2 \ln \frac{1}{1-v} \right]. \quad (3.22)$$

Как видно, время пуска находится в сложной зависимости от относительного сопротивления ротора  $q_2$ . Исследуя эту функцию на экстремум, получают

$$\frac{dt}{dq_2} = B \left[ -v(2-v)(1 + q_1^2) \frac{1}{2q_2^2} + \ln \frac{1}{1-v} \right] = 0.$$

Отсюда относительное сопротивление ротора, соответствующее минимуму времени пуска до скорости  $v$ , равно

$$q_2' = \sqrt{\frac{v(2-v)(1 + q_1^2)}{2 \ln \frac{1}{1-v}}}. \quad (3.23)$$

В частном случае, когда пусковой режим оканчивается при скорости  $v = 0,95$  и когда  $q_1 \cong 0$ ,

$$q_2' \cong 0,408,$$

т. е. асинхронный двигатель с относительным сопротивлением ротора 0,408 имеет наименьшую длительность пуска вхолостую.

В случае пуска электропривода с постоянным нагрузочным моментом, при  $\mu_c = \text{const}$ , из уравнения (3.20) получают

$$dt = -B \frac{ds}{\frac{q_2s}{s^2(1 + q_1^2) + 2q_1q_2s + q_2^2} - \mu_c},$$

или после несложных преобразований

$$\begin{aligned} dt &= \frac{B}{(1 + q_1^2)\mu_c} \frac{s^2(1 + q_1^2) + 2q_1q_2s + q_2^2}{2q_1q_2 - \frac{q_2}{\mu_c} s + \frac{q_2^2}{1 + q_1^2}} ds = \\ &= \frac{B}{(1 + q_1^2)\mu_c} \frac{s^2(1 + q_1^2) + 2q_1q_2s + q_2^2}{(s - s_1)(s - s_2)} ds. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Здесь  $s_1$  и  $s_2$  — корни квадратного уравнения

$$s^2 + \frac{2\varrho_1\varrho_2 - \mu_c}{1 + \varrho_1^2}s + \frac{\varrho_2^2}{1 + \varrho_1^2} = 0. \quad (3.25)$$

Нетрудно показать, что  $s_1$  и  $s_2$  представляют собой значения скольжения, соответствующие установившимся режимам (рис. 3.13). Действительно, при установившемся режиме  $\frac{ds}{dt} = 0$  и из уравнения (3.20) получают уравнение (3.25).

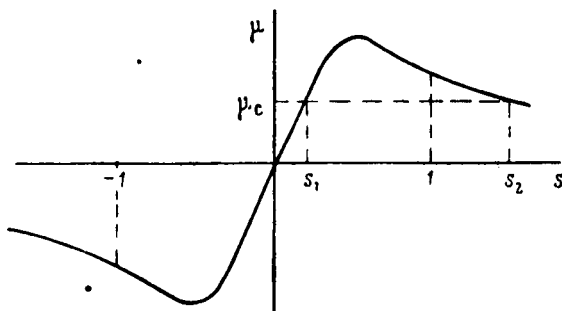


Рис. 3.13. Зависимость вращающего момента от скольжения

Интегрирование уравнения (3.24) дает следующее выражение для времени разгона двигателя от неподвижного состояния, когда  $s=1$ , до скорости, соответствующей скольжению  $s$ :

$$t = \frac{B}{(s_2 - s_1)\mu_c} \left[ (s_1^2 + A) \ln \frac{s - s_1}{1 - s_1} - (s_2^2 + A) \ln \frac{s_2 - s}{s_2 - 1} - (s_2 - s)(1 - s) \right], \quad (3.26)$$

где

$$A = \frac{2\varrho_1\varrho_2 + \varrho_2^2}{1 + \varrho_1^2}.$$

### § 3.11. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ТОРМОЖЕНИИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

При торможении противовключением механическая характеристика двигателя описывается тем же уравнением, что и в двигательном режиме и уравнение движения получается из уравнения (3.20) изменением знака у  $\mu_c$ :

$$-B \frac{ds}{dt} = \frac{\varrho_2 s}{s^2(1 + \varrho_1^2) + 2\varrho_1\varrho_2 s + \varrho_2^2} + \mu_c. \quad (3.27)$$

Электромеханическая постоянная имеет то же значение, что и для процесса пуска.

Торможение вхолостую (при  $\mu_c=0$ ) описывается тем же уравнением, что и пуск вхолостую, но при торможении скольжение изменяется от  $s_1$  до  $s_2$ , причем  $s_1 > s_2$ . Поэтому формула длительности торможения получается из формулы длительности пуска изменением пределов интегрирования:

$$t = B \left[ \frac{s_1^2 - s_2^2}{2q_2} (1 + q_1^2) + 2q_1(s_1 - s_2) + q_2 \ln \frac{s_1}{s_2} \right]. \quad (3.28)$$

Время торможения вхолостую от  $s_1=2$  до  $s_2=1$  равно

$$t = B \left[ \frac{3}{2q_2} (1 + q_1^2) + 2q_1 + q_2 \ln 2 \right]. \quad (3.29)$$

Отсюда следует, что при определенной величине относительного сопротивления ротора время торможения получается минимальным. Приравнявая первую производную по  $q_2$  от правой части нулю

$$-\frac{3(1 + q_1^2)}{2q_2^2} + \ln 2 = 0,$$

получают

$$q_2^* = \sqrt{\frac{3(1 + q_1^2)}{2 \ln 2}}. \quad (3.30)$$

При  $q_1 \cong 0$   $q_2^* = 1,46$ .

При динамическом торможении уравнение движения имеет вид:

$$J \frac{d\omega}{dt} = -M_d - M_c. \quad (3.31)$$

Подставляя сюда выражение (2.63) для тормозного момента, и учитывая, что  $\omega = v\omega_0$ , получают для случая отсутствия нагрузки на валу двигателя  $M_c=0$ :

$$J\omega_0 \frac{dv}{dt} = -\frac{2M_m v_m v}{v^2 + v_m^2}$$

или

$$dt = -B' \frac{v^2 + v_m^2}{2v_m v} dv. \quad (3.32)$$

Здесь постоянная времени динамического торможения равна

$$B' = \frac{J\omega_0}{M_m}. \quad (3.33)$$

Интегрируя уравнение (3.32) в пределах от начального  $v_{\text{нач}}$  до текущего  $v$ , получают уравнение, определяющее зависимость времени от  $v$  при торможении вхолостую:

$$t = B' \frac{1}{2} \left[ \frac{v_{\text{нач}}^2 - v^2}{2v_m} + v_m \ln \frac{v_{\text{нач}}}{v} \right]. \quad (3.34)$$

Существует оптимальное значение активного сопротивления ротора, при котором время торможения получается минимальным.

Так как время динамического торможения ненагруженного двигателя до полной остановки равно бесконечности, то принято под временем торможения считать время, в течение которого величина  $v$  изменяется от 1 до 0,05:

$$t_0 = B' \left( \frac{1}{4v_m} + 1,5v_m \right). \quad (3.35)$$

Приравнивая первую производную этого выражения по  $v_m$  нулю, находят, что минимальное время динамического торможения наблюдается при  $v_m = 0,407$  и составляет  $t_{0 \text{ min}} = 1,22B'$ .



---

---

## Глава 4

# ЭНЕРГЕТИКА ПРОЦЕССОВ ПУСКА И ТОРМОЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

### § 4.1. ЗНАЧЕНИЕ ЭНЕРГЕТИКИ ПУСКОВЫХ РЕЖИМОВ В АВИАЦИОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Пуск составляет неотъемлемую часть рабочего цикла электропривода. Во время пуска электродвигатель потребляет ток, часто значительно превышающий номинальное значение, что приводит к большим потерям энергии и может вызвать перегрев электродвигателя. В особенности это относится к электроприводам, работающим в режиме частых пусков. Большое значение имеет длительность пуска электропривода. Во многих случаях длительность пуска желательно по возможности сокращать.

Особое значение энергетика пусковых режимов имеет для электростартеров, служащих для запуска авиадвигателей. Весь рабочий цикл этого вида электропривода состоит в основном из пускового режима: электростартер в процессе запуска раскручивает турбину и компрессор, обладающие значительным моментом инерции, до определенной пусковой скорости вращения. Запуск авиадвигателей, в особенности газотурбинных, связан с расходом значительного количества электроэнергии. Потребляемая электростартерами мощность достигает часто нескольких десятков киловатт.

Питание электростартеров желательно производить от бортовых источников электроэнергии, т. е. осуществлять так называемый автономный запуск авиадвигателя. При автономном запуске не требуется подвоза к самолету аэродромных источников электроэнергии, отпадает необходимость подключения этих источников к стартеру, и их обслуживание в процессе запуска. Все это позволяет сократить время, необходимое для подготовки самолета к вылету. Кроме того, автономный запуск необходим при эксплуатации самолетов на необорудованных аэродромах.

При автономном запуске источниками питания служат бортовые аккумуляторные батареи, имеющие сравнительно небольшой запас электроэнергии и способные отдавать лишь ограниченную мощность. Запуск электростартеров может осуществляться и от

бортовых или аэродромных генераторных установок, мощность которых также ограничена. Поэтому одно из основных требований, предъявляемых к стартерам авиадвигателей, — требование экономичного, рационального расходования электроэнергии.

Характерной особенностью пускового режима газотурбинных двигателей является то, что обычно момент статического сопротивления на валу стартера имеет второстепенное значение, основная же нагрузка создается динамическим моментом. Для газотурбинных авиадвигателей большое значение имеет время раскрутки турбины при запуске. Это время не должно превосходить определенной величины, в противном случае температура газов в турбине может превысить предельную норму.

Для того чтобы в наиболее ясной форме выявить энергетические особенности различных пусковых режимов электроприводов в дальнейшем учитывается лишь основная слагающая полной нагрузки — динамический момент. В целях упрощения выкладок реакцией якоря электродвигателя, магнитными и механическими потерями, а также электрическими переходными процессами в якоре пренебрегают.

Основными показателями, по которым оцениваются различные пусковые режимы, являются:

— к. п. д. пуска, равный

$$\eta_{\text{п}} = \frac{A_2}{A_1} \dots, \quad (4.1)$$

где  $A_2$  — полезная энергия, равная кинетической энергии;

$A_1$  — затраченная энергия;

— длительность пуска;

— равномерность потребления тока.

Равномерность потребления тока необходима для рационального расходования энергии аккумуляторных батарей, емкость которых сильно уменьшается при увеличении разрядного тока.

#### § 4.2. ПРЯМОЙ ПУСК ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

На рис. 4.1 изображена принципиальная схема подключения электродвигателя для прямого пуска. Электродвигатель подключается непосредственно к источнику электроэнергии, и напряжение на его зажимах изменяется в процессе пуска за счет падения напряжения во внутреннем сопротивлении источника, сопротивлении соединительных проводов и переходных сопротивлениях контактов коммутационной аппаратуры.

Существенное влияние на пусковые показатели оказывает способ возбуждения двигателя.

а) *Двигатель независимого возбуждения с постоянным потоком возбуждения ( $\Phi = \text{const}$ ).* 1

Определим к. п. д. пуска.

Затраченная энергия равна

$$A_1 = E_n \int_0^{t_p} i_y dt, \quad (4.2)$$

где  $E_n$  — э. д. с. источника электроэнергии;

$i_y$  — ток якоря;

$t_p$  — длительность пуска.

Ток якоря можно выразить через электромагнитный момент двигателя следующим образом:

$$i_y = \frac{M_d}{c_e \Phi}, \quad (4.3)$$

где  $c_e$  — постоянная машины.

Так как статический момент сопротивления при рассмотрении пускового режима не учитывается, то уравнение движения приобретает вид

$$M_d = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (4.4)$$

где  $J$  — приведенный момент инерции.

Подставляя выражения (4.3) и (4.4) в (4.2), имеют

$$A_1 = E_n \int_0^{t_p} \frac{J}{c_e \Phi} \frac{d\omega}{dt} dt = \frac{E_n J}{c_e \Phi} \int_{\omega_{нач}}^{\omega_p} d\omega,$$

где  $\omega_{нач}$  — начальная скорость вращения;

$\omega_p$  — скорость вращения в конце пуска;

$\frac{E_n}{c_e \Phi} = \omega_0$  — скорость вращения холостого хода, соответствующая магнитному потоку якоря  $\Phi$ .

После интегрирования затраченная энергия определяется как

$$A_1 = J \omega_0 (\omega_p - \omega_{нач}). \quad (4.5)$$

Полезная энергия при этом равна

$$A_2 = 0,5 J (\omega_p^2 - \omega_{нач}^2),$$

а к. п. д. пуска

$$\eta = \frac{A_2}{A_1} = \frac{0,5 J (\omega_p^2 - \omega_{нач}^2)}{J \omega_0 (\omega_p - \omega_{нач})} = \frac{\omega_p + \omega_{нач}}{2 \omega_0}. \quad (4.6)$$

При  $\omega_{нач} = 0$ , как следует из формулы, к. п. д. пуска не может превышать 0,5, так как  $\omega_p < \omega_0$ . Для электродвигателей, питающихся от напряжения 27 в, часто принимается соотношение  $\omega_p = 0,7 \omega_0$ , при



этом к. п. д. составляет 0,35, что характерно для этого типа двигателей.

Длительность пуска определяется по формуле, выведенной при соблюдении тех же условий. Так как э. д. с. источника  $E_{\text{и}}$  уравновешивается противо-э. д. с. якоря  $E$  и падением напряжения в цепи якоря  $R_{\text{я}} i_{\text{я}}$ , то

$$\begin{aligned} E_{\text{и}} &= E + R_{\text{я}} i_{\text{я}} = c_e \Phi \omega + R_{\text{я}} \frac{M_{\text{д}}}{c_e \Phi} = \\ &= c_e \Phi \omega + \frac{R_{\text{я}} J}{c_e \Phi} \frac{d\omega}{dt}, \end{aligned}$$

где  $R_{\text{я}} = R_{\text{ист}} + r_{\text{пр}} + r_{\text{я}} + r_{\text{комм}}$  — сопротивление цепи якоря, складывающееся из сопротивления источника, сопротивлений проводов, обмотки якоря и контактов коммутационной аппаратуры.

Разделив это уравнение почленно на  $c_e \Phi$  и учитывая, что  $\frac{E_{\text{и}}}{c_e \Phi} = \omega_0$  является скоростью вращения идеального холостого хода, а  $\frac{R_{\text{я}} J}{c_e^2 \Phi^2} = B$  — электромеханической постоянной времени, получаем

$$\omega_0 = \omega + B \frac{d\omega}{dt}.$$

Решение полученного линейного дифференциального уравнения первого порядка определяет зависимость скорости вращения от времени при пуске

$$\omega = \omega_0 + (\omega_{\text{нач}} - \omega_0) e^{-t/B},$$

Здесь  $\omega_{\text{нач}}$  — начальная скорость вращения.

Полагая  $\omega = \omega_{\text{п}}$ , после несложных преобразований и логарифмирования можно вычислить длительность пуска

$$t_{\text{п}} = B \ln \frac{\omega_0 - \omega_{\text{нач}}}{\omega_0 - \omega_{\text{п}}}. \quad (4.7)$$

При  $\omega_{\text{нач}} = 0$  и  $\omega_{\text{п}} = 0,7\omega_0$ , что характерно для авиационных электродвигателей, питающихся от напряжения 27 в,

$$t_{\text{п}} = B \ln \frac{1}{1 - 0,7} = 1,2B.$$

Равномерность потребления тока двигателем характеризуется кривой тока, представляющей собой экспоненту (рис. 4.2, кривая а).

б) *Серийный двигатель с ненасыщенной магнитной цепью.*

К. п. д. пуска электропривода с двигателем такого типа может быть представлен в виде

$$\eta_{\text{п}} = \frac{A_2}{A_2 + W},$$

где  $A_2$  — полезная (кинетическая) энергия;

$W$  — тепловые потери энергии, равные  $W = R_{\text{я}} \int_0^{t_{\text{п}}} i_{\text{я}}^2 dt$ .

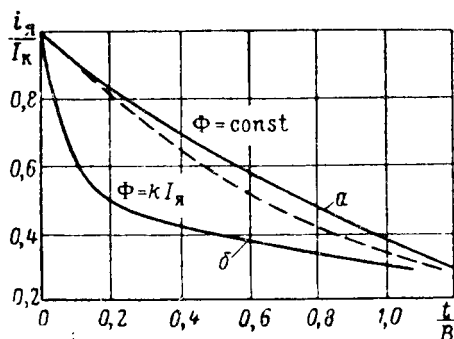


Рис. 4.2. Диаграммы тока при прямом пуске серийного двигателя с насыщенной (кривая  $a$ ) и ненасыщенной (кривая  $b$ ) магнитными системами

При ненасыщенной магнитной цепи двигателя вращающий момент его равен

$$M_{\text{д}} = c_e k i_{\text{я}}^2 = J \frac{d\omega}{dt},$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности между током и потоком.

Взяв отсюда  $i_{\text{я}}^2$  и подставив в предыдущее уравнение, можно получить

$$W = R_{\text{я}} \int_0^{t_{\text{п}}} \frac{J}{c_e k} \frac{d\omega}{dt} dt = \frac{J \cdot R_{\text{я}}}{c_e k} \int_0^{\omega_{\text{п}}} d\omega = \frac{J \cdot R_{\text{я}}}{c_e k} \omega_{\text{п}}. \quad (4.8)$$

Множитель  $R_{\text{я}}/c_e k$  этого выражения имеет определенный физический смысл. Чтобы раскрыть его, произведем некоторые преобразования. Из уравнения баланса э. д. с., написанного для момента времени, соответствующего концу пуска, следует, что

$$E_{\text{н}} = c_e \omega_{\text{п}} \Phi_{\text{п}} + i_{\text{п}} R_{\text{я}} = c_e \omega_{\text{п}} \Phi_{\text{п}} + \frac{\Phi_{\text{п}}}{k} R_{\text{я}},$$

где  $\Phi_{\text{п}}$  — поток в конце пуска, равный  $\Phi_{\text{п}} = k i_{\text{п}}$ .

Разделив это уравнение почленно на  $c_e \Phi_n$  и учитывая, что  $\frac{E_n}{c_e \Phi_n} = \omega_{г.п}$  является граничной скоростью при токе  $i_n$ , можно получить

$$\omega_{г.п} = \omega_n + \frac{R_{я}}{c_e k},$$

откуда

$$\frac{R_{я}}{c_e k} = \Delta\omega = \omega_{г.п} - \omega_n,$$

т. е. эта величина представляет собой снижение скорости вращения, обусловленное сопротивлением цепи якоря.

Подставляя вместо  $R_{я}/c_e k$  значение  $\Delta\omega$  в выражение (4.8), получаем величину потерь энергии

$$W = J \omega_n \Delta\omega,$$

а затем и к. п. д. пуска

$$\eta_n = \frac{A_2}{A_2 + W} = \frac{0,5 J \omega_n^2}{0,5 J \omega_n^2 + J \omega_n \Delta\omega},$$

или, так как  $\Delta\omega = \omega_{г.п} - \omega_n$ ,

$$\eta_n = \frac{\omega_n}{2\omega_{г.п} - \omega_n}. \quad (4.9)$$

При

$$\omega_n = 0,7 \omega_{г.л}$$

$$\eta_n = 0,538.$$

Длительность пуска выводится из уравнения движения, которое может быть представлено в виде

$$M_{л} = c_e k i_{я}^2 = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Заменив здесь  $i_{я}$  его выражением, выведенным из уравнения баланса э. д. с. и падений напряжений

$$E_n = c_e \Phi \omega + i_{я} R_{я} = c_e k i_{я} \omega + i_{я} R_{я},$$

получаем

$$i_{я} = \frac{E_n}{c_e k \omega + R_{я}}.$$

Следовательно,

$$c_e \cdot k \left( \frac{E_n}{c_e k \omega + R_{я}} \right)^2 = J \frac{d\omega}{dt}$$

или

$$c_e k \frac{E_n^2}{c_e^2 k^2} \left( \frac{1}{\omega + \frac{R_{\text{я}}}{c_e k}} \right)^2 = J \frac{d\omega}{dt},$$

или

$$\frac{E_n^2}{c_e k J} \frac{1}{(\omega + \Delta\omega)^2} = \frac{I_{\text{к}}^2 \cdot R_{\text{я}}^2}{c_e k \cdot J} \frac{1}{(\omega + \Delta\omega)^2} = \frac{d\omega}{dt},$$

где  $I_{\text{к}} = \frac{E_n}{R_{\text{я}}}$  — ток короткого замыкания.

Полученное уравнение после искусственного введения в числитель и знаменатель его дополнительных членов может быть представлено в виде

$$\frac{I_{\text{к}}^2 k^2}{\Phi_{\text{п}}^2} \frac{c_e^2 \Phi_{\text{п}}^2}{J R_{\text{я}}} \frac{R_{\text{я}}^3}{c_e^3 k^3} \frac{1}{(\omega + \Delta\omega)^2} = \frac{d\omega}{dt},$$

где  $\Phi_{\text{п}}$  — магнитный поток в конце пуска, соответствующий  $\omega = \omega_{\text{п}}$  и току  $I_{\text{п}}$ .

Так как  $\Phi_{\text{п}}^2 = k^2 I_{\text{п}}^2$ , а  $\frac{c_e^2 \Phi_{\text{п}}^2}{J R_{\text{я}}}$  равно электромеханической постоянной времени  $B$ , то получаем

$$\frac{1}{B} \left( \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{п}}} \right)^2 \frac{\Delta\omega^3}{(\omega + \Delta\omega)^2} = \frac{d\omega}{dt}. \quad (4.10)$$

Из уравнения баланса э. д. с. и падений напряжения для короткого замыкания, когда  $\omega = 0$ , вытекает, что

$$E_n = I_{\text{к}} R_{\text{я}},$$

а из уравнения для конца пуска, когда  $\omega = \omega_{\text{п}}$ , вытекает, что

$$E_n = c_e \Phi_{\text{п}} \omega_{\text{п}} + I_{\text{п}} R_{\text{я}}.$$

Отношение токов может быть представлено в виде

$$\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{п}}} = \frac{\frac{E_n}{R_{\text{я}}}}{\frac{E_n - c_e \Phi_{\text{п}} \omega_{\text{п}}}{R_{\text{я}}}} = \frac{\frac{E_n}{c_e \Phi_{\text{п}}}}{\frac{E_n}{c_e \Phi_{\text{п}}} - \omega_{\text{п}}}.$$

Но так как  $E_n / c_e \Phi_{\text{п}}$  равно граничной скорости  $\omega_{\text{г.п}}$  при потоке  $\Phi_{\text{п}}$ , то

$$\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{п}}} = \frac{\omega_{\text{г.п}}}{\omega_{\text{г.п}} - \omega_{\text{п}}} = \frac{\omega_{\text{г.п}}}{\Delta\omega}.$$

Подставив найденное отношение токов в уравнение (4.10), получаем

$$\omega_{\text{г.п}}^2 \Delta\omega dt = B (\omega + \Delta\omega)^2 d\omega.$$

Проинтегрировав левую часть этого уравнения в пределах от 0 до  $t$  и соответственно правую — в пределах от 0 до  $\omega$ , получаем зависимость времени от скорости вращения

$$t = B \frac{(\omega + \Delta\omega)^3 - \Delta\omega^3}{3\omega_{г.п}^2 \Delta\omega}. \quad (4.11)$$

Формула для времени пуска электропривода до скорости вращения  $\omega_{п}$  имеет вид:

$$t_{п} = B \frac{(\omega_{п} + \Delta\omega)^3 - \Delta\omega^3}{3\omega_{г.п}^2 \Delta\omega} = B \frac{\omega_{г.п}^3 - \Delta\omega^3}{3\omega_{г.п}^2 \Delta\omega}. \quad (4.12)$$

При  $\omega_{п} = 0,7\omega_{г.п}$ , что соответствует  $\Delta\omega = 0,3\omega_{г.п}$ ,  $t_{п} = 1,08B$ .

Зависимость тока якоря от времени определим на основании уравнения для баланса э. д. с. и падений напряжений

$$E_{и} = c_e \Phi \omega + i_{я} R_{я}.$$

Для двигателя с ненасыщенной магнитной цепью  $\Phi = k i_{я}$ , поэтому

$$E_{и} = c_e \omega k i_{я} + i_{я} R_{я}.$$

Отсюда

$$i_{я} = \frac{E_{и} / c_e k}{\omega + \frac{R_{я}}{c_e k}} = \frac{\frac{E_{и}}{R_{я}} \frac{R_{я}}{c_e k}}{\omega + \frac{R_{я}}{c_e k}}.$$

Как было показано выше,  $\frac{R_{я}}{c_e k} = \Delta\omega$  представляет снижение скорости вращения, обусловленное падением напряжения в цепи якоря, а  $\frac{E_{и}}{R_{я}} = I_{к}$  — ток короткого замыкания.

Следовательно,

$$i_{я} = \frac{\Delta\omega}{\omega + \Delta\omega} I_{к}$$

и

$$\omega = \frac{I_{к}}{i_{я}} \Delta\omega - \Delta\omega.$$

Подставим это выражение в уравнение (4.11)

$$t = \frac{B}{3\omega_{г.п}^2 \Delta\omega} \left[ \left( \frac{I_{к}}{i_{я}} \Delta\omega \right)^3 - \Delta\omega^3 \right] = \frac{B \Delta\omega^2}{3\omega_{г.п}^2} \left( \frac{I_{к}^3}{i_{я}^3} - 1 \right).$$

Отсюда

$$\frac{I_{к}^3}{i_{я}^3} - 1 = \frac{t}{B} \frac{3\omega_{г.п}^2}{\Delta\omega^2}$$

и для зависимости тока якоря от времени при пуске получаем уравнение

$$i_a = \frac{I_k}{\sqrt[3]{1 + \frac{3\omega_{г.п}^2}{\Delta\omega^2} \frac{t}{B}}}.$$

На рис. 4.2 кривой *б* представлена диаграмма тока при пуске электропривода с серийным двигателем с ненасыщенной магнитной цепью. Пунктиром показана диаграмма для случая, когда при больших токах сказывается насыщение магнитной цепи.

Сравним показатели пуска двух рассмотренных типов электроприводов по к. п. д. пуска, длительности пуска и потреблению тока. Для наглядности используем приведенные выше вычисления, соответствующие характерным соотношениям между скоростью вращения в конце пуска  $\omega_n$  и скоростью вращения идеального холостого хода  $\omega_0$  (или в случае серийного двигателя граничной скоростью  $\omega_{г.п}$ ):  $\omega_n = 0,7\omega_0$  или  $\omega_n = 0,7\omega_{г.п}$ .

В случае электродвигателя с постоянным потоком

$$\eta_n = \frac{\omega_n}{2\omega_0} = 0,35,$$

$$t_n = B \ln \frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_n} = 1,2B,$$

диаграмма тока выражается кривой *а* на рис. 4.2.

В случае серийного электродвигателя с ненасыщенной магнитной цепью

$$\eta_n = \frac{\omega_n}{2\omega_{г.п} - \omega_n} = 0,538,$$

$$t_n = \frac{\omega_{г.п}^3 - \Delta\omega}{3\omega_{г.п}^2 \Delta\omega} = 1,08B,$$

диаграмма тока выражается кривой *б* на рис. 4.2.

Из сравнения к. п. д., длительности пуска, а также диаграмм токов следует, что более высокие показатели имеет серийный двигатель с ненасыщенной магнитной цепью. Однако вес его получается больше, чем у двигателя, в котором сказывается насыщение магнитной цепи. Поэтому на практике часто приходится прибегать к компромиссному решению.

### § 4.3. РЕОСТАТНЫЙ ПУСК ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

На рис. 4.3 изображена принципиальная схема реостатного пуска двигателя.

Для упрощения анализа считают, что число ступеней пускового реостата велико и величина сопротивления его практически изменяется плавно.

Пусковое сопротивление при реостатном пуске должно изменяться так, чтобы ток якоря оставался постоянным и равным номинальному значению

$$i_{\text{я}} = I_{\text{н}} = \text{const.}$$

Так как при выводе формулы для затраченной энергии при прямом пуске, при  $\Phi = \text{const}$ , не накладывалось каких-либо условий на характер изменения тока, то формула (4.5) для затраченной энергии справедлива и при реостатном пуске. Поэтому, если  $\omega_{\text{нач}} = 0$ , к. п. д. пуска равен

$$\eta_{\text{п}} = \frac{\omega_{\text{п}}}{2\omega_0}.$$

При

$$\omega_{\text{п}} = 0,7\omega_0;$$

$$\eta_{\text{п}} = 0,350.$$

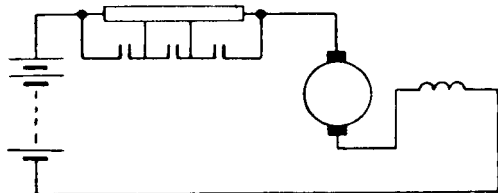


Рис. 4.3. Схема реостатного пуска

Длительность пуска можно рассчитать, подставив в уравнение движения

$$M_{\text{д}} = J \frac{d\omega}{dt} = c_e \Phi i_{\text{я}}$$

выражение для тока якоря

$$i_{\text{я}} = \frac{E_{\text{н}} - c_e \Phi \omega}{R_{\text{я}} + r_{\text{д}}} = \text{const} = \frac{E_{\text{н}} - c_e \Phi \omega_{\text{п}}}{R_{\text{я}}}.$$

Здесь  $R_{\text{я}}$  означает сопротивление цепи якоря при выведенном пусковом реостате ( $r_{\text{д}} = 0$ ), когда  $\omega = \omega_{\text{п}}$ . Тогда

$$M_{\text{д}} = c_e \Phi \frac{E_{\text{н}} - c_e \Phi \omega_{\text{п}}}{R_{\text{я}}} = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Но так как  $E_{\text{н}} = c_e \Phi \omega_0$  и

$$\frac{JR_{\text{я}}}{c_e^2 \Phi^2} = B$$

то

$$(\omega_0 - \omega_{\text{п}}) dt = B d\omega.$$

Интегрируя левую часть в пределах от 0 до  $t_{\text{п}}$  и правую — в пределах от 0 до  $\omega_{\text{п}}$ , получаем формулу длительности пуска

$$t_{\text{п}} = B \frac{\omega_{\text{п}}}{\omega_0 - \omega_{\text{п}}}. \quad (4.13)$$

При  $\omega_{\text{п}} = 0,7\omega_0$

$$t_{\text{п}} = 2,33 B.$$

Диаграмма тока при реостатном пуске до достижения скорости вращения  $\omega_{\text{п}} = 0,7\omega_0$  изображена на рис. 4.4. Сравнение формул к. п. д. реостатного и прямого пусков показывает, что по экономич-

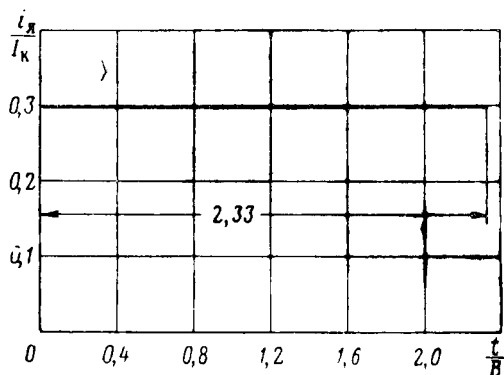


Рис. 4.4. Диаграмма тока при реостатном пуске

ности эти два вида пуска равноценны.

По длительности пуска, как видно из сравнения диаграмм рис. 4.2 и 4.4, реостатный пуск существенно уступает прямому пуску. Недостатком реостатного пуска является и то, что для плавного изменения сопротивления необходимо применение большого числа ступеней, выключаемых большим числом контакторов, что сильно усложняет схему электропри-

вода. Обычно применяют не более 5—7 реостатных ступеней, а для пуска электростартеров часто используют одну реостатную ступень в сочетании с другими методами управления пуском.

#### § 4.4. ПУСК ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ УВЕЛИЧЕНИИ Э. Д. С. ИСТОЧНИКА ТОКА

##### Двухступенчатое увеличение э. д. с. источника тока

Двухступенчатое увеличение э. д. с. достигается при использовании двух аккумуляторных батарей, включаемых на первой ступени параллельно и на второй ступени — последовательно (рис. 4.5). На первой ступени замкнуты контакты 1, контакт 2 разомкнут и э. д. с.  $E'_и = 24$  в; на второй ступени контакты 1 разомкнуты и замкнут контакт 2, при этом э. д. с.  $E_и = 2E'_и = 48$  в.

Двухступенчатое увеличение э. д. с. источника можно получить также в случае использования двух электродвигателей, которые на первой ступени соединяются последовательно, а на второй — параллельно (рис. 4.6). Для этой же цели может использоваться один электродвигатель с двумя независимыми обмотками и двумя коллекторами на якоре и общей обмоткой независимого возбуждения. На первой ступени обмотки якоря соединяются параллельно, на второй — последовательно (рис. 4.7).

Для простоты анализа принимают, что на первой и второй ступенях сопротивление цепи якоря и поток одинаковы, т. е.  $R_я = \text{const}$  и  $\Phi = \text{const}$ .

К. п. д. пуска определяют исходя из следующих соображений.



Суммарная израсходованная энергия равна энергии, затраченной на первой и второй ступенях, которая на основании формулы (4.5) может быть определена как

$$A_1 = A'_1 + A''_1 = J [\omega'_0 \omega' + \omega_0 (\omega_{II} - \omega')], \quad (4.14)$$

где  $\omega'$  — скорость вращения в конце включения первой ступени;  
 $\omega'_0$  — скорость холостого хода, соответствующая первой ступени включения;  
 $\omega_{II}$  — скорость вращения в конце включения второй ступени;  
 $\omega_0$  — скорость холостого хода, соответствующая второй ступени включения (рис. 4.8).

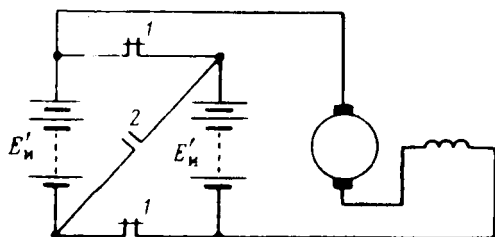


Рис. 4.5. Схема пуска с переключением аккумуляторных батарей с параллельного на последовательное соединение

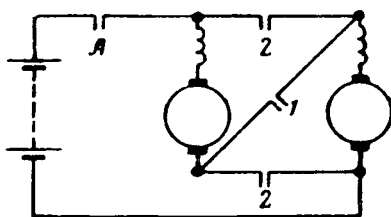


Рис. 4.6. Схема пуска при переключении электродвигателей с последовательного соединения на параллельное

Входящая в формулу скорость  $\omega'$  определяется из обычно принимаемого условия равенства тока в конце первой и в конце второй ступеней

$$I_{я \min} = \frac{E'_H - c_e \Phi \omega'}{R_{я}} = \frac{E_H - c_e \Phi \omega_{II}}{R_{я}},$$

или, так как мы приняли поток на первой и второй ступенях одинаковым, а  $E'_H = c_e \Phi \omega'_0$  и  $E_H = c_e \Phi \omega_0$ , то

$$\omega'_0 - \omega' = \omega_0 - \omega_{II},$$

откуда

$$\omega' = \omega'_0 - \omega_0 + \omega_{II}.$$

Подставляя найденное значение  $\omega'$  в (4.14), имеем

$$A_1 = J [\omega_0'^2 - 2\omega'_0 \omega_0 + \omega'_0 \omega_{II} + \omega_0^2]. \quad (4.15)$$

Как видно, расход энергии зависит от  $\omega'_0$ . Найдем  $\omega'_0$ , при которой  $A_1$  минимально.

Приравнявая первую производную от  $A$  по  $\omega'_0$  нулю, получаем

$$2\omega'_0 - 2\omega_0 + \omega_n = 0.$$

Отсюда

$$\omega'_0 = \omega_0 - 0,5 \omega_n. \quad (4.16)$$

Выражая скорости холостого хода через э. д. с., можно записать

$$\frac{E'}{c_e \Phi} = \frac{E}{c_e \Phi} - 0,5 \frac{E - I_n R_{\Sigma}}{c_e \Phi}.$$

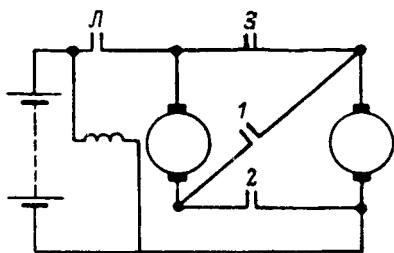


Рис. 4.7. Схема пуска при переключении якорей

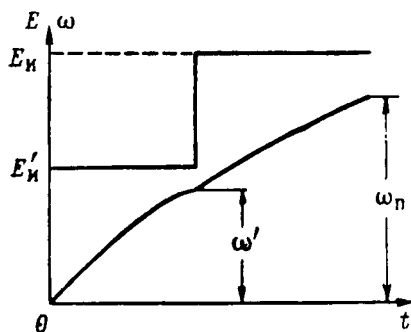


Рис. 4.8. Диаграмма скорости при двухступенчатом увеличении э. д. с. источника тока

Отсюда соотношение между э. д. с. источника на первой и второй ступенях, соответствующее минимуму расхода энергии, выражается в виде

$$E' = 0,5(E + I_n R_{\Sigma}).$$

При соблюдении условия (4.16) расход энергии на основании выражения (4.15) должен быть определен как

$$A_1 = J \omega_n \frac{4\omega_0 - \omega_n}{4},$$

а к. п. д. пуска как

$$\eta = \frac{J \omega_n^2 4}{2 [J \omega_n (4\omega_0 - \omega_n)]},$$

или

$$\eta = \frac{2\omega_n}{4\omega_0 - \omega_n}. \quad (4.17)$$

Для характерного примера, когда

$$\omega_n = 0,7\omega_0, \text{ получаем } \eta = 0,425.$$

Длительность пуска складывается из времени работы двигателя на первой и второй ступенях включения и на основании формулы (4.7) определяется как

$$t_{\pi} = t' + t'' = B \left[ \ln \frac{\omega_0'}{\omega_0' - \omega'} + \ln \frac{\omega_0 - \omega'}{\omega_0 - \omega_{\pi}} \right].$$

Как показано выше, при условии равенства тока в конце первой и в конце второй ступеней  $\omega' = \omega_0' - \omega_0 + \omega_{\pi}$ . С другой стороны, при минимуме расхода энергии  $\omega_0' = \omega_0 - 0,5\omega_{\pi}$ . Поэтому

$$t_{\pi} = B \left[ \ln \frac{\omega_0 - 0,5\omega_{\pi}}{\omega_0 - \omega_{\pi}} + \ln \frac{\omega_0 - 0,5\omega_{\pi}}{\omega_0 - \omega_{\pi}} \right],$$

или

$$t_{\pi} = 2B \ln \frac{\omega_0 - 0,5\omega_{\pi}}{\omega_0 - \omega_{\pi}}. \quad (4.18)$$

При  $\omega_{\pi} = 0,7 \cdot \omega_0$

$$t_{\pi} = 1,55B.$$

Ток якоря при соблюдении условия минимального расхода энергии определяется следующим выражением:

$$i_{\text{я}} = \frac{1}{2} (I_{\text{к}} - I_{\pi}) e^{-t/B},$$

где  $t$  — время, отсчитываемое от начала каждой ступени.

Зависимость отношения тока якоря к току короткого замыкания от отношения времени к постоянной времени изображена на рис. 4.9 для случая, когда  $\omega_{\pi} = 0,7\omega_0$ .

### Трехступенчатое увеличение э. д. с. источника тока

Трехступенчатое увеличение э. д. с. источника тока может быть осуществлено при наличии трех аккумуляторных батарей, соединяемых на первой ступени параллельно, на второй — последовательно-параллельно и на третьей — последовательно. Его также можно осуществить в случае использования двух аккумуляторных батарей и двух электродвигателей (или одного двухколлекторного). Первая ступень получается при параллельном соединении батарей и последовательном соединении электродвигателей, вторая — при параллельном соединении батарей и параллельном соединении электродвигателей и третья — при последовательном соединении батарей и параллельном соединении электродвигателей.

Возможны и другие способы трехступенчатого увеличения э. д. с. источника тока.

Характер изменения скорости вращения при трехступенчатом повышении э. д. с. источника тока показан на рис. 4.10.

К. п. д. пуска вычисляется по затратам энергии. Затраченная энергия равна

$$A_1 = A_1' + A_1'' + A_1''' ,$$

где  $A_1'$  — энергия, затраченная на первой ступени включения;

$A_1''$  — энергия, затраченная на второй ступени включения;

$A_1'''$  — энергия, затраченная на третьей ступени включения.

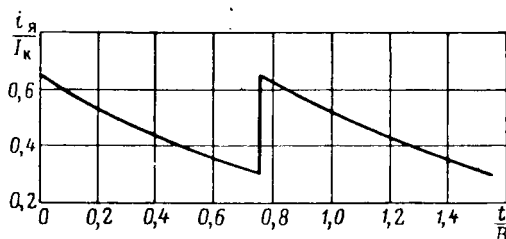


Рис. 4.9. Диаграммы тока при двухступенчатом изменении э. д. с.

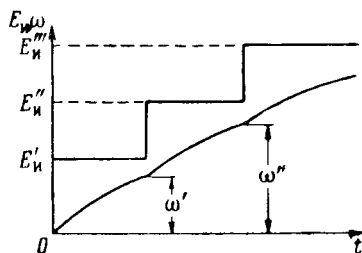


Рис. 4.10. Диаграмма скорости при трехступенчатом увеличении э. д. с. источника тока

Для определения затрат энергии применим формулу (4.5), взяв вместо  $\omega_0$ ,  $\omega_{\Pi}$  и  $\omega_{\text{нач}}$  значения, соответствующие каждой ступени включения. При  $\Phi = \text{const}$  получаем

$$A_1 = J [\omega_0' \omega' + \omega_0'' (\omega'' - \omega') + \omega_0 (\omega_{\Pi} - \omega'')], \quad (4.19)$$

где  $\omega'$  — скорость вращения в конце первой ступени включения;

$\omega_0'$  — скорость холостого хода на первой ступени включения;

$\omega''$  — скорость вращения в конце второй ступени включения;

$\omega_0''$  — скорость холостого хода на второй ступени включения.

Принимая, что значение тока в конце первой, второй и третьей ступени одно и то же, т. е.

$$I_{\text{я min}} = \frac{E' - c_e \Phi \omega'}{R_{\text{я}}} = \frac{E'' - c_e \Phi \omega''}{R_{\text{я}}} = \frac{E - c_e \Phi \omega_{\Pi}}{R_{\text{я}}}$$

или

$$\omega_0' - \omega' = \omega_0'' - \omega'' = \omega_0 - \omega_{\Pi},$$

находят

$$\omega' = \omega_{\Pi} + \omega_0' - \omega_0,$$

$$\omega'' = \omega_{\Pi} + \omega_0'' - \omega_0.$$

Подставляя эти значения в выражение для  $A_1$ , получаем

$$A_1 = J [\omega_0' (\omega_{\Pi} + \omega_0' - \omega_0) + \omega_0'' (\omega_0'' - \omega_0') + \omega_0 (\omega_0 - \omega_0'')].$$

Условиями минимума затраченной энергии являются

$$\frac{\partial A_1}{\partial \omega_0'} = J [\omega_{\pi} + 2\omega_0' - \omega_0 - \omega_0^*] = 0;$$

$$\frac{\partial A_1}{\partial \omega_0''} = J [2\omega_0'' - \omega_0' - \omega_0] = 0.$$

Из этих уравнений находят

$$\omega_0' = \omega_0 - \frac{2}{3} \omega_{\pi}, \quad (4.20)$$

$$\omega_0'' = \omega_0 - \frac{1}{3} \omega_{\pi}$$

или

$$\frac{E'}{c_e \Phi} = \frac{E}{c_e \Phi} - \frac{2}{3} \frac{E - I_{\pi} R_{я}}{c_e \Phi},$$

$$\frac{E''}{c_e \Phi} = \frac{E}{c_e \Phi} - \frac{1}{3} \frac{E - I_{\pi} R_{я}}{c_e \Phi}.$$

Отсюда находят оптимальные значения э. д. с. источника тока на первой и второй ступенях

$$E_{\pi}' = \frac{1}{3} E_{\pi} + \frac{2}{3} I_{\pi} R_{я};$$

$$E_{\pi}'' = \frac{2}{3} E_{\pi} + \frac{1}{3} I_{\pi} R_{я}.$$

Используя условия (4.20), находят расход энергии

$$A_1 = J \omega_{\pi} \left( \omega_0 - \frac{1}{3} \omega_{\pi} \right)$$

и к. п. д. пуска

$$\eta = \frac{J \omega_{\pi}^2 / 2}{J \omega_{\pi} \left( \omega_0 - \frac{1}{3} \omega_{\pi} \right)} = \frac{3 \omega_{\pi}}{2 (3 \omega_0 - \omega_{\pi})}. \quad (4.21)$$

При  $\omega_{\pi} = 0,7 \omega_0$   $\eta = 0,456$ .

Длительность пуска складывается из времени работы привода на первой, второй и третьей ступенях включения:

$$t_{\pi} = t' + t'' + t'''.$$

Согласно формуле (4.7) длительность пуска определяется как

$$t_{\pi} = B \left[ \ln \frac{\omega_0'}{\omega_0' - \omega'} + \ln \frac{\omega_0'' - \omega'}{\omega_0'' - \omega''} + \ln \frac{\omega_0 - \omega''}{\omega_0 - \omega_{\pi}} \right].$$

Это выражение при соблюдении условий (4.20) может быть представлено в виде

$$t_{\pi} = 3B \ln \frac{\omega_0 - \frac{2}{3} \omega_{\pi}}{\omega_0 - \omega_{\pi}}, \quad (4.22)$$

при  $\omega_{\pi} = 0,7\omega_0$   $t_{\pi} = 1,73B$ .

Ток якоря при оптимальной э. д. с. источника питания на каждой ступени определяется для каждой из них уравнением

$$i_{\text{я}} = \left( \frac{1}{3} I_{\kappa} + \frac{2}{3} I_{\pi} \right) e^{-t/B}, \quad (4.23)$$

где  $t$  — время, отсчитываемое от начала каждой ступени,  $I_{\kappa} = E_{\text{и}}/R_{\text{я}}$ .

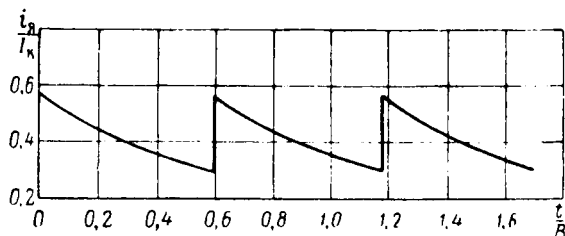


Рис. 4.11. Диаграмма тока при трехступенчатом повышении напряжения в процессе пуска

При разгоне двигателя до скорости  $\omega_{\pi} = 0,7\omega_0$  зависимость отношения тока, потребляемого двигателем, к току короткого замыкания от отношения  $t/B$  изображается на рис. 4.11.

### Плавное повышение напряжения

Плавное повышение напряжения на зажимах электродвигателя при пуске достигается в случае питания двигателя от отдельного генератора, т. е. в системе генератор-двигатель. Одна из возможных схем включения такого типа — схема питания электростартера авиадвигателя от наземного источника энергии, приведена на рис. 4.12. При такой схеме включения можно получить почти постоянное значение тока, потребляемого стартером в течение всего пуска. Генератор здесь снабжен угольным регулятором, обмотки электромагнита которого  $\omega_p$  включена в цепь якоря стартера. При таком включении регулятор так изменяет сопротивление угольного столба в цепи обмотки возбуждения генератора, что при изменении напряжения от  $E_{\min}$  до  $E_{\max}$  ток генератора остается примерно постоянным.

Плавное повышение напряжения на зажимах якоря электродвигателя при пуске может осуществляться и другими способами. При питании от сети переменного тока соответствующие схемы мо-

гут быть составлены на основе использования трансформаторов с плавным повышением напряжения, магнитных усилителей или резонансных контуров (схема Бушера).

Плавное повышение напряжения может достигаться также с помощью преобразователей на кремниевых управлениях вентилей — тиристорах.

Обычно в рассматриваемой системе пуска в целях увеличения вращающего момента и, следовательно, мощности стартера поток стартера создают значительно больше номинального. Он должен быть максимально возможным и значение его должно определяться условиями насыщения магнитной цепи.

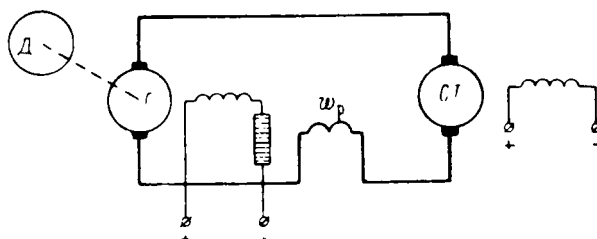


Рис. 4.12. Схема пуска по системе генератор—двигатель

Отношение максимального потока стартера  $\Phi_{\max}$  к номинальному  $\Phi_n$  называют кратностью регулирования потока и обозначают

$$\varphi = \frac{\Phi_{\max}}{\Phi_n}.$$

Ток якоря при плавном повышении э. д. с. источника может быть практически неизменным

$$i_{\text{я}} = \frac{E_n - E}{R_{\text{я}}} = \text{const.}$$

Примем его таким же, как и ток в конце прямого пуска, когда э. д. с. источника тока неизменна  $E_n = E_{n.п}$  и поток стартера равен номинально величине  $\Phi_n$ . В этом случае

$$E_{n.п} = c_e \Phi_n \omega_0 \quad \text{и} \quad E = E_n = c_e \Phi_n \omega_n,$$

где  $E_n$  — э. д. с. якоря стартера в конце пуска;

$\omega_0$  — скорость вращения идеального холостого хода;

$\omega_n$  — скорость вращения в конце пуска.

Соответственно для тока якоря получаем

$$i_{\text{я}} = I_n = \frac{c_e \Phi_n \omega_0 - c_e \Phi_n \omega_n}{R_{\text{я}}}.$$

Длительность пуска находится из уравнения движения

$$M_{\text{я}} = J \frac{d\omega}{dt} = c_e \Phi_{\text{max}} i_{\text{я}}.$$

Подставляя сюда  $\Phi_{\text{max}} = \varphi \Phi_{\text{н}}$  и  $i_{\text{я}} = I_{\text{н}}$ , получаем

$$M_{\text{я}} = c_e \Phi_{\text{н}} \varphi \frac{c_e \Phi_{\text{н}} \omega_0 - c_e \Phi_{\text{н}} \omega_{\text{п}}}{R_{\text{я}}} = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Но так как

$$B = \frac{J R_{\text{я}}}{c_e^2 \Phi_{\text{н}}^2},$$

то

$$\varphi (\omega_0 - \omega_{\text{п}}) dt = B d\omega.$$

Интегрируя левую часть этого уравнения в пределах от 0 до  $t_{\text{п}}$  и правую — от 0 до  $\omega_{\text{п}}$ , получаем формулу для определения длительности пуска

$$t_{\text{п}} = \frac{B}{\varphi} \frac{\omega_{\text{п}}}{\omega_0 - \omega_{\text{п}}}. \quad (4.24)$$

В качестве характерного примера возьмем  $\varphi = 2$ ,  $\omega_{\text{п}} = 0,7\omega_0$ . Тогда  $t_{\text{п}} = 1,17 B$ .

К. п. д. пуска может быть выражен в виде

$$\eta = \frac{A_2}{A_2 + W},$$

где  $A_2 = \frac{J \omega_{\text{п}}^2}{2}$  — полезная энергия, равная запасу кинетической энергии;

$W$  — тепловые потери в цепи якорей.

Тепловые потери при пуске могут быть определены по формуле

$$\begin{aligned} W &= I_{\text{н}}^2 R_{\text{я}} t_{\text{п}} = I_{\text{н}}^2 R_{\text{я}} \frac{B}{\varphi} \frac{\omega_{\text{п}}}{\omega_0 - \omega_{\text{п}}} = \\ &= \left( \frac{c_e \Phi_{\text{н}} \omega_0 - c_e \Phi_{\text{н}} \omega_{\text{п}}}{R_{\text{я}}} \right)^2 R_{\text{я}} \frac{J \cdot R_{\text{я}}}{c_e^2 \Phi_{\text{н}}^2 \varphi} \frac{\omega_{\text{п}}}{\omega_0 - \omega_{\text{п}}}. \end{aligned}$$

После сокращений получим

$$W = \frac{1}{\varphi} J (\omega_0 - \omega_{\text{п}}) \omega_{\text{п}}.$$



Подставив это выражение в выражение для к. п. д., имеем

$$\eta = \frac{J \frac{\omega_n^2}{2}}{J \frac{\omega_n^2}{2} + \frac{1}{\varphi} J (\omega_0 - \omega_n) \omega_n},$$

или

$$\eta = \frac{\varphi \omega_n}{2\omega_0 - \omega_n(2 - \varphi)}. \quad (4.25)$$

При пуске до скорости  $\omega_n = 0,7\omega_0$  и при  $\varphi = 2$ ,  $\eta = 0,7$ .

#### § 4.5. ПУСК ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ УМЕНЬШЕНИИ МАГНИТНОГО ПОТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ

##### Пуск при двухступенчатом уменьшении магнитного потока

Недостатками рассмотренных выше систем пуска является необходимость двух или трех источников электроэнергии или же источника с регулируемым напряжением. Экономия в расходовании энергии по сравнению с прямым пуском может быть достигнута также уменьшением магнитного потока возбуждения двигателя во время пуска. Практическое применение получила схема такого рода, изображенная на рис. 4.13.

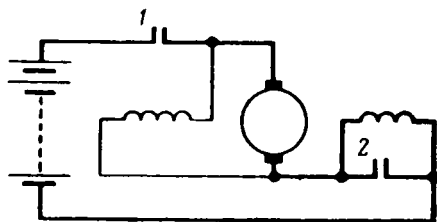


Рис. 4.13. Схема пуска при двух ступенях магнитного потока

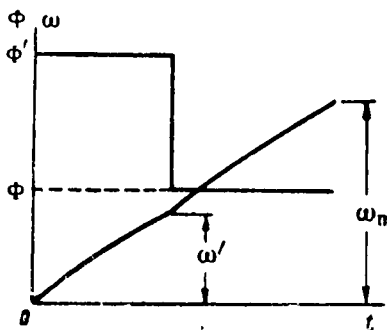


Рис. 4.14. Диаграмма скорости вращения при пуске с двумя ступенями магнитного потока

На первой ступени замкнуты контакты 1, на второй — контакты 1 и 2, т. е. шунтируется серийная обмотка.

Для простоты анализа считают, что диаграмма изменения магнитного потока имеет вид, представленный на рис. 4.14. На этой же фигуре изображена диаграмма изменения скорости вращения.

К. п. д. пуска определяется по расходу энергии на первой и второй ступенях. На основании формулы (4.5)

$$A_1 = J \omega_0' \omega' + J \omega_0 (\omega_n - \omega').$$

Из условия равенства тока в конце первой и в конце второй ступени включения (рис. 4. 15)

$$I_{я\min} = \frac{E - c_e \Phi' \omega'}{R_{я}} = \frac{E - c_e \Phi \omega_{п}}{R_{я}} = I_{п}$$

можно получить соотношение

$$\omega' = \frac{\Phi}{\Phi'} \omega_{п}.$$

Сопротивление цепи якоря принимают одинаковым на первой и второй ступенях.

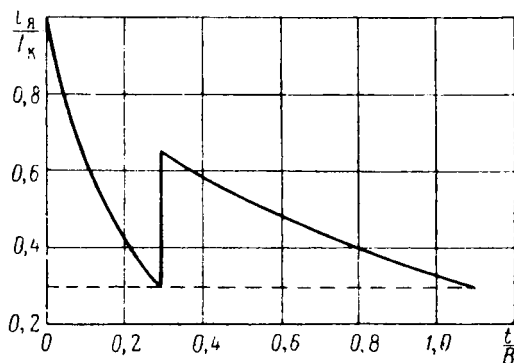


Рис. 4. 15. Диаграмма тока при двух ступенях магнитного потока

Учитывая, что

$$\omega'_0 = \omega_0 \frac{\Phi}{\Phi'},$$

имеем

$$A_1 = J \left[ \omega_0 \left( \frac{\Phi}{\Phi'} \right)^2 \omega_{п} + \omega_0 \left( \omega_{п} - \frac{\Phi}{\Phi'} \omega_{п} \right) \right].$$

Найдем  $\Phi/\Phi'$ , соответствующее минимуму  $A_1$ :

$$\frac{dA_1}{d\left(\frac{\Phi}{\Phi'}\right)} = \omega_0 \omega_{п} 2 \frac{\Phi}{\Phi'} - \omega_0 \omega_{п} = 0.$$

Отсюда

$$\Phi = 0,5 \Phi'$$

и

$$A_1 = \frac{3}{4} J \omega_0 \omega_{п},$$

а к. п. д. процесса пуска равен

$$\eta = \frac{J \frac{\omega_{\pi}^2}{2}}{\frac{3}{4} J \omega_0 \omega_{\pi}} = \frac{2}{3} \frac{\omega_{\pi}}{\omega_0}. \quad (4.26)$$

При

$$\omega_{\pi} = 0,7 \omega_0 \quad \eta = 0,467.$$

Длительность пуска составляет суммарное значение длительности обеих ступеней

$$t_{\pi} = t' + t''.$$

На основании формулы (4.7)

$$t_{\pi} = B' \ln \frac{\omega_0'}{\omega_0' - \omega'} + B \ln \frac{\omega_0 - \omega'}{\omega_0 - \omega_{\pi}}. \quad (4.27)$$

При  $\Phi = 0,5 \Phi'$

$$B = 4B', \quad \omega_0 = 2\omega_0', \quad \omega_{\pi} = 2\omega'.$$

Подставляя эти соотношения в (4.27), можно найти

$$t_{\pi} = B \left( 0,25 \ln \frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_{\pi}} + \ln \frac{\omega_0 - 0,5 \omega_{\pi}}{\omega_0 - \omega_{\pi}} \right). \quad (4.28)$$

При

$$\omega_{\pi} = 0,7 \omega_0 \quad t_{\pi} = 1,1 B.$$

Ток якоря при условии минимума расхода энергии, когда поток первой ступени  $\Phi'$  вдвое больше потока второй ступени  $\Phi$ , определяется уравнениями:

на первой ступени

$$i_{\text{я}} = I_{\text{к}} e^{\frac{-t}{B/4}},$$

где

$$B = \frac{J \cdot R_{\text{я}}}{c_e^2 \Phi^2};$$

на второй ступени

$$i_{\text{я}} = \frac{1}{2} (I_{\text{к}} + I_{\text{н}}) e^{-t/B}.$$

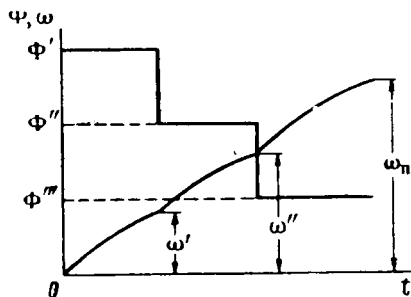


Рис. 4.16. Диаграмма скорости вращения при пуске с тремя ступенями магнитного потока

На рис. 4.15 приведена зависимость тока от времени при пуске до  $\omega_{\pi} = 0,7 \omega_0$ .

### Пуск при трехступенчатом уменьшении магнитного потока

На рис. 4.16 изображены кривые изменения магнитного потока и соответствующего ему изменения скорости вращения при трехступенчатом изменении магнитного потока. Значения магнитного потока первой, второй и третьей ступеней обозначены соответственно  $\Phi'$ ,  $\Phi''$ ,  $\Phi$ , причем

$$\Phi' > \Phi'' > \Phi.$$

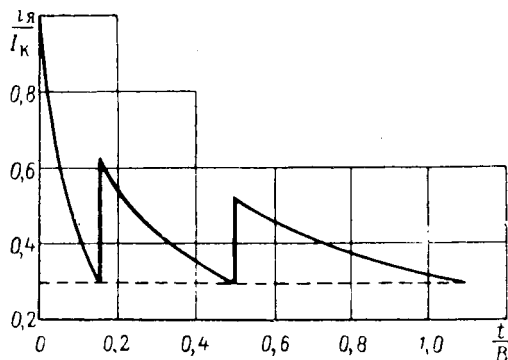


Рис. 4.17. Диаграмма тока при пуске с тремя ступенями магнитного потока

К. п. д. пуска найдем на основе баланса энергии. Определив расход энергии на каждой ступени по формуле (4.5), найдем расход энергии на всех трех ступенях

$$A_1 = J [\omega'_0 \omega' + \omega''_0 (\omega'' - \omega') + \omega_0 (\omega_n - \omega'')].$$

Но так как произведение скорости холостого хода на магнитный поток для каждой ступени величина постоянная, равная

$$c_e \Phi' \omega'_0 = c_e \Phi'' \omega''_0 = c_e \Phi \omega_0 = E_n,$$

то

$$A_1 = J \left[ \omega_0 \omega' \frac{\Phi}{\Phi'} + \omega_0 \frac{\Phi}{\Phi''} (\omega'' - \omega') + \omega_0 (\omega_n - \omega'') \right].$$

Принимая значения тока в конце первой, в конце второй и в конце третьей ступеней одинаковыми (рис. 4.17), получаем

$$i_{я \min} = \frac{E_n - c_e \Phi' \omega'}{R_{я}} = \frac{E_n - c_e \Phi'' \omega''}{R_{я}} = \frac{E_n - c_e \Phi \omega_n}{R_{я}}.$$

Отсюда

$$\omega' = \frac{\Phi}{\Phi'} \omega_n; \quad \omega'' = \frac{\Phi}{\Phi''} \omega_n.$$

Подставляя эти значения  $\omega'$  и  $\omega''$  в формулу, выражающую  $A_1$ , находят

$$A_1 = J\omega_0\omega_n \left[ \left( \frac{\Phi}{\Phi'} \right)^2 + \frac{\Phi}{\Phi''} \left( \frac{\Phi}{\Phi''} - \frac{\Phi}{\Phi'} \right) + 1 - \frac{\Phi}{\Phi''} \right].$$

$A_1$  имеет минимум при соблюдении условий

$$\frac{\partial A_1}{\partial \left( \frac{\Phi}{\Phi'} \right)} = 0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial A_1}{\partial \left( \frac{\Phi}{\Phi''} \right)} = 0$$

или

$$\begin{aligned} \Phi' - 2\Phi'' &= 0 \\ -2\Phi'\Phi + \Phi''\Phi + \Phi''\Phi' &= 0. \end{aligned}$$

Решение полученных уравнений дает

$$\Phi' = 3\Phi, \quad \Phi'' = 1,5\Phi.$$

При этих значениях потоков расход энергии равен

$$A_1 = \frac{2}{3} J\omega_0\omega_n$$

и для к. п. д. процесса пуска получают формулу

$$\eta = \frac{3}{4} \frac{\omega_n}{\omega_0}. \quad (5.29)$$

При  $\omega_n = 0,7\omega_0$   $\eta = 0,525$ .

Длительность пуска складывается из суммарной длительности включения на первой, второй и третьей ступенях

$$t_n = t' + t'' + t'''.$$

Определив длительности включения на каждой ступени по формуле (4.7) и учитывая, что постоянная времени обратно пропорциональна квадрату потока, находят

$$t_n = B \left[ \frac{1}{9} \ln \frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_n} + \frac{4}{9} \ln \frac{\omega_0 - 0,5\omega_n}{\omega_0 - \omega_n} + \ln \frac{\omega_0 - \frac{2}{3}\omega_n}{\omega_0 - \omega_n} \right], \quad (4.30)$$

где

$$B = \frac{JR_{\Sigma}}{c_{\Sigma}^2 \Phi^2}.$$

При  $\omega_n = 0,7\omega_0$   $t_n = 1,06B$ .

Ток якоря при минимальном расходе энергии изменяется во времени по следующим законам, определяемым уравнениями: на первой ступени

$$i_{\text{я}} = I_{\text{к}} e^{-\frac{t}{B/9}};$$

на второй ступени

$$i_{\text{я}} = \frac{1}{2} (I_{\text{к}} + I_{\text{п}}) e^{-\frac{t}{B/2,25}};$$

на третьей ступени

$$I_{\text{я}} = \frac{1}{2} (I_{\text{к}} + I_{\text{п}}) e^{-t/B}.$$

На рис. 4. 17 изображена зависимость тока от времени при  $\omega_{\text{п}} = 0,7\omega_0$ .

#### Пуск при плавном уменьшении магнитного потока электродвигателя (автоматическое регулирование тока якоря)

Из выражения для тока якоря двигателя

$$i_{\text{я}} = \frac{E_{\text{н}} - c_e \Phi \omega}{R_{\text{я}}} = \frac{E_{\text{н}} - E}{R_{\text{я}}}$$

следует, что постоянство тока в цепи якоря при пуске (т. е. постоянство разности  $E_{\text{н}} - E$ ) может быть достигнуто изменением магнитного потока, причем величина этого потока обратно пропорциональна скорости вращения

$$\omega = \frac{E}{c_e \Phi}.$$

Практически возможно уменьшение  $\Phi$  от некоторого начального значения  $\Phi_{\text{п1}}$  (см. диаграмму рис. 4. 18).

Для стабилизации тока стартера применяют угольный регулятор, схема включения которого изображена на рис. 4. 19. Угольный столб, в отличие от регулятора напряжения, сжимается здесь не пружиной, а электромагнитом.

При увеличении скорости вращения стартера потребляемый им ток уменьшается, давление на угольный столб уменьшается, противо-э. д. с. стартера снижается, что препятствует уменьшению тока стартера.

При настройке, близкой к астатизму, ток стартера почти постоянен.

К. п. д. пуска определяется по затраченной энергии при пуске двигателя.

Энергия, израсходованная в процессе пуска, равна

$$A_1 = \frac{10,5 \omega_{п1}^2}{\eta'} + \frac{10,5 (\omega_n^2 - \omega_{п1}^2)}{\eta''},$$

где  $\omega_{п1}$  — скорость вращения в конце первого этапа, в течение которого поток постоянен и равен  $\Phi_{п1}$ ;

$\eta'$  — к. п. д. пуска на первом этапе;

$\eta''$  — к. п. д. пуска на втором этапе, когда действует регулятор тока.

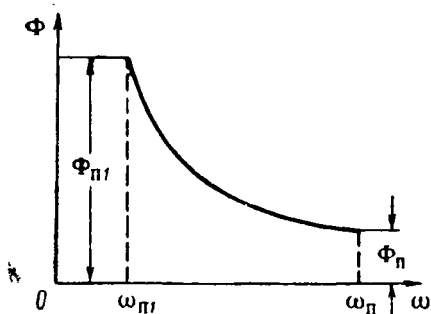


Рис. 4. 18. Диаграмма изменения магнитного потока при пуске двигателя

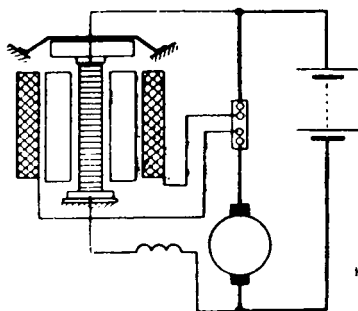


Рис. 4. 19. Схема включения регулятора тока

На основании формулы (4. 6)

$$\eta' = 0,5 \frac{\omega_{п1}}{\omega_0}.$$

Или, так как при заданной э. д. с. источника скорость холостого хода стартера обратно пропорциональна потоку,

$$\omega'_0 = \omega_0 \frac{\Phi_n}{\Phi_{п1}},$$

то

$$\eta' = 0,5 \frac{\omega_{п1} \frac{\Phi_{п1}}{\Phi_n}}{\omega_0} = 0,5 \frac{\omega_{п1} \varphi}{\omega_0}.$$

Здесь

$$\varphi = \frac{\Phi_{п1}}{\Phi_n}$$

представляет собой кратность регулировки потока.

Так как противо-э. д. с. якоря на втором этапе постоянна, то

$$\omega_{п1}\Phi_{п1}=\omega_{п}\Phi_{п} \text{ и } \omega_{п1}=\omega_{п}\frac{\Phi_{п}}{\Phi_{п1}}=\frac{\omega_{п}}{\varphi},$$

и, следовательно,

$$\eta'=0,5\frac{\omega_{п}}{\omega_0}.$$

К. п. д. пуска на втором этапе

$$\eta''=\frac{I_{я}E}{I_{я}E_{н}}=\frac{c_e\Phi\omega_{п}}{c_e\Phi\omega_0}=\frac{\omega_{п}}{\omega_0}.$$

Подставляя найденные значения  $\eta'$  и  $\eta''$  в выражение для энергии, израсходованной при пуске, получаем

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{J0,5\omega_{п1}^2}{0,5\frac{\omega_{п}}{\omega_0}} + \frac{J0,5(\omega_{п}^2 - \omega_{п1}^2)}{\frac{\omega_{п}}{\omega_0}} = \frac{\omega_{п1}^2 + 0,5\omega_{п}^2 - 0,5\omega_{п1}^2}{\frac{\omega_{п}}{\omega_0}} J = \\ &= \frac{0,5}{\frac{\omega_{п}}{\omega_0}} [\omega_{п}^2 + \omega_{п1}^2] J. \end{aligned}$$

К. п. д. пуска составляет

$$\eta = \frac{0,5J\omega_{п}^2}{A_1} = \frac{0,5J\omega_{п}^2}{\frac{0,5}{\omega_{п}/\omega_0} [\omega_{п}^2 + \omega_{п1}^2] J} = \frac{\omega_{п}^3}{\omega_0 (\omega_{п}^2 - \omega_{п1}^2)}$$

или при

$$\omega_{п} = \varphi \cdot \omega_{п1}$$

к. п. д. составляет

$$\eta = \frac{\omega_{п}}{\omega_0} \frac{\varphi^2}{1 + \varphi^2}, \quad (4.30a)$$

т. е. к. п. д. прямо пропорционален выражению  $\frac{\varphi^2}{1 + \varphi^2}$ , которое зависит от кратности регулирования магнитного потока.

Эта зависимость изображена на рис. 4.20. Как видно, значительное влияние  $\varphi$  на  $\eta$  наблюдается при изменении  $\varphi$  в пределах от 1 до 3. Дальнейшее увеличение  $\varphi$  не приводит к существенному увеличению к. п. д.

При  $\omega_{п}=0,7\omega_0$  и  $\varphi=2,5$   $\eta=0,603$ .

Длительность пуска определяется в предположении, что постоянство тока поддерживается в течение всего времени пуска.

Из уравнения движения

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{я} = \frac{E \cdot I_{я}}{\omega}$$

следует, что

$$J\omega d\omega = EI_{я} dt.$$



Отсюда после интегрирования

$$\begin{aligned} J \frac{\omega_n^2}{2} &= E I_{\text{я}} t_n = c_e \Phi_n \omega_n \frac{E_n - c_e \Phi_n \omega_n}{R_{\text{я}}} t_n = \\ &= c_e \Phi_n \omega_n \frac{c_e \Phi_n \omega_0 - c_e \Phi_n \omega_n}{R_{\text{я}}} t_n = \\ &= c_e^2 \Phi_n^2 \omega_n \frac{\omega_0 - \omega_n}{R_{\text{я}}} t_n \end{aligned}$$

и

$$t_n = B \frac{\omega_n}{2(\omega_0 - \omega_n)},$$

где

$$B = \frac{J \cdot R_{\text{я}}}{c_e^2 \Phi_n^2}.$$

Для характерного примера, когда  $\omega_n = 0,7\omega_0$  и  $\varphi = 2,5$ , получаем  $t_n = 1,17 B$ . Этому примеру соответствует диаграмма тока, изображенная на рис. 4. 21.

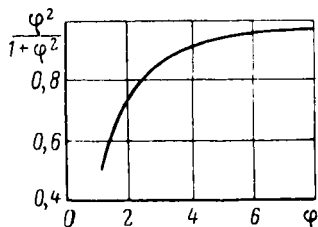


Рис. 4. 20. Зависимость к. п. д. пуска от кратности изменения магнитного потока

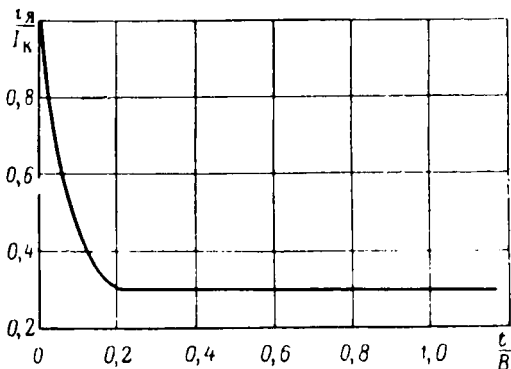


Рис. 4. 21. Диаграмма тока при пуске двигателя с плавным уменьшением магнитного потока

Как видно, вначале, когда поток не регулируется, имеет место кратковременный бросок тока, а затем в течение большей части времени пуска ток неизменен.

#### § 4. 6. ПУСК ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ УМЕНЬШЕНИИ ПЕРЕДАТОЧНОГО ОТНОШЕНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧ

Пуск электропривода возможен при постоянной скорости вращения электродвигателя также сцеплением его с исполнительным механизмом через фрикционную муфту и редуктор с изменяющимся передаточным отношением (рис. 4. 22). Практически возможно

ступенчатое и плавное изменение передаточного отношения. В свою очередь при ступенчатом изменении передаточного отношения возможно получить одну, две, три и более ступеней передач.

При одноступенчатом пуске, когда передаточное отношение  $i=1$ , диаграммы скоростей вращения ведомой части муфты  $\omega_2$  и ведущей  $\omega_1$  изображаются прямыми линиями (рис. 4.23). При этом предполагается, что скорость вращения двигателя неизменна. Площадь заштрихованного треугольника  $OAB$  в определенном масштабе представляет собой суммарные потери энергии во фрикционной муфте, которые равны полезной энергии, пропорциональной площади треугольника  $OBC$ . Коэффициент полезного действия процесса пуска равен  $\eta_1=0,5$ .

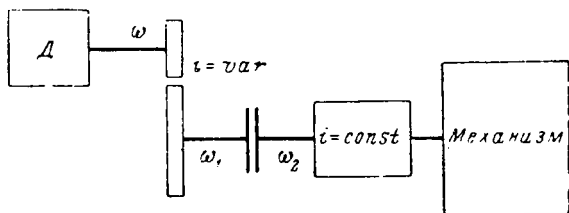


Рис. 4.22. Кинематическая схема системы передач при пуске электропривода изменением передаточного отношения

Длительность пуска вычисляется как

$$t_n = J \frac{\omega_1}{M}, \quad (4.31)$$

где  $M$  — момент, передаваемый фрикционной муфтой. Так как скорости вращения ведущей и ведомой частей муфты во время пуска различны, то в муфте имеет место пробуксовка, причем момент пробуксовки муфты, равный передаваемому моменту  $M$ , можно считать постоянным.

При двухступенчатом пуске, т. е. в таких агрегатах, в которых передаточное отношение может иметь два значения, скорость вращения двигателя, изображаемая на диаграмме, разделяется на две равные ступени (рис. 4.24). Очевидно, что к. п. д. в этом случае, как это можно определить по площади заштрихованных фигур, равен  $\eta_2=0,666$ .

При трехступенчатом пуске, когда диаграмма состоит из трех равных ступеней (рис. 4.25), к. п. д., вычисленный графически, получается равным  $\eta_3=0,75$ .

Используя подобные построения, нетрудно убедиться, что при  $n$  ступенях

$$\eta_n = \frac{n}{n+1} \quad (4.32)$$

и, если  $n \rightarrow \infty$ , то  $\eta \rightarrow 1$ . Это означает, что при плавном изменении передаточного отношения к. п. д. пуска составляет 1, потери во фрикционной муфте равны нулю, и следовательно, необходимость в ней отпадает.

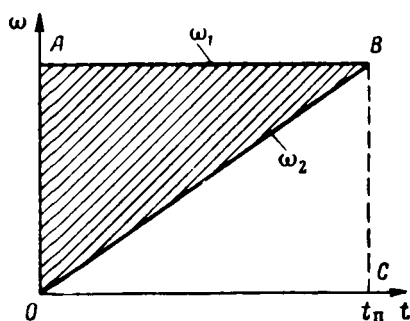


Рис. 4.23. Диаграмма скорости вращения при пуске с одной ступенью передаточного отношения

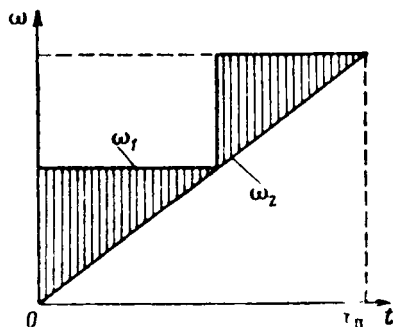


Рис. 4.24. Диаграмма скорости вращения при пуске с двумя ступенями передаточного отношения

Во всех рассмотренных случаях длительность пуска одинакова и определяется формулой (4.31).

Конструкция передач со ступенчатым или плавным изменением передаточного отношения может быть различной. В качестве примера на рис. 4.26 изображена кинематическая схема передачи Хейса.

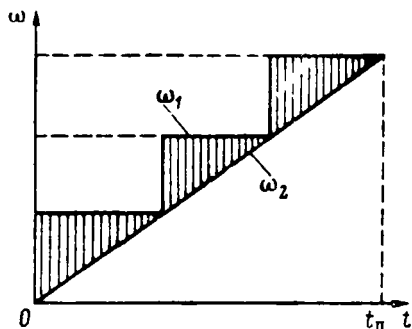


Рис. 4.25. Диаграмма скорости вращения при трехступенчатом пуске

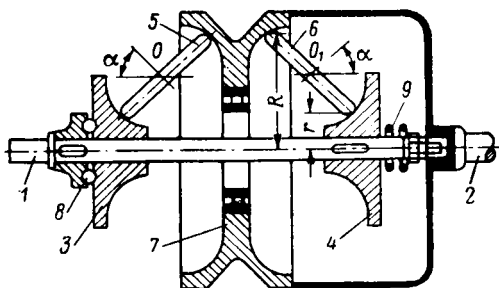


Рис. 4.26. Схема редуктора с плавным изменением передаточного отношения

Как следует из рис. 4.26 вращение входного вала 1 передается через два шкива 3 и 4 и ролики 5 и 6 на шкив 7, соединенный с выходным валом 2.

Передаточное отношение редуктора равно

$$i = \frac{n_{\text{вых}}}{n_{\text{вх}}} = \frac{r}{R},$$

где  $n_{\text{вых}}$  и  $n_{\text{вх}}$  — выходная и входная скорости вращения;  
 $r$  и  $R$  — радиусы окружностей, по которым происходит касание роликов со шкивами.

Изменение передаточного отношения достигается поворотом осей роликов 5 и 6 относительно точек 0 и 0<sub>1</sub>. При этом изменяются радиусы  $r$  и  $R$ . Необходимое для передачи вращающего момента нажатие от шкивов 3 и 4 к роликам 5 и 6 достигается с помощью специального шарикового механизма 8 и пружины 9.

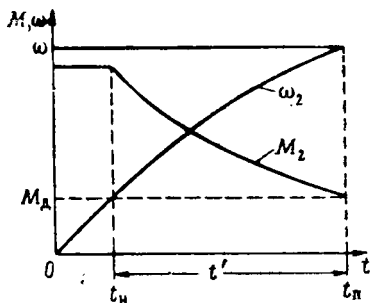


Рис. 4. 27. Диаграммы скорости и вращающего момента при плавном изменении передаточного отношения при пуске

Плавное изменение передаточного отношения осуществляется также при использовании гидропередачи такого же типа, как используемая для привода генераторов переменного тока при изменяющейся скорости вращения авиадвигателя.

Вес механической или гидравлической передачи с плавным изменением передаточного отношения составляет около 1,5 кг/квт. Недостатком как той, так и другой передачи является сложность изготовления.

При ступенчатом изменении передаточного отношения вращающий момент электродвигателя равен моменту пробуксовки фрикционной муфты, деленному на передаточное отношение редуктора между муфтой и двигателем. Нетрудно убедиться, что диаграммы скорости  $\omega_1$ , изображенные на рис. 4. 23—4. 25, в другом масштабе выражают диаграммы вращающего момента двигателя. Согласно диаграммам двухступенчатого пуска, и в особенности трехступенчатого, двигатель вначале нагружен слабо, а затем к концу пуска нагрузка двигателя возрастает. Следовательно, использование двигателя по мощности получается неравномерным.

При плавном изменении передаточного отношения, т. е. когда необходимость во фрикционной муфте отпадает, постоянную нагрузку на валу двигателя можно получить в течение почти всего времени пуска. Зависимость скорости вращения и вращающего момента на выходе плавно регулируемой системы передачи изображена на рис. 4. 27. На начальном участке времени от 0 до  $t_n$  вращающий момент постоянен и равен  $M_2 = M_n = kM_d$ , где  $M_d$  — момент на валу двигателя,  $k$  — допустимая кратность увеличения момента на выходном валу регулируемой системы передачи. Скорость

вращения в момент времени  $t_n$  в  $k$  раз меньше скорости вращения двигателя и равна  $\omega_2 = \omega_n = \frac{\omega}{k}$ . Далее скорость вращения  $\omega_2$  плавно возрастает до скорости вращения двигателя  $\omega$ , а вращающий момент уменьшается до  $M_d$ . При этом передаваемая исполнительному механизму мощность остается постоянной и равной  $M_2 \omega_2 = \text{const} = M_d \omega = P$ .

К. п. д. пуска при этом равен 1, а длительность пуска получается меньше, чем в предыдущих случаях. Складывается длительность пуска при такой системе передачи из двух этапов (см. рис. 4.27)

$$t_n = t_n + t'.$$

Из уравнения движения на втором этапе

$$J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_2 = \frac{P}{\omega_2} = \frac{M_d \omega}{\omega_2},$$

где  $J_2$  — момент инерции, приведенный к выходному валу регулируемой системы передач, получают

$$t' = \frac{J_2}{M_d \omega} \int_{\omega_n}^{\omega} \omega_2 d\omega_2 = \frac{J_2}{M_d \omega} \left( \frac{\omega^2}{2} - \frac{\omega_n^2}{2} \right).$$

Или, так как  $\omega_n$  в  $k$  раз меньше скорости двигателя  $\omega$ , где  $k$  — допустимая кратность увеличения момента на выходном валу регулируемой системы передач,

$$t' = \frac{J_2}{M_d \omega} \left( \frac{\omega^2}{2} - \frac{\omega^2}{k^2 2} \right) = \frac{J_2 \omega}{M_d} \frac{k^2 - 1}{2k^2}.$$

Для первого этапа

$$t_n = J_2 \frac{\omega_n}{M_n} = J_2 \frac{\omega}{M_d k^2}.$$

Складывая длительность первого и второго этапов, получаем длительность пуска

$$t_n = J_2 \frac{\omega}{M_d} \frac{1 + k^2}{2k^2}. \quad (4.33)$$

Следует отметить, что приведенные выше значения к. п. д., не учитывают потерь энергии в системе передач и потерь в электродвигателе. Эти потери сравнительно невелики и могут быть учтены путем введения в расчеты к. п. д. двигателя  $\eta_d$  и к. п. д. передачи  $\eta_p$ .

#### § 4.7. ПУСК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

При пуске асинхронного двигателя вхолостую потери во вторичной цепи его равны

$$\begin{aligned} W_2 &= \int_0^{t_n} M_{\pi \omega_0} s \, dt = \int_0^{t_n} J \frac{d\omega}{dt} \omega_0 \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \, dt = \\ &= J \int_0^{\omega_n} (\omega_0 - \omega) \, d\omega, \end{aligned}$$

где  $s$  — скольжение;

$t_n$  — длительность пуска;

$M_d$  — электромагнитный вращающий момент;

$\omega_0$  — синхронная скорость вращения;

$\omega_n$  — конечная скорость пуска.

После интегрирования и подстановки пределов получаем

$$W_2 = J \omega_0 \omega_n - J \frac{\omega_n^2}{2} = J \frac{2\omega_0 \cdot \omega_n - \omega_n^2}{2},$$

т. е. потери энергии в роторе двигателя определяются точно так же, как и потери в цепи якоря при пуске двигателя с независимым возбуждением.

Потери в цепи обмотки статора пропорциональны потерям в роторе, т. е.

$$W_1 = W_2 \frac{c_1 r_1}{c_1^2 r_2'},$$

где  $c_1$ ,  $r_1$ ,  $r_2'$  — параметры схемы замещения с вынесенным намагничивающим контуром (см. рис. 2.27).

Суммарные электрические потери равны

$$W = W_1 + W_2 = \frac{c_1 r_1 + c_1^2 r_2'}{c_1^2 r_2'} J \frac{2\omega_0 \cdot \omega_n - \omega_n^2}{2}.$$

К. п. д. процесса пуска равен  $\frac{\frac{J \omega_n^2}{2}}{\frac{J \omega_n^2}{2} + W}$  или, после подстановки

значения  $W$  и сокращений

$$\eta = \frac{\omega_n}{\omega_n + \frac{c_1 r_1 + c_1^2 r_2'}{c_1^2 r_2'} (2\omega_0 - \omega_n)}. \quad (4.34)$$

Как видно, к. п. д. пуска асинхронного двигателя меньше, чем двигателя постоянного тока.

Длительность пуска зависит от величины активного сопротивления цепи ротора и определяется ранее выведенной формулой (см. § 3. 10).

Ток, потребляемый при пуске двигателем с короткозамкнутым ротором, значительно изменяется, достигая трех-пятикратного значения от номинального в начальный момент времени.

При реостатном пуске двигателя с фазным ротором можно получить почти неизменное значение тока.

#### § 4. 8. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ПУСКОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

В таблице приведены результаты анализа различных систем управления, предназначенных для пуска электроприводов.

Как видно из таблицы, наиболее высокими показателями обладают системы с плавным повышением э. д. с. источника энергии и с автоматической регулировкой тока двигателя за счет изменения магнитного потока. Однако применение последней системы связано с необходимостью двух- и трехкратного увеличения магнитного потока по сравнению с номинальным, который устанавливается в конце пуска ( $\Phi_n = \Phi_n$ ), что отражается на увеличении веса двигателя. Поэтому метод автоматической регулировки тока применяют в тех случаях, когда возможно изменение потока в большом диапазоне, например, для запуска мощных ГТД с помощью стартер-генераторов.

В общем случае, когда имеется  $n$  ступеней с различными методами управления, общий к. п. д. процесса пуска равен

$$\eta = \frac{\frac{\omega_n^2}{2}}{\frac{\omega_1^2}{2\eta_1} + \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{2\eta_2} + \dots + \frac{\omega_n^2 - \omega_{n-1}^2}{2\eta_n}},$$

где  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$  — скорости вращения в конце каждой ступени;  
 $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n$  — к. п. д. пуска каждой ступени.

Скорость вращения в конце последней,  $n$ -й ступени, равна скорости в конце пуска  $\omega_n = \omega_n$ .

Или

$$\eta = \frac{\omega_n^2}{\sum_{k=1}^n \frac{\omega_k^2 + \omega_{k-1}^2}{\eta_k}}. \quad (4.35)$$

Сравнительные показатели различных систем пуска

| Метод управления                                                                                                 | Формула для расчета к. п. д.                                                                          | Формула для расчета длительности пуска $\frac{t_{\text{п}}}{B}$                                                                                         | К. п. д. при $\omega_{\text{п}} = 0,7\omega_0$ | Длительность пуска при $\omega_{\text{п}} = 0,7\omega_0$ $\frac{t_{\text{п}}}{B}$ |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|
| 1. Прямой пуск:<br>а) независимое возбуждение;<br>б) последовательное возбуждение с ненасыщенной магнитной цепью | $0,5 \frac{\omega_{\text{п}}}{\omega_0}$<br>$\frac{\omega_{\text{п}}}{2\omega_0 - \omega_{\text{п}}}$ | $\ln \frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_{\text{п}}}$<br>$\frac{1}{3} \left[ \frac{\omega_0}{\Delta\omega} - \frac{\Delta\omega^2}{\omega_0^2} \right]^*$ | 0,350<br>0,538                                 | 1,20<br>1,09                                                                      |
| 2. Реостатный пуск при $I_{\text{я}} = \text{const}$                                                             | $0,5 \frac{\omega_{\text{п}}}{\omega_0}$                                                              | $\frac{\omega_{\text{п}}}{\omega_0 - \omega_{\text{п}}}$                                                                                                | 0,350                                          | 2,33                                                                              |
| 3. Двухступенчатое повышение э. д. с. источника                                                                  | $\frac{2\omega_{\text{п}}}{4\omega_0 - \omega_{\text{п}}}$                                            | $2 \ln \frac{\omega_0 - 0,5\omega_{\text{п}}}{\omega_0 - \omega_{\text{п}}}$                                                                            | 0,425                                          | 1,55                                                                              |
| 4. Трехступенчатое увеличение э. д. с. источника                                                                 | $\frac{3\omega_{\text{п}}}{2(3\omega_0 - \omega_{\text{п}})}$                                         | $3 \ln \frac{3\omega_0 - 2\omega_{\text{п}}}{3(\omega_0 - \omega_{\text{п}})}$                                                                          | 0,456                                          | 1,73                                                                              |



|                                                                                                                       |                                                                      |                                                                                                                      |                              |                           |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------|---------------------------|
| 5. Плавное повышение э. д. с. источника энергии при<br>$I_a = \text{const}$<br>$\varphi = \frac{\Phi_{\max}}{\Phi_H}$ | $\frac{\varphi \omega_{\Pi}}{2\omega_0 - \omega_{\Pi}(2 - \varphi)}$ | $\frac{\omega_{\Pi}}{(\omega_0 - \omega_{\Pi}) \varphi}$                                                             | 0,7<br>при $\varphi = 2$     | 1,17<br>при $\varphi = 2$ |
| 6. Двухступенчатое уменьшение магнитного потока                                                                       | $\frac{2}{3} \frac{\omega_{\Pi}}{\omega_0}$                          | $0,25 \ln \frac{\omega_0}{\omega_0 - \omega_{\Pi}} + \ln \frac{\omega_0 - 0,5\omega_{\Pi}}{\omega_0 - \omega_{\Pi}}$ | 0,467                        | 1,10                      |
| 7. Трехступенчатое уменьшение магнитного потока                                                                       | $\frac{3}{4} \frac{\omega_{\Pi}}{\omega_0}$                          | Формула (4.30)                                                                                                       | 0,525                        | 1,06                      |
| 8. Автоматическая регулировка тока<br>$\left( \varphi = \frac{\Phi_{\max}}{\Phi_H} \right)$                           | $\frac{\varphi^2}{1 + \varphi^2} \frac{\omega_{\Pi}}{\omega_0}$      | $\frac{\omega_{\Pi}}{2(\omega_0 - \omega_{\Pi})}$                                                                    | 0,603<br>при $\varphi = 2,5$ | 1,17                      |
| 9. Плавное уменьшение передаточного отношения                                                                         | $\eta_{\lambda} \cdot \eta_p$                                        | $\frac{1 + k^2}{2 \cdot k^2} **$                                                                                     |                              |                           |

\*  $\Delta \omega = \omega_0 - \omega_{\Pi}$ .

\*\*  $k$  — кратность увеличения вращающего момента на выходном валу регулируемой системы передачи  $B = J \frac{\omega}{M_H}$ .

На основе анализа различных схем пуска можно сделать вывод, что расход энергии при пуске электропривода, а также длительность пуска, пропорциональны приведенному моменту инерции  $J$ .

В некоторых авиационных электроприводах, работающих в режиме частых пусков, приведенный момент инерции определяется в основном моментом инерции якоря электродвигателя. К таким приводам относятся, например, следящие электроприводы органов управления летательных аппаратов, радиолокационных антенн, артиллерийских установок. В этих случаях желательно, чтобы момент инерции якоря двигателя был по возможности меньше. Электродвигатели с этой целью выполняют с якорем, имеющим большое отношение длины к диаметру ( $l/D$ ).

#### § 4.9. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ ПРИ ТОРМОЖЕНИИ ДВИГАТЕЛЕЙ С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И АСИНХРОННЫХ

Режимы торможения электропривода, как и режимы пуска, связаны с потерями энергии в цепи якоря электродвигателя, которые по величине значительно превышают потери при номинальном режиме. Потери энергии рассматриваются в этом разделе при торможении ненагруженных двигателей, когда  $M_c = 0$ .

##### Динамическое торможение

При динамическом торможении кинетическая энергия, запасенная во вращающихся частях привода, расходуется в виде тепла в цепи якоря.

Тепловые потери в цепи якоря составляют

$$W = J \frac{\omega_0^2}{2}.$$

##### Торможение противовключением

При торможении противовключением тепловые потери в цепи якоря равны

$$\begin{aligned} W &= \int_{t_{\text{нач}}}^{t_k} i_{\text{я}}^2 (r_{\text{я}} + r_{\text{д}}) dt = \int_{t_{\text{нач}}}^{t_k} (U + E) i_{\text{я}} dt = \\ &= - \int_{t_{\text{нач}}}^{t_k} (c_e \Phi \omega_0 + c_e \Phi \omega) \frac{J}{c_e \Phi} \frac{d\omega}{dt} dt = - J \int_{\omega_0}^0 (\omega_0 + \omega) d\omega. \end{aligned}$$

После интегрирования потери можно вычислить по формуле

$$W = 3J \frac{\omega_0^2}{2}, \quad (4.36)$$

т. е. тепловые потери в цепи якоря при торможении противовключением равны утрещенному запасу кинетической энергии.

### Торможение асинхронного двигателя

Тепловые потери в цепи ротора составляют

$$W_2 = \int_{t_{\text{нач}}}^{t_k} M_{\text{д}} \omega_0 s \, dt.$$

Заменяя

$$M_{\text{д}} = J \frac{d\omega}{dt}$$

и учитывая, что  $\omega_0 - \omega = s \cdot \omega_0$  и  $d\omega = -\omega_0 ds$ , можно найти

$$W_2 = -J\omega_0^2 \int_{t_{\text{нач}}}^{t_k} \frac{ds}{dt} s \, dt = -J\omega_0^2 \int_{s_{\text{нач}}}^{s_k} s \, ds = J\omega_0^2 \times \\ \times \left( \frac{s_{\text{нач}}^2}{2} - \frac{s_k^2}{2} \right).$$

При динамическом торможении  $s_k = 0$ ,  $s_{\text{нач}} = 1$  и потери в роторе определяются как

$$W_2 = \frac{1}{2} J\omega_0^2.$$

При торможении противовключением  $s_k = 1$ ,  $s_{\text{нач}} = 2$  и потери будут

$$W_2 = \frac{3}{2} J\omega_0^2.$$

Следовательно, потери в цепи ротора асинхронного двигателя при торможении выражаются через запас кинетической энергии точно так же, как потери в цепи якоря двигателя независимого возбуждения.

### § 4.10. ПУСК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ОТ СЕТИ СОИЗМЕРИМОЙ МОЩНОСТИ

Мощность асинхронных двигателей, применяемых на самолетах и других летательных аппаратах, иногда соизмерима с мощностью питающей их сети, а мощность короткого замыкания таких двигателей оказывается даже больше перегрузочной мощности сети. При этом привод генератора имеет достаточную мощность для

поддержания в сети частоты, близкой к номинальной. В этих условиях пуск двигателя сопровождается значительным снижением вращающего момента по сравнению с нормальными условиями, что приводит обычно к увеличению длительности пуска, а иногда даже и к невозможности пуска. Увеличение тока и снижение напряжения в сети при этом значительно превышает номинальное.

Как показали исследования М. А. Романова и Я. Л. Витенберга [12], при пуске двигателя топливоперекачивающего насоса номинальной мощностью 35 кВт в случае питания его от генератора номинальной мощностью 30 кВА пусковой момент составляет всего 6,5% от номинального, т. е. запуск не обеспечивается. Чтобы

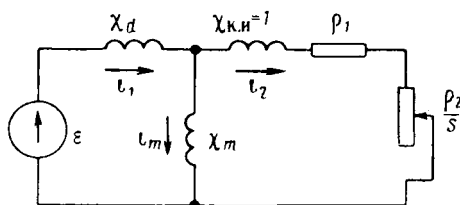


Рис. 4. 28. Схема замещения асинхронного двигателя

запустить такой двигатель обмотку статора его приходится сначала соединять звездой, а затем переключать на нормальное соединение треугольником.

Рассмотрим случай, когда двигатель является единственной нагрузкой синхронного генератора. Схема замещения для этого случая изображена на рис. 4. 28, где в относительных единицах (см. § 2. 12) обозначены:

$\varepsilon$  — фазовая э. д. с. генератора;

$\chi_d$  — синхронное реактивное сопротивление генератора;

$\chi_{к.н}=1$  — реактивное сопротивление идеального короткого замыкания, равное в относительных величинах единице;

$\rho_1$  и  $\rho_2$  — активные сопротивления статора и ротора;

$\chi_m$  — реактивное сопротивление намагничивающей цепи.

Найдем выражение для механической характеристики двигателя, питающегося от синхронного генератора.

Согласно схеме рис. 4. 28 ток в первичной цепи определяется уравнением

$$i_1 = \frac{\varepsilon}{j\chi_d + \frac{j\chi_m \left( 1 \cdot j + \rho_1 + \frac{\rho_2}{s} \right)}{j\chi_m + 1 \cdot j + \rho_1 + \frac{\rho_2}{s}}}$$

Ток первичной цепи распределяется между вторичной цепью и намагничивающей согласно рис. 4.28 обратно пропорционально сопротивлениям этих ветвей.

Ток во вторичной цепи равен

$$i_2 = i_1 \frac{j\chi_m}{j\chi_m + 1 \cdot j + Q_1 + \frac{Q_2}{s}}.$$

Подставляя во второе уравнение значение  $i_1$  и произведя несложные преобразования, можно получить выражение для тока вторичной цепи

$$i_2 = \frac{\varepsilon \chi_m}{j\chi_d \chi_m + (\chi_d + \chi_m) \left( 1 \cdot j + Q_1 + \frac{Q_2}{s} \right)}. \quad (4.37)$$

Из теории асинхронных машин известно, что вращающий момент равен активной мощности вторичной цепи схемы замещения, деленной на синхронную скорость. Так как в относительных единицах синхронная скорость  $v_0 = 1$ , то согласно схеме рис. 4.28, вращающий момент равен

$$\mu = |i_2|^2 \frac{Q_2}{s}.$$

Входящий сюда квадрат модуля вторичного тока в соответствии с выражением (4.37) равен

$$\begin{aligned} |i_2|^2 &= \frac{\varepsilon^2 \chi_m^2}{(\chi_d \chi_m + \chi_d + \chi_m)^2 + \left( Q_1 + \frac{Q_2}{s} \right)^2 (\chi_d + \chi_m)^2} = \\ &= \frac{\varepsilon^2 \chi_m^2 s^2}{[\chi_d (1 + \chi_m) + \chi_m]^2 s^2 + (\chi_d + \chi_m)^2 (Q_1 s + Q_2)^2}. \end{aligned}$$

Подставляя найденное значение  $|i_2|^2$  в выражение для вращающего момента, получаем механическую характеристику

$$\mu = \frac{\varepsilon^2 \chi_m^2 Q_2 s}{[\chi_d (1 + \chi_m) + \chi_m]^2 s^2 + (\chi_d + \chi_m)^2 (Q_1 s + Q_2)^2}. \quad (4.38)$$

В это уравнение в качестве переменной входит скольжение  $s$ . От скольжения нетрудно перейти к относительной скорости  $v$ , если учесть, что  $s = 1 - v$ . На рис. 4.29 в качестве примера приведены характеристики двигателя при различных значениях синхронного реактивного сопротивления генератора. По данным М. А. Романо-ва [12], при питании асинхронного двигателя от генератора соизмеримой мощности это сопротивление ( $\chi_d$ ) может достигать 5—7. При таких значениях  $\chi_d$ , как видно из рис. 4.29, пусковой момент

уменьшается в 20—50 раз по сравнению с питанием от сети бесконечной мощности, когда  $\chi_d = 0$ .

Одним из простых способов улучшения пусковых характеристик асинхронного двигателя при питании от генератора соизмеримой мощности, о чем мы уже упоминали в начале главы, является соединение обмотки статора двигателя на первой ступени пуска звездой, а затем переключение ее на второй ступени пуска на нормальное соединение треугольником.

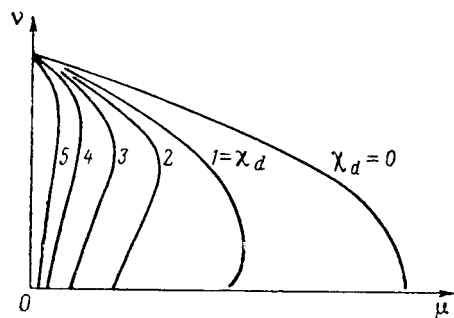


Рис. 4. 29. Характеристики двигателя при различных значениях синхронного реактанта

Как известно, при использовании одинаковых по величине сопротивлений соединение звездой эквивалентно соединению треугольником сопротивлений, в три раза больших по величине, чем сопротивления звезды. Поэтому соединение обмотки статора двигателя на первой ступени пуска звездой эквивалентно увеличению сопротивлений схемы замещения двигателя в три раза по сравнению с нормальным соединением треугольником.

На рис. 4. 30 приведена схема замещения генератора и двигателя для первой ступени пуска, когда обмотка статора соединена звездой.

Поступая аналогично предыдущему, для вторичного тока на первой ступени пуска получаем

$$I_2 = \frac{\varepsilon \chi_m}{j \chi_d \chi_m + (\chi_d + 3 \chi_m) \left( j + Q_1 + \frac{Q_2}{s} \right)} \quad (4.39)$$

и для вращающего момента

$$\mu = \frac{3 \varepsilon^2 \chi_m^2 Q_2 s}{[\chi_d (1 + \chi_m) + 3 \chi_m]^2 s^2 + (\chi_d + 3 \chi_m)^2 (Q_1 s + Q_2)^2} \quad (4.40)$$

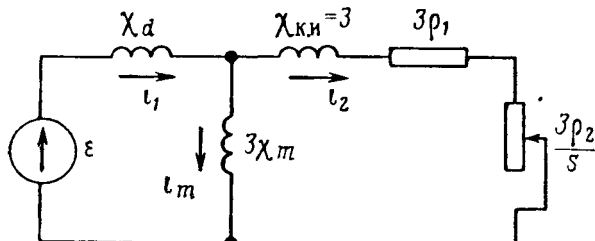


Рис. 4. 30. Схема замещения генератора и двигателя

Вращающий момент может быть выражен и в функции относительной скорости  $v$  простой заменой  $s$  на  $1-v$ .

На рис. 4.31 приведены механические характеристики двигателя при питании его от генератора неизмеримой мощности для случаев соединения обмотки статора треугольником и звездой. Как видно на рисунке, по достижении двигателем некоторой скорости вращения  $v_{\text{пер}}$  обмотка должна быть переключена на соединение треугольником.

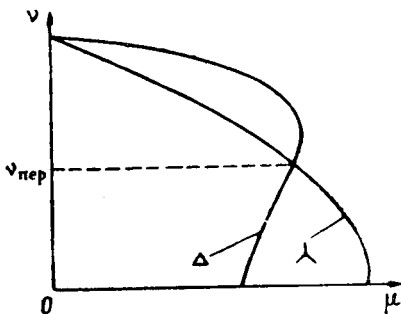


Рис. 4.31. Механические характеристики двигателя

Определим скольжение  $s_{\text{пер}} = 1 - v_{\text{пер}}$ . Для этого приравняем вращающий момент при соединении обмотки треугольником вращающему моменту при соединении обмотки звездой, используя формулы (4.38) и (4.40),

$$\frac{\varepsilon^2 \chi_m^2 Q_2 s}{[\chi_d (1 + \chi_m) + \chi_m]^2 s^2 + (\chi_d + \chi_m)^2 (Q_1 s + Q_2)^2} = \frac{3 \varepsilon^2 \chi_m^2 Q_2 s}{[\chi_d (1 + \chi_m) + 3 \chi_m]^2 s^2 + (\chi_d + 3 \chi_m)^2 (Q_1 s + Q_2)^2}. \quad (4.41)$$

В целях упрощения и выявления основных соотношений пренебрегаем намагничивающим током, положив  $\chi_m \rightarrow \infty$ . Тогда уравнение (4.41) принимает вид

$$\frac{\varepsilon^2 Q_2 s}{(\chi_d + 1)^2 s^2 + (Q_1 s + Q_2)^2} = \frac{3 \varepsilon^2 Q_2 s}{(\chi_d + 3)^2 s^2 + 9 (Q_1 s + Q_2)^2}$$

или

$$(\chi_d + 3)^2 s^2 + 9 Q_1^2 s^2 + 18 Q_1 Q_2 s + 9 Q_2^2 = 3 (\chi_d + 1)^2 s^2 + 3 Q_1^2 s^2 + 6 Q_1 Q_2 s + 3 Q_2^2.$$

Отсюда после группировки множителей при одинаковых степенях  $s$  и сокращений получаем уравнение

$$(\chi_d^2 - 3 - 3 Q_1^2) s^2 - 6 Q_1 Q_2 s - 3 Q_2^2 = 0.$$

Решая это уравнение относительно  $s$ , получаем

$$s_{\text{пер}} = \sqrt{3} Q_2 \frac{\pm \sqrt{\chi_d^2 - 3} + \sqrt{3} Q_1}{(\chi_d^2 - 3) - 3 Q_1^2} = \sqrt{3} Q_2 \frac{\pm \sqrt{\chi_d^2 - 3} + \sqrt{3} Q_1}{(\sqrt{\chi_d^2 - 3} - \sqrt{3} Q_1)(\sqrt{\chi_d^2 - 3} + \sqrt{3} Q_1)}$$

или

$$s_{\text{пер}1} = \sqrt{3} \varrho_2 \frac{1}{\sqrt{\chi_d^2 - 3} - \sqrt{3} \varrho_1}; \quad (4.42)$$

$$s_{\text{пер}2} = \sqrt{3} \varrho_2 \frac{1}{-\sqrt{\chi_d^2 - 3} - \sqrt{3} \varrho_1}. \quad (4.43)$$

Значения  $s_{\text{пер}2}$ , являющееся отрицательным, соответствует вращению двигателя со скоростью выше синхронной, т. е. генераторному режиму. Нас же интересует двигательный режим, т. е. положительное значение.

Из выражения для  $s_{\text{пер}1}$  следует, что  $s_{\text{пер}1}$  положительно при

$$\sqrt{\chi_d^2 - 3} > \sqrt{3} \varrho_1. \quad (4.44)$$

Следовательно, только при выполнении этого неравенства имеет смысл переключение обмотки статора со звезды на треугольник.





---

---

## Глава 5

### ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ И ВЫБОР МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ

#### § 5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

При определении номинальной мощности двигателя необходимо учитывать, что двигатель в рабочем режиме нагревается. В том случае, если изоляция данного класса выдерживает температуру нагрева двигателя, не выходя за пределы допустимого значения, то, следовательно, двигатель в тепловом отношении выбран правильно. Но обычно этого условия при выборе двигателя бывает еще недостаточно, так как в процессе работы могут быть значительные мгновенные перегрузки (пиковые нагрузки). Двигатель, находясь в нагретом состоянии, должен быть в состоянии развить соответствующую мощность (момент) и преодолеть эту перегрузку без последующего нарушения своей работы. Поэтому двигатели обычно проверяют как на нагрев, так и на перегрузку исходя из перегрузочной способности двигателя, которая указывается в каталогах на основании данных о механической прочности его и условий коммутации (для двигателей постоянного тока). Перегрузочная способность двигателей обычно известна (см. ниже и гл. 2).

В электроприводах летательных аппаратов весьма распространен кратковременный режим работы продолжительностью от 3—5 сек до 1—2 мин и повторно-кратковременный режим. Здесь проверка перегрузочной способности двигателя приобретает особое важное значение, о чем будет пояснено в соответствующих параграфах.

Если электродвигатель работает с нагрузкой, при которой температура его нагрева будет значительно ниже температуры, допустимой для изоляции, то такой двигатель по мощности недоиспользуется, а потому вес и габариты его, а следовательно, и стоимость окажутся больше, чем при правильно выбранном тепловом режиме. Последнее обстоятельство для самолетов весьма существенно. Одной из главных задач при проектировании электропривода является именно правильный выбор электродвигателя. Исходя из допустимого нагрева, допустимой перегрузки по моменту и достаточного пускового момента (тока), как при номинальной частоте и номинальном напряжении сети, а также при изменении их (частоты и

напряжения) в пределах, оговоренных тактико-техническими требованиями.

Температура нагрева электродвигателя и его изоляции определяется не только мощностью потерь, но и температурой окружающей среды, которая в условиях полета изменяется в значительных пределах (от  $-60^{\circ}\text{C}$  до  $+60^{\circ}\text{C}$ ). Следовательно, в зависимости от условий один и тот же электродвигатель можно нагружать до различной предельной мощности.

Практическая задача усложняется еще и другими обстоятельствами. Если бы температурные условия работы были точно определены и заранее известны, то можно мощность электродвигателя было бы рассчитать с достаточной для практики точностью, но они, как правило, неизвестны. Кроме того, исполнительные механизмы очень редко работают с постоянной нагрузкой и учесть все сопутствующие факторы при выборе электродвигателя весьма трудно.

На условия охлаждения и нагрева электродвигателя существенно влияют высота и скорость полета самолета. С увеличением высоты температура окружающей среды уменьшается, и прибли-

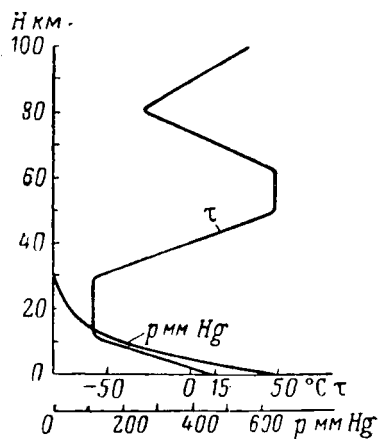


Рис. 5.1. Зависимость давления и температуры окружающей среды от высоты

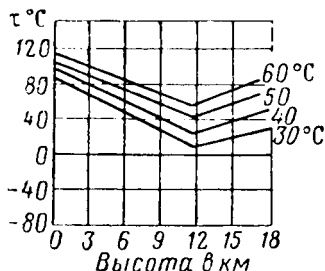


Рис. 5.2. Зависимость установившейся температуры двигателя от высоты

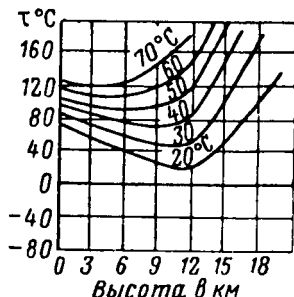


Рис. 5.3. Зависимость установившейся температуры двигателя с самовентиляцией от высоты

зительно с 12 000 м до 30 000 м она остается постоянной. На рис. 5.1 показаны зависимости давления и температуры атмосферного воздуха от высоты.

Опыт показывает, что установившаяся температура электродвигателей с увеличением высоты сначала падает, а затем начинает возрастать. На рис. 5.2 изображен график установившейся температуры электродвигателя с естественным охлаждением в зависимости от высоты полета, а на рис. 5.3 приведены те же характеристики, но только для двигателей с самовентиляцией.

Естественно, что с увеличением высоты вследствие ухудшения условий охлаждения двигателя (в первую очередь за счет ухудшения конвекции), чтобы сохранить неизменную температуру двигателя, необходимо уменьшить его нагрузку. Если же нагрузка двигателя должна оставаться прежней, то следует увеличить вес и габариты двигателя. Это в особенности относится к двигателям с самовентиляцией.

## § 5.2. ПРОЦЕСС НАГРЕВА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Во время работы электродвигателя вследствие возникновения потерь двигатель нагревается. Но так как потери в электродвигателе распределены неравномерно, а условия охлаждения самой машины неодинаковы, то и нагрев отдельных частей двигателя будет неодинаков.

При исследовании процесса нагрева предполагается, что электродвигатель представляет собой однородное тело и потери распределены в нем равномерно по объему. При длительной работе электродвигателя с нагрузкой  $p$  и коэффициентом полезного действия  $\eta$  потери на нагрев выражаются следующей формулой:

$$\Delta p = \frac{P}{\eta} - p.$$

Обозначая через  $A$  коэффициент теплоотдачи и через  $C$  теплоемкость всей машины, можно составить дифференциальное уравнение нагрева машины при неизменной нагрузке

$$Q dt = A \tau dt + C d\tau, \quad (5.1)$$

где  $\tau$  — превышение температуры электродвигателя над окружающей средой в  $^{\circ}\text{C}$ ;

$t$  — время в *сек*;

$Q$  — количество тепла (потери), выделяемое двигателем в единицу времени, в *дж/сек*;

$A \tau dt$  — количество тепла, теряемое машиной за время  $dt$ ;

$C d\tau$  — количество тепла, поглощаемое машиной.

При этом за нормальную температуру окружающей среды на летательных аппаратах принята температура  $20 \pm 5^{\circ}\text{C}$ , на установках в промышленности  $35^{\circ}\text{C}$ .

Из равенства (5.1) находим

$$dt = \frac{C d\tau}{Q - A\tau},$$

откуда, интегрируя и производя преобразования, аналогичные сделанным при выводе уравнений (3.6) и (3.7), получим

$$\tau = \frac{Q}{A} (1 - e^{-t/T}) + \tau_0 e^{-t/T}, \quad (5.2)$$

где  $\tau_0$  — превышение температуры двигателя над окружающей средой в момент включения двигателя;

$T = \frac{C}{A}$  — постоянная времени нагрева.

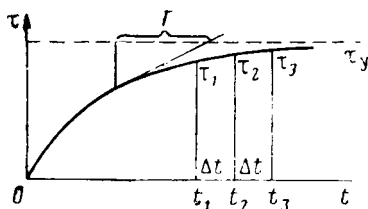


Рис. 5.4. Зависимость  $\tau = f(t)$

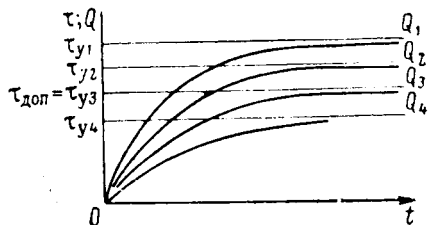


Рис. 5.5. Зависимость  $\tau = f(t)$  при разных потерях в двигателе

Если допустить, что разность температур между окружающей средой и электродвигателем в момент пуска равна нулю ( $\tau_0 = 0$ ), то

$$\tau = \frac{Q}{A} (1 - e^{-t/T})$$

или, полагая  $t = \infty$

$$\tau = \tau_y = \frac{Q}{A},$$

будем иметь окончательно

$$\tau = \tau_y (1 - e^{-t/T}). \quad (5.3)$$

На рис. 5.4 показана экспонента  $\tau = f(t)$ . Проведя касательную в любой точке этой кривой до пересечения с прямой  $\tau_y$ , можно определить постоянную времени  $T$ . Постоянная  $T = \frac{C}{A} \left( \frac{\text{кал} \cdot \text{г} \cdot \text{сек}}{\text{кал} \cdot \text{г}} \right)$  представляет собой время, в течение которого электродвигатель достигает установившейся температуры ( $\tau_y$ ), при условии, что тепло, выделяемое в электродвигателе, не теряется в окружающую среду.

Величина  $T$  для разных машин различна. Для промышленных электродвигателей постоянная времени составляет несколько часов, для самолетных электродвигателей она измеряется минутами (до 10—20 мин). Если электродвигатель будет работать с другой постоянной нагрузкой, то значение  $\tau_y$  будет другим, но температура нагрева во времени будет изменяться по тому же закону. На рис. 5.5 приведено семейство кривых  $\tau = f(t)$  при разных потерях мощности  $Q$  в электродвигателе.

Если нагрев электродвигателя окажется выше температуры, которую выдерживает изоляция данного двигателя, то для него длительный режим работы с такими потерями недопустим. Для двигателя при указанном предположении недопустимы режимы с потерями  $Q_1$  и  $Q_2$ ; допустимые длительные нагрузки будут соответствовать потерям  $Q_3$  и  $Q_4$  (см. рис. 5.5).

### § 5.3. ОХЛАЖДЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

После отключения электродвигателя потери  $Q$  в нем становятся равными нулю, дальнейший нагрев прекращается и температура двигателя начинает понижаться. Изменение температуры электродвигателя после отключения его от сети выражается следующим дифференциальным уравнением:

$$A' \tau \, dt + C \, d\tau = 0,$$

откуда

$$dt = - \frac{C}{A'} \frac{d\tau}{\tau},$$

$$t = - \frac{C}{A'} \int_{\tau_y}^{\tau} \frac{d\tau}{\tau}.$$

Так как условия охлаждения электродвигателя после остановки вентилятора становятся хуже, чем при работе, то в этом случае  $A' < A$  и постоянная времени охлаждения  $T'$  будет больше постоянной времени нагревания  $T$ :

$$T' = \frac{C}{A'} > T = \frac{C}{A}.$$

Соотношение между  $T$  и  $T'$  различны у разных типов двигателя; так, для закрытого двигателя с естественным охлаждением  $T/T' = 0,95 \div 0,98$ ; для закрытого двигателя с независимым охлаждением  $T/T' = 0,95 \div 1$ ; для закрытого двигателя с наружным охлаждением от собственного вентилятора  $T/T' = 0,45 \div 0,55$ ; для закрытого двигателя с внутренним охлаждением от собственного вентилятора  $T/T' = 0,25 \div 0,35$ . Решая дифференциальное уравнение, выражающее время охлаждения электродвигателя, получим

$$t = -T' \left| \ln \tau \right|_{\tau_y}^{\tau} = -T' |\ln \tau - \ln \tau_y| = -T' \ln \frac{\tau}{\tau_y},$$

откуда

$$\tau = \tau_y e^{-t/T'}, \quad (5.4)$$

т. е.  $\tau = f(t)$  будет экспонентой с постоянной времени  $T' > T$ .

## § 5.4. ДЛИТЕЛЬНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЯ

В зависимости от условий нагрева электродвигателя различают три основных режима его работы, каждому из которых соответствует своя методика выбора мощности электродвигателя:

- длительный режим;
- кратковременный режим;
- повторно-кратковременный режим.

Длительный режим работы электродвигателя — это такой режим, когда время работы настолько велико, что температура нагрева  $\tau$  успевает достичь установившегося значения  $\tau_y$  (рис. 5.6).

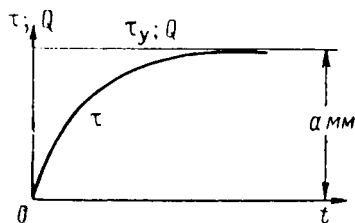


Рис. 5.6. Зависимость  $\tau = f(t)$

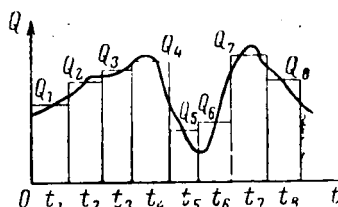


Рис. 5.7. График нагрузки

Практически температура нагрева электродвигателя достигает значения  $\tau_y$  за время  $t_p = (4 \div 5) T$ . Для удобства дальнейших рассуждений масштабы для  $Q$  и  $\tau$  на графике (рис. 5.6) взяты так, чтобы значение  $\tau_y$  соответствовало ординате, равной максимальным потерям  $Q$ , т. е.

$$\mu_Q = \frac{Q}{a}, \quad \mu_\tau = \frac{\mu_Q}{A},$$

так как  $\tau_y = \frac{Q}{A}$ .

Такой выбор масштаба особенно удобен, если при определении температуры перегрева двигателя пользуются шаблоном.

Таким образом, если электродвигатель работает в длительном режиме с потерями, равными  $Q$  (что соответствует определенной мощности двигателя), и нагревается до установившейся температуры  $\tau_y \leq \tau_{\text{доп}}$ , то этот двигатель в тепловом отношении выбран правильно. Здесь  $\tau_{\text{доп}} = \tau_{\text{изол}} - \tau_{\text{окр. среды}}$  — допустимое превышение температуры изоляции над температурой окружающей среды (установлено ГОСТом) в зависимости от типа изоляции. Действительная же температура изоляции определяется как

$$\tau_{\text{изол}} = \tau_{\text{доп}} + \tau_{\text{окр. среды}}.$$

Так как температура окружающей среды может быть отличной от принятой стандартной ( $\tau_{\text{окр. среды}}$  на летательных аппаратах

$20 \pm 5^\circ \text{C}$ , а на установках в промышленности  $35^\circ \text{C}$ ), то значение  $\tau_{\text{изол}}$  также могут быть различными. Это означает, что в зависимости от температуры окружающей среды мощность, которую может развивать электродвигатель без перегрева, также может быть разной.

К длительному режиму можно отнести и такой случай, когда нагрузка изменяется во времени так, как показано на рис. 5.7. При этом, очевидно, требуется определить максимальную темпе-

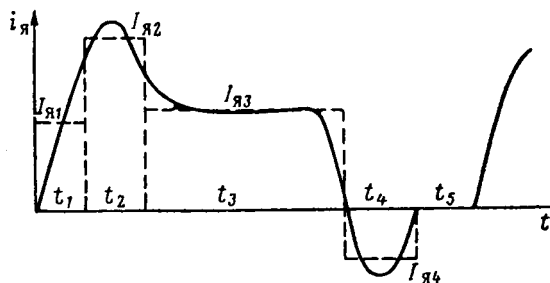


Рис. 5.8. Кривая  $i_n = f(t)$

ратуру электродвигателя, соответствующую какому-то определенному времени, и сравнить ее с допустимой. Соотношение их должно соответствовать неравенству

$$\tau_{\text{max}} \leq \tau_{\text{доп.}}$$

Для определения  $\tau_{\text{max}}$  площадь под кривой  $Q = f(t)$  заменяют отдельными усредненными прямоугольными площадками (см. рис. 5.7). Для значения  $Q_{\text{max}}$  и известной постоянной времени нагрева  $T$  строят экспоненту  $\tau = \tau_y(1 - e^{-t/T})$  в указанных ранее масштабах и изготавливают шаблон, а затем с его помощью строят кривую  $\tau = \psi(t)$  и находят максимальную температуру [3], [4].

## § 5.5. МЕТОД СРЕДНИХ ПОТЕРЬ

Обычно двигатель, подобранный для электропривода, например, по статическому моменту, дополнительно после расчета переходных процессов проверяется на нагрев методом средних потерь. При этом вычисленные потери в двигателе, работающем с переменной нагрузкой, приравниваются к потерям двигателя, работающего с номинальной нагрузкой. Если соблюдено условие  $\Delta P_{\text{ср}} < \Delta P_{\text{н}}$ , то, следовательно, двигатель в тепловом отношении выбран правильно.

Для определения потерь  $\Delta P$  необходимо знать зависимость к. п. д. двигателя от его механической мощности, тогда потери можно вычислить как

$$\Delta P_{\text{к}} = \frac{P_{\text{к}}}{\eta_{\text{к}}} - P_{\text{к}}. \quad (5.5)$$

По графику нагрузки  $P=f(t)$ , определяя для каждого значения  $t_k$  потери  $\Delta P_k$ , можно найти среднюю величину потерь двигателя, которая будет равна

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}. \quad (5.6)$$

При определении  $\Delta P_{\text{ср}}$  считаем, что постоянные потери, пропорциональные скорости, и коэффициент теплоотдачи двигателя остаются неизменными в течение всего времени работы.

Если двигатель работает с перерывами и пуск, торможение и паузы все время повторяются, то условия охлаждения двигателя при использовании самовентиляции ухудшаются. Чтобы учесть это, в формуле (5.6) время пуска ( $t_1$ ), торможения ( $t_3$ ) и паузы ( $t_4$ ) в знаменателе умножаются на коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  и формула средних потерь при этом принимает вид

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{\alpha(t_1 + t_3) + t_2 + \beta t_4}. \quad (5.7)$$

Для двигателей постоянного тока  $\alpha=0,75$ ;  $\beta=0,5$ . Для асинхронных двигателей  $\alpha=0,5$ ,  $\beta=0,25$ .

## § 5.6. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНОГО ТОКА

По характеристике  $i_{\text{я}}=f(t)$ , построенной на основе расчета переходных процессов или опытным путем, проверку двигателя на нагрев проще проводить так называемым методом эквивалентного тока, основанным на методе средних потерь.

Потери в двигателе  $\Delta P = C + I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}}$ ,

где  $C$  — постоянные потери;

$I_{\text{я}}^2 r_{\text{я}}$  — потери в меди.

Если  $\Delta P_n$  в выражении (5.6) заменить через  $C + I_{\text{я}n}^2 \cdot r_{\text{я}}$ , а  $\Delta P_{\text{ср}}$  через  $C + I_{\text{экв}}^2 \cdot r_{\text{я}}$ , то получим

$$C + I_{\text{экв}}^2 r_{\text{я}} = \frac{(C + I_{\text{я}1}^2 r_{\text{я}}) t_1 + (C + I_{\text{я}2}^2 r_{\text{я}}) t_2 + \dots}{t_1 + t_2 + \dots}.$$

Считая, что постоянные потери за весь цикл работы неизменны, после несложных преобразований получим

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{I_{\text{я}1}^2 t_1 + I_{\text{я}2}^2 t_2 + \dots}{t_1 + t_2 + \dots}}. \quad (5.8)$$

Учитывая ухудшение условий охлаждения двигателя во время пуска, торможения и паузы, площадь под кривой  $i_{\text{я}}=f(t)$  разбива-



ют на несколько участков с постоянными значениями  $I_{я}$ , а затем уже проводят вычисления (см. рис. 5.8):

$$I_{э\text{кв}} = \sqrt{\frac{I_{я1}^2 t_1 + I_{я2}^2 t_2 + \dots}{\alpha(t_1 + t_2 + t_4) + t_3 + \beta t_5}}.$$

Если  $I_{э\text{кв}} \leq I_{я.н.}$ , то двигатель в тепловом отношении выбран правильно. В дальнейшем необходимо проверить двигатель на перегрузку и в некоторых случаях на условия пуска.

## § 5.7. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНОГО МОМЕНТА И МОЩНОСТИ

Этот метод расчета применяется в тех случаях, когда имеется график  $M_d = \varphi(t)$  и если существует пропорциональность между током и моментом в двигателе. Последнее условие выполняется у двигателей с параллельным и независимым возбуждением и с некоторыми допущениями в асинхронных трехфазных двигателях.

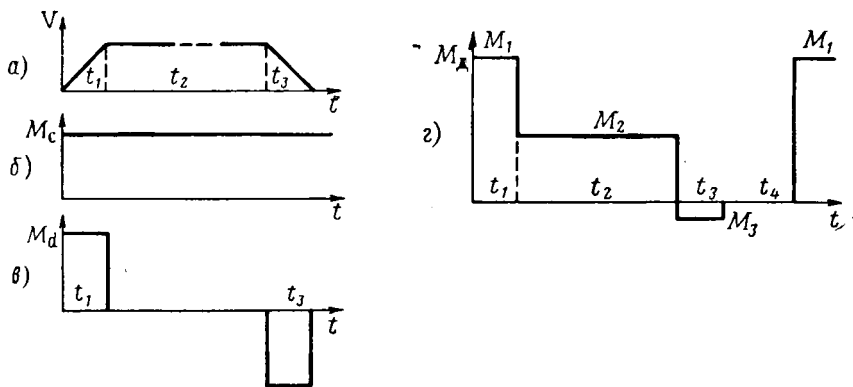


Рис. 5.9. К вопросу определения  $M_{э\text{кв}} = f(t)$

В качестве примера такого расчета рассмотрим привод лебедки. В этом случае выбор мощности двигателя связывают непосредственно с режимом работы исполнительного механизма.

На рис. 5.9, а приведен график скорости подъема груза  $V = f(t)$ , на рис. 5.9, б — график момента сопротивления привода  $M_c = \text{const}$ , а на рис. 5.9, в — график динамического момента  $M_d$ , который во время ускорения и замедления не равен нулю. На рис. 5.11, г построен график суммарного момента двигателя

$$M_d = M_c + M_d.$$

Согласно последнему графику эквивалентный момент будет равен

$$M_{э\text{кв}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots}{\alpha t_1 + t_2 + \alpha t_3 + \beta t_4}}. \quad (5.9)$$

Если  $M_{\text{эвб}} \leq M_{\text{д.п.}}$ , то двигатель выбран правильно.

В тех случаях, когда существует пропорциональность между мощностью и моментом, применяется метод эквивалентной мощности, аналогичный здесь описанному.

## § 5.8. КРАТКОВРЕМЕННЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЯ

Кратковременный режим работы электродвигателя считается тогда, когда температура двигателя за время работы не достигает установившегося значения и когда за время паузы двигатель успевает охладиться до температуры окружающей среды.

Типичные графики, соответствующие кратковременному режиму работы электродвигателя, показаны на рис. 5.10.

Если электродвигатель, предназначенный для работы в длительном режиме, работает с мощностью  $P_n$  и потерями  $Q_n$ , то температура его не превышает  $\tau_y \leq \tau_{\text{доп}}$ . Этот же двигатель, нагруженный до мощности  $P_1 > P_n$  нагреется до той же температуры  $\tau_k = \tau_y$  за время работы, равное  $t_p$ . Очевидно, что если двигатель будет работать с мощностью  $P_1$  (а следовательно, с потерями  $Q_1$ ) большее время, чем  $t_p$ , то он нагреется выше допустимой температуры, причем температура нагрева его будет стремиться к новому значению установившейся температуры  $\tau'_y = \frac{Q_1}{A}$ .

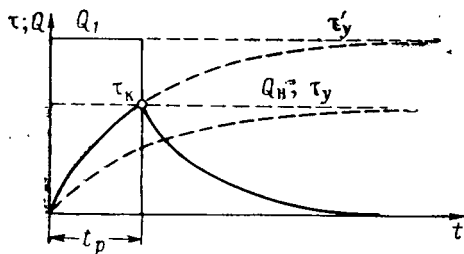


Рис. 5.10. График  $\tau = f(t)$  при кратковременном режиме работы

Обычно при кратковременном режиме работы электродвигатели, специально предназначенные для этого, выбираются по каталогу. Но нередко для этой же цели используются двигатели обычно применяемые в длительном режиме. Такие двигатели, как отмечалось выше, можно перегружать, т. е. нагружать мощностью, большей, чем  $P_n$  длительного режима.

Для оценки тепловой нагрузки двигателя вводится понятие коэффициента термической перегрузки ( $p_T$ ):

$$p_T = \frac{Q_1}{Q_n} = \frac{\tau'_y}{\tau_y},$$

где

$$\tau'_y = \frac{Q_1}{A}; \quad \tau_y = \frac{Q_n}{A}.$$

Так как

$$\tau_y = \tau'_y \left( 1 - e^{-t_p/T} \right),$$

то

$$p_\tau = \frac{\tau'_y}{\tau_y} = \frac{1}{1 - e^{-t_p/T}}. \quad (5.10)$$

Коэффициент термической перегрузки показывает, во сколько раз можно допустить превышение потерь на нагрев в двигателе при кратковременном режиме по отношению к длительному режиму. Зная этот коэффициент и подсчитав эквивалентную мощность  $P_{\text{экв}}$  за время  $t_p$ , можно определить мощность электродвигателя

$$P_n = \frac{P_{\text{экв}}}{p_\tau},$$

согласно которой выбирают по каталогу двигатель.

Выбранный двигатель будет удовлетворять температурным условиям, однако с точки зрения механических свойств он может оказаться неудовлетворительным.

Действительно, при малом времени  $t_p$  в двигателе можно допустить значительную механическую мощность и значительные потери. Но в этом случае появятся другие критерии, ограничивающие увеличение мощности за время  $t_p$ , — условия коммутации двигателя при данных нагрузках, а также способность двигателя преодолевать перегрузку. Так, например, для асинхронного двигателя критерием является наибольший момент. Поэтому на практике для выбора мощности двигателя при кратковременном режиме поступают следующим образом:

1. Определяют номинальный момент, а затем и номинальную мощность, которые требуются по условию допустимой перегрузки

$$M_n = \frac{M_{\text{max}}}{\lambda_M}, \quad (5.11)$$

где  $M_{\text{max}}$  — максимальный момент нагрузки, взятый из графика нагрузки исполнительного механизма, приведенного к валу двигателя,

$\lambda_M$  — перегрузочный коэффициент (по моменту). Для асинхронных двигателей он равен 1,8—2,5, реже 3; для двигателей постоянного тока  $\lambda_M = 2,0$ —5.

2. Подсчитывают эквивалентный момент и мощность за время  $t_p$  и определяют значение номинального момента

$$M_n = \frac{M_{\text{экв}}}{p_\tau}.$$

3. Из этих двух вычисленных моментов выбирается больший.

#### 4. Асинхронные двигатели проверяются на пусковой момент:

$$M_k > M_c.$$

Если  $M_k < M_c$ , необходимо брать специальные двигатели с большими пусковыми моментами или больший по мощности двигатель. В случае использования электромагнитной муфты сцепления, которая обеспечивает механическое присоединение электродвигателя к исполнительному механизму (через редуктор) после того, как двигатель подключили к сети, то ранее выбранный по нагреву двигатель может оказаться пригодным и в этом случае, и проверку на пусковой момент можно не делать.

При таком включении асинхронный двигатель включается в сеть без нагрузки, быстро достигает максимальных оборотов и последующее присоединение исполнительного механизма существенно не влияет на работу двигателя.

Если имеется график  $I=f(t)$  или  $P=\varphi(t)$ , то расчет ведется аналогично описанному здесь, только вместо момента вводятся соответствующие значения  $I$  или  $P$ .

В тех случаях, когда двигатель выбирают по специальному каталогу, где указана мощность для кратковременной работы двигателя, методика выбора электродвигателя остается такой же, как указывалось выше.

Это означает, что номинальная мощность согласно п. 2 будет равна  $P_{э\kappa\text{в}}$ , если продолжительность работы двигателя, указанная в каталоге, совпадает с продолжительностью работы данного механизма. При несовпадении указанных режимов работы необходимо сделать пересчет. Так, например, мощность двигателя в кратковременном режиме, работающего со степенью перегрузки  $p_{т.д}$  и мощностью  $P_n$ , должна удовлетворять неравенству

$$P_{э\kappa\text{в}} \leq P_n \frac{p_t}{p_{т.д}},$$

где  $p_t$  — коэффициент перегрузки, при котором должен работать электродвигатель;

$p_{т.д}$  — коэффициент перегрузки, на который двигатель рассчитан.

Кроме пересчета, необходимо также проверить двигатель на перегрузку (см. формулу 5.11) и на пусковой момент, как это отмечалось ранее.

В некоторых случаях для определения времени работы двигателя с какой-либо нагрузкой можно воспользоваться ампер-минутной характеристикой. Эта характеристика показывает, сколько времени без перерыва может работать электродвигатель при данном токе нагрузки, пока он не нагреется до предельно допустимой температуры.

Такие характеристики приведены на рис. 5.11 и 5.12 для двигателей МУ-110 и МУ-511. На основании этих характеристик можно

сказать, что двигатель МУ-110 при токе в 1 а может проработать в течение 10 мин, при токе 0,9 а — в течение 20 мин, а при токе

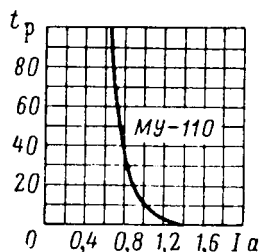


Рис. 5.11. Ампер-минутная характеристика двигателя МУ-110

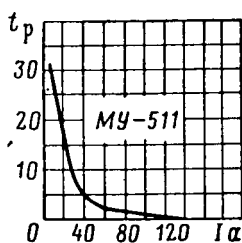


Рис. 5.12. Ампер-минутная характеристика двигателя МУ-511

0,65 а допускает даже длительную работу, в то время как двигатель МУ-511 и другие двигатели этой серии длительного режима не выдерживают.

#### § 5.9. ПОВТОРНО-КРАТКОВРЕМЕННЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ДВИГАТЕЛЯ

Повторно-кратковременный режим характеризуется тем, что температура двигателя во время его работы ( $t_p$ ) не достигает уста-

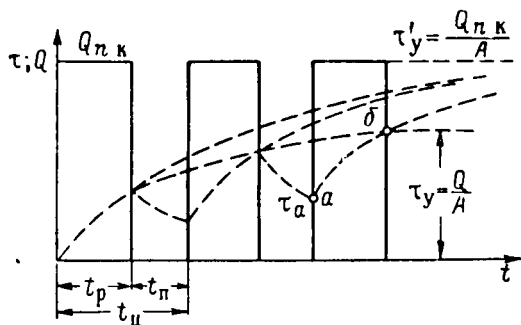


Рис. 5.13. График потерь и кривая нагрева при повторно-кратковременном режиме работы двигателя

новившегося значения, но за время паузы ( $t_n$ ) температура двигателя не успевает понизиться до температуры окружающей среды.

Типичный график потерь и кривой нагрева двигателя представлен на рис. 5.13.

Отношение

$$\frac{t_p}{t_{ц}} = \frac{t_p}{t_p + t_n} = \epsilon$$

принято называть коэффициентом относительной продолжительности рабочего периода. Умножая этот коэффициент на 100, получим продолжительность включения в процентах

$$ПВ \% = \varepsilon \cdot 100 \%$$

Значение ПВ % указывается в каталогах и она характеризует относительную или процентную продолжительность включения или продолжительность работы двигателя.

Промышленные электродвигатели, предназначенные для работы в повторно-кратковременном режиме, выпускаются по продолжительности включения трех стандартных видов: с ПВ = 15%, 25%, 40%. Однако этот стандарт на электродвигатели летательных аппаратов не распространяется. Для самолетных электродвигателей серии МУ мощностью до 1000 вт включительно принят режим  $t_p = 1$  мин,  $t_n = 10$  мин (т. е. ПВ = 10%), а для электродвигателя МУ-610 мощностью 1700 вт даже  $t_p = 10$  сек,  $t_n = 10$  мин (ПВ  $\approx 1,5\%$ ). Тепловой режим таких электродвигателей сильно отличается от режима двигателей с продолжительным включением. Чем меньше величина ПВ, тем большую мощность можно получить от электродвигателя и тем меньше перегрузочная способность этих двигателей.

При расчете мощности двигателя, работающего в повторно-кратковременном режиме, используются те же методы (эквивалентной мощности, момента или тока, метод средних потерь и т. д.).

Для определения мощности промышленных двигателей поступают следующим образом.

После построения графика  $M = f(t)$  определяют за время работы  $t_p$  эквивалентный момент

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{\sum M^2 t}{\sum t}},$$

а также продолжительность включения

$$\varepsilon = \frac{\sum t_p}{\sum t_p + \sum t_n}.$$

Эти величины позволяют выбрать двигатель по каталогу. В случае, если вычисленное значение  $\varepsilon$  отличается от стандартного, указанного в каталоге  $\varepsilon_d$ , то необходимо пересчитать эквивалентный момент на стандартную величину

$$M_{\text{д.н}} = M_{\text{экв}} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_d}},$$

и затем выбрать подходящий двигатель.

Далее электродвигатель проверяется на перегрузку, а асинхронный двигатель и двигатель постоянного тока малой мощности — дополнительно на пусковой момент.

Выбор мощности самолетных электродвигателей проводится точно так же, но поскольку стандартов ПВ для них не имеется, то пересчет ведут исходя из степени термической перегрузки  $p_T$ , как это указывалось для режима кратковременной работы. Коэффициент термической перегрузки для повторно-кратковременного режима определяют исходя из следующих ниже соображений.

Согласно рис. 5.13, при большом количестве включений двигателя температура его достигнет значения

$$\tau_y = \frac{Q}{A},$$

которое будет меньше

$$\tau'_y = \frac{Q_{пк}}{A}.$$

Как и для кратковременного режима, коэффициент термической перегрузки составляет

$$p_T = \frac{\tau'_y}{\tau_y} = \frac{Q_{пк}}{Q}.$$

В конце рабочего цикла на основании формулы (5.2) температура в точке  $b$  (см. рис. 5.13) равна

$$\tau_y = \tau'_y (1 - e^{-t_p/T}) + \tau_a e^{-t_p/T}. \quad (5.12)$$

Температура в конце паузы (точка  $a$ ) при большом количестве циклов будет определяться как

$$\tau_a = \tau_y e^{-t_n/T}. \quad (5.13)$$

Чтобы упростить дальнейшие рассуждения, в последней формуле взята постоянная времени  $T$ , тогда как следовало бы взять  $T'$  — постоянную времени охлаждения двигателя.

Подставляя выражение (5.13) в (5.12), получим

$$\tau_y = \tau'_y (1 - e^{-t_p/T}) + \tau_y e^{-\frac{t_n + t_p}{T}}. \quad (5.14)$$

Разделив левую и правую части этого уравнения на  $\tau_y$ , и замечая, что  $\frac{\tau'_y}{\tau_y} = p_T$ , получим

$$1 = p_T (1 - e^{-t_p/T}) + e^{-\frac{t_n + t_p}{T}}.$$

Отсюда находим коэффициент термической перегрузки  $p_T$  при повторно-кратковременном режиме:

$$p_T = \frac{1 - e^{-\frac{t_n + t_p}{T}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T}}}. \quad (5.15)$$

Если учесть, что  $T \neq T'$ , по последней формуле можно придать вид

$$p_r = \frac{1 - e^{-\frac{t_p}{T} \frac{1}{\varepsilon'}}}{1 - e^{-\frac{t_p}{T}}}, \quad (5.15a)$$

где

$$\varepsilon' = \frac{t_p}{t_p + t_n \frac{T}{T'}}.$$

Кроме проверки двигателя на нагрев, необходимо также произвести проверку двигателя на перегрузочную способность, а асинхронные двигатели — дополнительно на условие пуска ( $M_K > M_c$ ), как это уже отмечалось при описании расчета двигателя, используемого в кратковременном режиме.

#### § 5.10. ВЫБОР ПЕРЕДАТОЧНОГО ОТНОШЕНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧ

Определение мощности, а также и типа электродвигателя в значительной мере зависит от выбора системы передач. От передаточного числа  $i$  системы передач зависит длительность пуска и торможения в электроприводе, а также потери энергии при этих процессах.

Если во время пуска вращающий момент двигателя меняется в соответствии с его естественной характеристикой, то длительность пуска характеризуется электромеханической постоянной времени  $B$ . Понятие электромеханической постоянной имеет смысл лишь при линейной зависимости скорости вращения от момента и, строго говоря, это понятие неприменимо в случае асинхронных двигателей. Однако авиационные асинхронные электродвигатели обычно выполняют с повышенным критическим скольжением, близким к 1, при котором с некоторым приближением понятием электромеханической постоянной можно пользоваться.

Если тип электродвигателя известен, то электромеханическую постоянную привода можно определить как

$$B = \frac{\omega_0}{M_K} \left[ \frac{J_M}{i^2} + J_P \right], \quad (5.16)$$

где  $J_M$  и  $J_P$  — моменты инерции механизма и ротора двигателя;

$\omega_0$  — скорость вращения идеального холостого хода;

$M_K$  — момент короткого замыкания;

$i$  — передаточное отношение системы передач, т. е. уменьшение  $B$  получается при увеличении  $i$ , и экстремального значения у этой зависимости нет.



Следует сказать, однако, что при проектировании электропривода было бы более правильно ставить вопрос о выборе электродвигателя на основе заданного значения момента статического сопротивления механизма и его момента инерции.

Электромеханическая постоянная привода может быть написана в виде

$$B = \frac{(J_p i^2 + J_m) \omega_{m0}}{M_k \cdot i},$$

где  $\omega_{m0}$  — скорость идеального холостого хода, отнесенная к валу механизма.

Момент короткого замыкания двигателя связан с его номинальным моментом соотношением

$$M_k = k_n M_n.$$

В свою очередь номинальный момент двигателя может быть выражен через статический момент механизма

$$i M_n = M_{m.n},$$

где  $M_{m.n}$  — номинальный статический момент механизма.

Подставляя  $M_k$  и  $M_n$  в выражение для  $B$ , находят

$$B = \frac{J_p i^2 + J_m}{k_n M_{m.n}} \omega_{m0} = \frac{J_p^2 i^2 + J_m}{k_n P_n} \omega_{m0} \cdot \omega_{m.n}, \quad (5.17)$$

где  $P_n = M_{m.n} \omega_{m.n}$  — номинальная мощность двигателя.

В этом выражении все величины, кроме  $i$  и  $J_p$ , могут считаться заданными.

Для того, чтобы определить влияние  $i$  на  $B$  устанавливают зависимость  $J_p$  от  $i$  при заданной мощности двигателя.

Момент инерции ротора двигателя выражается через номинальный вращающий момент двигателя следующей эмпирической формулой

$$J_p = k_1 M_n^{k_2} \quad (5.18)$$

или

$$J_p = k_1 \left( \frac{M_{m.n}}{i} \right)^{k_2} = k_1 \left( \frac{P_n}{i \omega_{m.n}} \right)^{k_2}. \quad (5.19)$$

Подставив это выражение в (5.17), можно получить

$$B = \frac{\omega_{m0} \omega_{m.n}}{k_n} \left[ \frac{J_m}{P_n} + \frac{k_1}{\omega_{m.n}^{k_2}} P_n^{k_2-1} \cdot i^{2-k_2} \right]. \quad (5.20)$$

Кинетическая энергия, запасенная во вращающихся частях агрегата, равна

$$A = (J_p i^2 + J_m) \frac{\omega_{м.н}^2}{2}.$$

Подставляя сюда выражение (5.19), имеем

$$A = J_m \frac{\omega_{м.н}^2}{2} + \frac{k_1 P_n^{k_2} \omega_{м.н}^2 - k_2 i^2 - k_2}{2}. \quad (5.21)$$

Полученные формулы показывают, что при заданной номинальной мощности двигателя, заданной скорости вращения механизма, а также неизменных коэффициентах  $k_p$ ,  $k_1$  и  $k_2$  электромеханическая постоянная привода и запас кинетической энергии, а следовательно, и потери при пуске и торможении привода, пропорциональные запасу кинетической энергии, уменьшаются с уменьшением передаточного отношения. Следовательно, чтобы сократить длительность переходных процессов и уменьшить расход энергии, желательно применять тихоходные электродвигатели. Это требование находится в противоречии с другим требованием — снижения веса электропривода, — из которого, наоборот, вытекает необходимость использования быстроходных электродвигателей. Поэтому при проектировании электропривода приходится принимать некоторое компромиссное решение, учитывая как требование снижения веса, так и требование снижения электромеханической постоянной времени.

Таким образом, при выборе передаточного отношения редуктора и номинальной скорости вращения электродвигателя руководствуются назначением электропривода и предъявляемыми к нему конкретными требованиями. Если в каком-либо приводе длительность переходного процесса не играет существенной роли, то в целях уменьшения веса выбирают быстроходный электродвигатель, с номинальной скоростью от 5000 до 12 000 об/мин. Если же важна малая длительность переходных процессов, то применяют тихоходные электродвигатели с номинальной скоростью, лежащей в диапазоне от 1000 до 4000 об/мин.

Формулы (5.20) и (5.21) также показывают, что как электромеханическая постоянная  $B$ , так и кинетическая энергия  $A$  зависят от коэффициента  $k_1$ , связывающего момент инерции ротора двигателя с его номинальным моментом [см. формулу (5.18)].

Этот коэффициент тем меньше, чем больше отношение длины ротора к диаметру. Поэтому для уменьшения постоянной времени применяют специальные электродвигатели с большим отношением  $l/D$ . Одновременно этим достигается и сокращение потерь при пуске и торможении.

Коэффициент  $k_2$  близок к 1, и поэтому в тех случаях, когда введенный момент инерции определяется в основном моментом инерции электродвигателя, постоянная времени весьма мало изменяется с изменением  $P_n$ .

## § 5.11. ОБЩАЯ МЕТОДИКА ВЫБОРА ТИПА И МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Для выбора типа и мощности электродвигателей, используемых в приводе авиационных механизмов, может быть рекомендована следующая общая методика:

1. Строят статическую характеристику исполнительного механизма.

2. Исходя из статической характеристики и требований, предъявляемых к работе механизма, выбирают тип электродвигателя с соответствующей системой возбуждения. Так, например, если момент статического сопротивления резко меняется и необходим большой пусковой момент, то используют электродвигатель последовательного возбуждения. Если момент статического сопротивления изменяется мало и требуется неизменная скорость перемещения исполнительного механизма, то выбирают электродвигатель параллельного возбуждения.

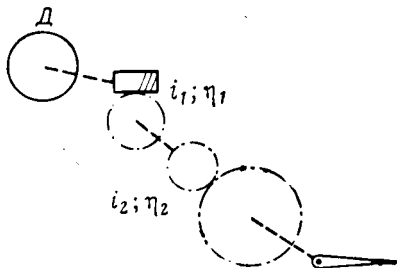


Рис. 5.14. Кинематическая схема редуктора

3. Пользуясь таблицей данных электродвигателей, задаются средней скоростью вращения двигателя (обычно в пределах от 5000 до 10 000 об/мин) и, зная среднюю скорость перемещения исполнительного механизма, определяют общее передаточное отношение редуктора:

$$i = \frac{\omega_{\text{д}}}{\omega_{\text{м}}}, \quad \text{или} \quad i = \frac{\omega_{\text{д}}}{V} \left( \frac{1}{\text{м}} \right).$$

4. Строят кинематическую схему редуктора. Передаточные отношения отдельных его звеньев (рис. 5.14) должны быть такими, чтобы для общего передаточного отношения  $i$  редуктора соблюдалось равенство:

$$i = i_1 \cdot i_2 \cdot \dots \cdot i_n,$$

где  $i_1, i_2, \dots, i_n$  — передаточные отношения отдельных звеньев редуктора.

На основании имеющихся опытных данных определяют для выбранного типа редуктора зависимость к. п. д. или момента трения от момента нагрузки при минимальной температуре.

5. Зная к. п. д. или момент трения редуктора, строят статическую характеристику привода с учетом потерь в редукторе.

6. По статической характеристике (с учетом потерь на трение) определяют среднее значение статического момента, по которому вычисляют среднюю мощность электродвигателя:

$$P = \omega_d \cdot M_{\text{ср.}}$$

Здесь  $M_{\text{ср}}$  выражается в *н. м.*;  $\omega$  — в *рад/сек*;  $P$  — в *вт.*

Если задан график скорости исполнительного механизма, то при вычислении средней мощности двигателя учитывают также динамический момент.

По таблице данных стандартных электродвигателей производят предварительный выбор типа электродвигателя, наиболее подходящего по номинальной мощности  $P_d$  — к вычисленной средней мощности, а по режиму работы и скорости вращения — заданным условиям.

Если режим работы механизма значительно отличается от режима работы стандартных электродвигателей, то производят предварительную проверку тепловой нагрузки двигателя, исходя из условия

$$P_d \geq P \frac{P_{\text{т.д.}}}{P_{\text{т}}},$$

где  $p_{\text{т}}$  — степень термической перегрузки, при которой должен работать электродвигатель;

$p_{\text{т.д.}}$  — степень термической перегрузки, на которую рассчитан стандартный электродвигатель.

В случае асинхронных двигателей и двигателей постоянного тока малой мощности дополнительно производят проверку выбранного двигателя по условиям пуска.

7. Зная характеристики выбранного электродвигателя, располагая статической характеристикой привода и вычислив приведенный момент инерции движущихся частей с учетом потерь на трение, строят диаграмму скорости вращения, нагрузочные диаграммы и диаграмму угла поворота привода. Если механизм предназначен для кратковременной работы, то проверяют, соответствует ли вычисленное время работы механизма заданным условиям. Если окажется, что время работы механизма не соответствует заданным условиям, то изменяют номинальную мощность электродвигателя и передаточное отношение редуктора.

По нагрузочной диаграмме производят проверку двигателя на перегрузку.

8. Производят проверку выбранного двигателя на нагрев, пользуясь одним из приведенных выше методов. Обычно используют метод средних потерь.

## § 5. 12. ПРИМЕР ВЫБОРА ТИПА И МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

В качестве примера использования описанной здесь методики можно рассмотреть выбор электродвигателя для привода стойки шасси, убирающейся в полете, кинематическая схема которой изображена на рис. 5.15.

Заданными величинами являются: время уборки стойки — 20 сек; момент инерции стойки с колесом относительно оси вращения стойки —  $J_{ст} = 1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ ; максимальный угол поворота стойки

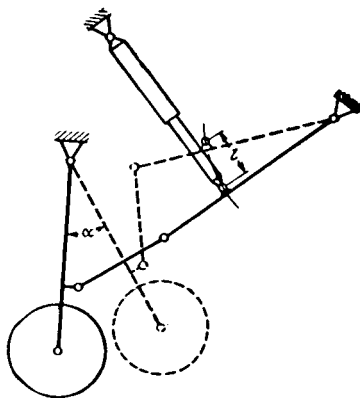


Рис. 5.15. Кинематическая схема убирающейся стойки шасси

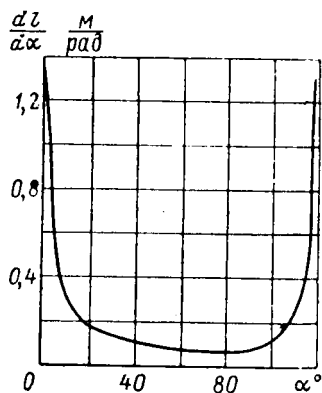


Рис. 5.16. Зависимость передаточного отношения от угла поворота стойки

$\alpha_{\max} = 120^\circ$ ; максимальный ход штока  $l_{\max} = 0,452 \text{ м}$ . Заданной является также зависимость передаточного отношения механизма  $i_m = \frac{dl}{d\alpha}$  от угла поворота стойки шасси (рис. 5.16).

Выбор электродвигателя производится в изложенной выше последовательности.

1. На основании расчетных или экспериментальных данных определяется наиболее тяжелый режим работы привода. Такому режиму соответствует момент уборки стойки шасси на взлете. На рис. 5.17 изображена соответствующая ему статическая характеристика  $F_m = f(\alpha^\circ)$ . По оси абсцисс отложен угол поворота стойки шасси  $\alpha^\circ$ , по оси ординат — усилие  $F_m$  на штоке.

2. Так как изменения нагрузки велики, постоянства скорости движения привода не требуется, но в то же время желателен большой пусковой момент, то выбирают электродвигатель последовательного возбуждения. Для предотвращения работы электродвигателя вхолостую при выпуске стойки на земле и, следовательно, возможности разноса электродвигателя, предусматривают применение самотормозящегося редуктора.

### 3. Средняя скорость движения штока

$$V = \frac{l_{\max}}{t} = \frac{0,452}{20} = 0,0226 \text{ м/сек.}$$

Принимая среднюю скорость вращения электродвигателя равной  $n_d = 5000 \text{ об/мин}$ , определяют общее передаточное отношение редуктора:

$$i = \frac{\omega_d}{V} = \frac{5000 \cdot 2\pi}{60 \cdot 0,0226} = 23\,000 \text{ м}^{-1}.$$

4. Для данного передаточного отношения выбираем кинематическую схему системы передач, состоящую из четырех звеньев, со следующими передаточными отношениями (рис. 5.18) и коэффициентами полезного действия при нормальной нагрузке:

— цилиндрическая зубчатая передача  $i_1 = 3,5$ ;  $\eta_1 = 0,95$ ;

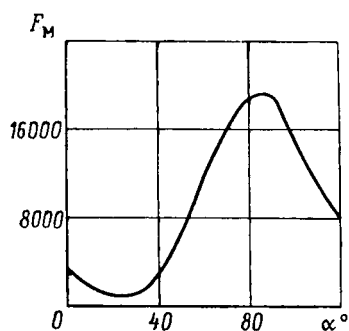


Рис. 5.17. Статическая характеристика механизма упирающейся стойки шасси

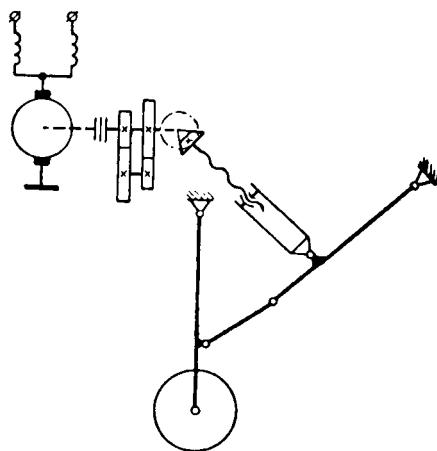


Рис. 5.18. Кинематическая схема системы передач

— цилиндрическая зубчатая передача  $i_2 = 4$ ;  $\eta_2 = 0,95$ ;

— коническая зубчатая передача  $i_3 = 1$ ;  $\eta_3 = 0,95$ ;

— винтовая самотормозящая передача  $i_4 = 1567 \frac{1}{\text{м}}$ ;  $\eta_4 = 0,37$ .

Общее передаточное отношение такой системы составляет

$$i = 3,5 \cdot 4 \cdot 1 \cdot 1567 = 22\,000 \text{ м}^{-1}.$$

К. п. д. системы передач при номинальной нагрузке на штоке выражается величиной

$$\eta = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3 \cdot \eta_4 = 0,95 \cdot 0,95 \cdot 0,95 \cdot 0,37 = 0,316.$$

Для того чтобы найти в системе передач зависимость момента трения от нагрузки, определяют номинальный момент нагрузки, отнесенный к входному валу:

$$M_{\text{м.н}} = F_{\text{м.н}} \frac{1}{i}.$$

Считая номинальное усилие на штоке равным максимальному  $F_{\text{м.н}} = F_{\text{max}} = 22\,000 \text{ н}$ , получают:

$$F_{\text{м.н}} \frac{1}{i} = 22\,000 \cdot \frac{1}{22\,000} = 1 \text{ н} \cdot \text{м}.$$

Номинальный момент трения

$$M_{\text{тр.н}} = \frac{F_{\text{м.н}}}{i\eta} - \frac{1}{i} F_{\text{м.н}} = \frac{1}{0,316} - 1 = 2,17 \text{ н} \cdot \text{м}.$$

Постоянный момент потерь может быть принят примерно равным переменному моменту потерь при номинальной нагрузке. В соответствии с этим принимают:

$$M_0 = 1 \text{ н} \cdot \text{м}. \quad \beta M_{\text{м.н}} = 1,17 \text{ н} \cdot \text{м}.$$

Отсюда нагрузочный коэффициент потерь

$$\beta = \frac{1,17}{M_{\text{м.н}}} = \frac{1,17}{1} = 1,17.$$

5. Строят статическую характеристику с учетом момента трения, относя ее к валу электродвигателя:  $M_c = f(\alpha_d)$ .

Результаты вычислений сводят в таблицу:

| $\alpha^\circ$                                    | 0    | 20    | 40    | 60      | 80      | 100     | 120   |
|---------------------------------------------------|------|-------|-------|---------|---------|---------|-------|
| $l_{\text{м}}$                                    | 0    | 0,174 | 0,226 | 0,255   | 0,278   | 0,307   | 0,452 |
| $\alpha_d = l l \text{ рад}$                      | 0    | 3830  | 4960  | 5600    | 6120    | 6750    | 9930  |
| $F_{\text{м}} \text{ н}$                          | 3000 | 700   | 2700  | 11\,500 | 20\,000 | 14\,000 | 8000  |
| $\frac{F_{\text{м}}}{i} \text{ н} \cdot \text{м}$ | 0,14 | 0,03  | 0,12  | 0,52    | 0,91    | 0,64    | 0,36  |
| $\beta M_{\text{м.н}} \text{ н} \cdot \text{м}$   | 0,16 | 0,03  | 0,14  | 0,61    | 1,06    | 0,75    | 0,42  |
| $M_0 \text{ н} \cdot \text{м}$                    | 1,00 | 1,00  | 1,00  | 1,00    | 1,00    | 1,00    | 1,00  |
| $M_c \text{ н} \cdot \text{м}$                    | 1,30 | 1,06  | 1,25  | 2,13    | 2,97    | 2,39    | 1,78  |

Значения  $l$  определяют по кривой рис. 5.18 графическим интегрированием

$$l = \int_0^{\alpha} i_{\text{м}} \cdot d\alpha.$$

По результатам вычислений на рис. 5.19 построена статическая характеристика привода.

6. По статической характеристике, построенной с учетом потерь на трение в редукторе, определяют среднее значение статического момента:

$$M_{\text{ср}} \approx 1,6 \text{ н. м.}$$

Средняя мощность электродвигателя:

$$P = \omega_d M_{\text{ср}} = \frac{5000 \cdot 2\pi}{60} 1,6 = 835 \text{ вт.}$$

По таблице стандартных электродвигателей серии МУ наиболее близкими по номинальной мощности являются двигатели МУ-520 мощностью 750 вт и МУ-530 мощностью 1000 вт. Выбирают двигатель МУ-530. Производят предварительную проверку тепловой нагрузки двигателя исходя из условия

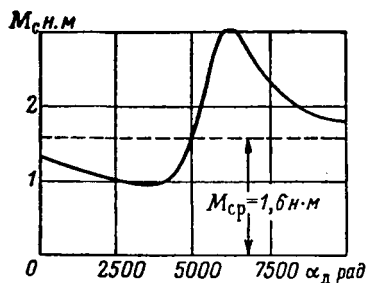


Рис. 5.19. Статическая характеристика привода

$$P_d \geq P \frac{P_{\tau, \text{л}}}{P_{\tau}}.$$

Выбранный электродвигатель предназначен для повторно-кратковременного режима работы с длительностью рабочего периода  $t_p = 1 \text{ мин}$ , длительностью паузы  $t_n = 10 \text{ мин}$ , числом циклов  $n = 3$  и тепловой постоянной времени  $T = 10 \text{ мин}$ . Он имеет степень термической перегрузки:

$$\begin{aligned} P_{\tau, \text{л}} &= \frac{1}{\left(1 - e^{-\frac{t_p}{T}}\right) \left(1 + e^{-\frac{t_p + t_n}{T}} + e^{-2\frac{t_p + t_n}{T}}\right)} = \\ &= \frac{1}{\left(1 - e^{-\frac{1}{10}}\right) \left(1 + e^{-\frac{11}{10}} + e^{-2\frac{11}{10}}\right)} = 7,4. \end{aligned}$$

В данном случае степень термической перегрузки, с которой должен работать электродвигатель при кратковременном режиме, определяется по формуле

$$P_{\tau} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_p}{T}}}.$$

Учитывая возможность трех повторных включений, принимают  $t_p = 20 \cdot 3 = 60 \text{ сек} = 1 \text{ мин}$ . Тогда

$$P_{\tau} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{1}{10}}} = 10,6.$$



По найденным значениям  $p_{т.д}$  и  $p_t$  проверяем тепловую нагрузку двигателя:

$$P_d \geq 835 \frac{7,4}{10,6} = 585 \text{ вт},$$

т. е. предварительная проверка показала, что выбранный двигатель МУ-530 номинальной мощностью 1000 вт перегреваться не должен.

7. Строят нагрузочные диаграммы привода.

Для того чтобы установить, какой из методов построения диаграммы необходимо применить в данном случае, предварительно вычисляют электромеханическую постоянную привода:

$$B = J \frac{\omega_y}{\Delta M_n}.$$

Приведенный к валу электродвигателя момент инерции привода равен:

$$J = J_p + J'_m.$$

В этой формуле момент инерции якоря двигателя

$$J_p = 3,71 \cdot 10^{-4} \text{ кг} \cdot \text{м}^2 \quad J'_m = J_{ст} \frac{1}{i^2 \cdot i_m^2}.$$

По кривой рис. 5.16 находят наименьшее значение  $i_m = 0,07 \text{ м/рад}$ , которому соответствует

$$J'_m = 1 \cdot \frac{1}{22000^2} \cdot \frac{1}{0,07^2} = 0,00421 \cdot 10^{-4} \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Приведенный момент инерции привода

$$J = (3,71 + 0,00421) \cdot 10^{-4} = 3,73 \cdot 10^{-4} \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Избыточный пусковой момент равен

$$\Delta M_n = M_n - M_{ср} = 7,0 - 1,6 = 5,4 \text{ н} \cdot \text{м}.$$

Принимая установившуюся скорость вращения равной номинальной, находят

$$\omega_y = \frac{5000 \cdot 2\pi}{60} \cong 500 \text{ 1/сек}.$$

В результате получают

$$B = 3,73 \cdot 10^{-4} \frac{500}{5,4} = 0,035 \text{ сек}.$$

Время достижения установившейся скорости может быть принято равным  $4B$  и составляет  $0,14 \text{ сек}$ . Так как это время во много раз меньше заданного времени, которое требуется для уборки

стойки шасси, то при построении нагрузочных диаграмм привода механические переходные процессы можно не учитывать. В соответствии с этим поступают следующим образом. Задаются различными значениями угла поворота двигателя  $\alpha_d$ , для которых по статической характеристике (рис. 5.19) определяют значения вращающего момента двигателя  $M_d$ . Зная величины вращающего момента, по электрическим характеристикам двигателя определяют значения скорости вращения  $\omega$ , потребляемого тока  $I$ , потребляемой и отдаваемой мощности  $P_1$  и  $P_2$ , потерь мощности  $\Delta P$ . Все эти величины вносят в таблицу.

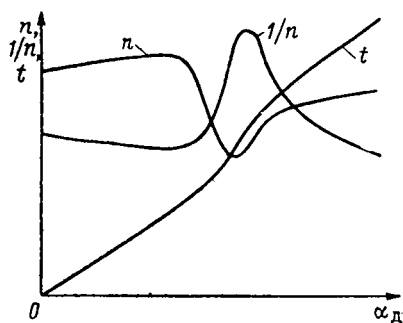


Рис. 5.20. К определению времени уборки стойки шасси

|                        |      |      |      |      |      |      |      |
|------------------------|------|------|------|------|------|------|------|
| $\alpha_d$ рад         | 0    | 3830 | 4960 | 5600 | 6120 | 6750 | 9930 |
| $M$ кг·м               | 0,13 | 0,11 | 0,13 | 0,21 | 0,30 | 0,24 | 0,18 |
| $n$ об/мин             | 6500 | 7000 | 6500 | 4750 | 3500 | 4250 | 5500 |
| $I_a$                  | 55   | 51   | 55   | 77   | 109  | 88   | 66   |
| $P_1$ вт               | 1210 | 1120 | 1210 | 1700 | 2400 | 1940 | 1450 |
| $P_2$ вт               | 870  | 790  | 870  | 1020 | 1080 | 1050 | 1020 |
| $\Delta P$ вт          | 340  | 330  | 340  | 680  | 1320 | 890  | 430  |
| $1/n$ $10^{-4}$ об/мин | 1,54 | 1,43 | 1,54 | 2,11 | 2,86 | 2,35 | 1,82 |
| $Q$ мм <sup>2</sup>    | 0    | 1470 | 1850 | 2165 | 2475 | 2875 | 4455 |
| $t$ сек                | 0    | 5,16 | 7,1  | 8,3  | 9,5  | 11,0 | 17,1 |

Далее вычисляют значения  $1/n$  и строят кривые  $n=f(\alpha_d)$  и  $\frac{1}{n}=\psi(\alpha_d)$  рис. 5.20. Для определения значений времени  $t$ , соответствующих различным значениям  $\alpha_d$ , пользуются выражением

$$t = \frac{30}{\pi} \int_{\pi}^{\alpha_d} \frac{d\alpha_d}{n}$$

Для вычисления этого интеграла пользуются графическим методом, подсчитывая площади  $Q$ , ограниченные кривой  $1/n$  и ординатой, проходящей через данное значение  $\alpha_d$ .

Умножая эти площади на масштабы  $a$  (для  $\alpha_d$ ) и  $b$  (для  $1/n$ ), получают значения времени

$$t = \frac{30}{\pi} abQ,$$

где  $Q$  выражается в  $\text{мм}^2$ ;  $a$  — в  $\text{рад}/\text{мм}$ ;  $b$  — в  $\frac{1}{\text{об}/\text{мин}}$ .

По результатам таких вычислений на рис. 5.20 построена зависимость

$$t = f(\alpha_d).$$

Как видно из последней таблицы, время уборки стойки составляет 17,1 сек, нагрузка двигателя при этом не выходит за допустимые пределы.

На рис. 5.21 приведена зависимость потерь в электродвигателе от времени  $\Delta P = f(t)$ , по которой определяют средние потери

$$\Delta P_{\text{ср}} = 570 \text{ вт.}$$

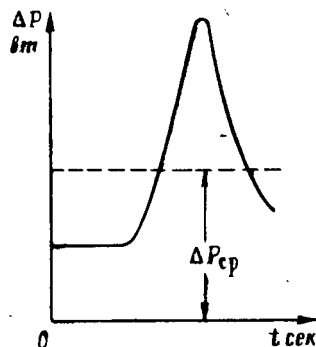


Рис. 5.21. Диаграмма потерь в электродвигателе

Производят проверку выбранного двигателя на нагрев, пользуясь неравенством

$$\Delta P_{\text{ср}} \leq \Delta P_n - \frac{P_{\text{т}}}{P_{\text{т.д}}}$$

или

$$570 \leq 600 \frac{10,6}{7,4},$$

т. е. выбранный двигатель в тепловом отношении не перегружается.

---

## Глава 6

### РАСЧЕТ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

#### § 6. 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Рассмотрим вначале процесс пуска двигателя с независимым возбуждением без добавочного сопротивления.

В первый момент, когда двигатель подключается к сети, якорь его неподвижен, вследствие чего противо-э. д. с. равна нулю, и ток якоря ограничивается только сопротивлением  $r_{\text{я}}$  обмоток. Однако непосредственное включение в сеть возможно лишь в двигателях малой мощности, имеющих небольшой момент инерции и малый момент сопротивления.

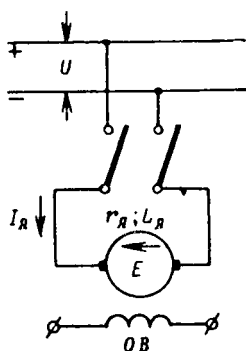


Рис. 6. 1. Схема включения двигателя

Так как якорь двигателя обладает некоторой индуктивностью, то ток после подключения двигателя к сети не примет сразу максимального значения. Величина тока будет зависеть от многих факторов, и в разных двигателях она различна.

Определим изменение величины тока во времени при пуске двигателя с учетом индуктивности якоря. Приложенное к двигателю напряжение  $U$  (рис. 6. 1) в общем случае уравнивается суммой падения напряжения на индуктивности  $L_{\text{я}}$ , сопротивлении ( $r_{\text{я}}$ ) якоря, и противо-э. д. с. ( $E$ ) двигателя, т. е.

$$U = L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + i_{\text{я}} r_{\text{я}} + E. \quad (6. 1)$$

Рассмотрим случай  $M_{\text{с}} = 0$ . Основное уравнение моментов будет определяться как

$$M_{\text{я}} = k_{\text{м}} i_{\text{я}} = J \frac{d\omega}{dt},$$

откуда

$$i_{\text{я}} = \frac{J}{k_{\text{м}}} \frac{d\omega}{dt}. \quad (6. 2)$$

Последнее выражение показывает, что ток пропорционален ускорению якоря. Подставив выражение (6.2) и производную от него в уравнение (6.1), получим

$$U = L_{\text{я}} \frac{J}{k_{\text{м}}} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{J r_{\text{я}}}{k_{\text{м}}} \frac{d\omega}{dt} + k_e \omega. \quad (6.3)$$

При установившейся скорости, равной скорости идеального холостого хода  $\omega_0$ ,

$$U = k_e \omega_0 = k_{\text{м}} \omega_0.$$

В системе СИ  $k_e = k_{\text{м}}$ .

Подставляя это выражение в уравнение (6.3), получим

$$\frac{L_{\text{я}} J}{k_{\text{м}}} \frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{J r_{\text{я}}}{k_{\text{м}}} \frac{d\omega}{dt} + k_{\text{м}} (\omega - \omega_0) = 0$$

или

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{r_{\text{я}}}{L_{\text{я}}} \frac{d\omega}{dt} + \frac{k_{\text{м}}^2}{L_{\text{я}} J} (\omega - \omega_0) = 0. \quad (6.4)$$

Полагая

$$J = \frac{r_{\text{я}}}{k_e k_{\text{м}}} = J \frac{r_{\text{я}}}{k_{\text{м}}^2} = B, \quad (6.5)$$

а затем умножив и разделив уравнение (6.5) на  $L_{\text{я}}$ , получим

$$B = J \frac{r_{\text{я}}}{k_{\text{м}}^2} \frac{L_{\text{я}}}{L_{\text{я}}} = J \frac{L_{\text{я}}}{k_{\text{м}}^2 T_{\text{я}}},$$

где  $T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{r_{\text{я}}}$  — электромагнитная постоянная времени якоря.

Из последнего уравнения следует

$$B T_{\text{я}} = J \frac{L_{\text{я}}}{k_{\text{м}}^2}.$$

Подставляя значения постоянных времени в дифференциальное уравнение (6.4), получим

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} + \frac{1}{T_{\text{я}}} \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega - \omega_0}{T_{\text{я}} B} = 0. \quad (6.6)$$

Аналогично можно получить уравнение для тока  $i_{\text{я}}$ . Для этого, интегрируя выражение (6.2) и помня, что  $E = k_e \omega = k_{\text{м}} \omega$ , получим

$$E = \frac{k_{\text{м}}^2}{J} \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{к}}} i_{\text{я}} dt. \quad (6.7)$$

Подставляя это выражение в уравнение (6.1) и дифференцируя все члены его по  $t$ , получим

$$\frac{d^2 i_{\text{я}}}{dt^2} + \frac{r_{\text{я}}}{L_{\text{я}}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + \frac{k_{\text{м}}^2}{J L_{\text{я}}} I_{\text{я}} = 0. \quad (6.8)$$

Вводя постоянные  $B$  и  $T_{\text{я}}$ , можно записать

$$\frac{di_{\text{я}}^2}{dt^2} + \frac{1}{T_{\text{я}}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + \frac{I_{\text{я}}}{T_{\text{я}} B} = 0. \quad (6.9)$$

Решая уравнения (6.6) и (6.8) (решение полностью не приводится), окончательно получим математические выражения:  
для скорости

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0}{2 \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{я}}}{B}}} \left[ \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{я}}}{B}} \right) e^{\alpha_2 t} - \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{я}}}{B}} \right) e^{\alpha_1 t} \right] \quad (6.10)$$

для тока

$$i_{\text{я}} = \frac{U}{L_{\text{я}} (\alpha_1 + \alpha_2)} (e^{\alpha_1 t} - e^{\alpha_2 t}), \quad (6.11)$$

где

$$\alpha_{1,2} = -\frac{1}{2T_{\text{я}}} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_{\text{я}}^2} - \frac{1}{T_{\text{я}} B}} = -\frac{1}{2T_{\text{я}}} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{я}}}{B}} \right) \quad (6.12)$$

На рис. 6.2 показаны кривые  $i_{\text{я}} = f(t)$  и  $\omega = \varphi(t)$ .

С течением времени скорость вращения достигает установившейся величины, равной  $\omega_0$ , а ток, вначале возрастаая, достигает максимума, а затем убывает до нуля. Несмотря на быстрый рост тока в начале процесса, он все-таки не достигает величины тока короткого замыкания  $I_{\text{к}} = \frac{U}{r_{\text{я}}}$ .

Как установлено практикой, для самолетных электродвигателей отношение максимального тока якоря к току короткого замыкания

$$\beta = \frac{I_{\text{я max}}}{I_{\text{к}}} \quad (6.13)$$

имеет разную величину. Так, для двигателей с параллельным возбуждением  $\beta = 0,8—0,9$ ; для двигателей смешанного возбуждения  $\beta = 0,6—0,8$  и для двигателей последовательного возбуждения  $\beta = 0,5—0,7$ . Наименьшие броски тока получают у двигателей с последовательным возбуждением, что также говорит в пользу применения этих двигателей на самолете.

Однако, хотя величина  $\beta$  в двигателях с последовательным возбуждением мала, по абсолютному значению величина максимального тока все-таки бывает большой.

Броски токов при пуске электродвигателей вызывают резкое падение напряжения в самолетной системе, что приводит к нарушению нормальной работы радиоустановок, освещения и других потребителей электроэнергии. Кроме того, такие броски токов приводят к более интенсивному разряду аккумуляторной батареи (если запуск осуществляется только от батареи), к искрению коллекторов как на двигателе, так иногда и на генераторах, а также к чрезмерным ускорениям двигателя, которые могут вызвать поломку механизма. Если проследить за изменением скорости в зависимости от времени, то можно заметить, что в начале нарастание скорости идет быстрее, а следовательно, в двигателе и во всей кинематической схеме появляются большие ускорения и механические перегрузки.

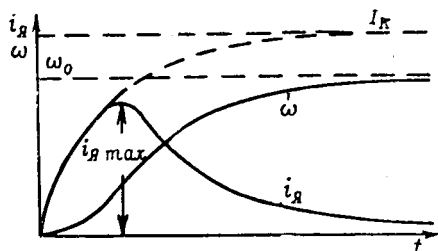


Рис. 6.2. Кривые  $i_a = f(t)$  и  $\omega = \varphi(t)$

Примером, иллюстрирующим сказанное здесь, может служить запуск турбореактивного двигателя от электростартера. В первый период момент сопротивления  $M_c$  на валу мал, поэтому двигатель, развивая большой момент, может создать в системе большие ускорения, а следовательно, и усилия. Чтобы избежать этого, двигатели даже средней мощности (в зависимости от источника электроснабжения) запускаются через добавочные (пусковые) сопротивления или устройства, ограничивающие максимальное значение тока (момента).

Добавочные сопротивления иногда используются также для плавного регулирования скорости вращения двигателя.

Применение сопротивлений для торможения обусловлено теми же соображениями, что и применение их при пуске, т. е. стремлением уменьшить при торможении максимальные броски токов, а иногда и моментов.

## § 6.2. РЕЖИМ ПУСКА ДВИГАТЕЛЯ

На рис. 6.3 приведены характеристики, по которым можно проследить весь процесс разгона электродвигателя. В первый момент, когда двигатель подключается к сети через добавочные сопротивления, величина пикового момента (или тока) будет равна  $M_1$ . Эти величины, как это было указано выше, выбираются в зависимости от допустимого ускорения или величины тока.

Если момент сопротивления принять равным  $M_c = \text{const}$ , то скорость вращения двигателя, подключенного указанным образом к

сети, будет расти до тех пор, пока разность  $M_d - M_c$  не станет равной нулю. После этого можно замкнуть часть добавочного сопротивления и перейти на вторую характеристику.

Из анализа переходных процессов известно, что двигатель достигает точки  $b_1$  теоретически за бесконечно большое время. Чтобы сократить время пуска, переключение на вторую характеристику необходимо сделать не в точке  $b_1$ , а в точке  $b$ , соответствующей моменту  $M_2$ . Момент  $M_2$  называют переключающим; он должен быть больше момента сопротивления  $M_c$  приблизительно на 10—40 %.

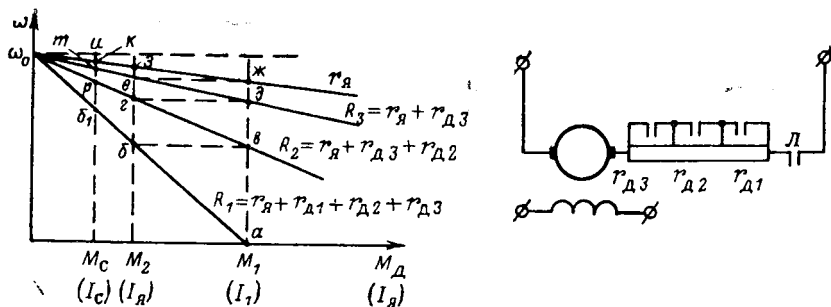


Рис. 6.3. Механические характеристики двигателя и схема включения добавочных резисторов

После переключения на вторую характеристику происходит увеличение момента двигателя до величины  $M_1$  (точка  $в$ ); затем скорость вновь увеличивается и при достижении точки  $z$  происходит переключение на следующую характеристику (точка  $δ$ ). Такие переключения повторяются до тех пор, пока двигатель не будет подключен на полное напряжение сети (без добавочного сопротивления), т. е. работа его будет соответствовать естественной характеристике.

Если задаться большим значением  $M_1$ , то число ступеней уменьшится, что приведет в конечном итоге к уменьшению веса, габаритов и стоимости электропривода, а также к увеличению надежности схемы и сокращению времени разгона. Но, как уже отмечалось, слишком большое увеличение момента  $M_1$  может привести к большим перегрузкам в двигателе. В самолетных электроприводах число ступеней включения редко превышает две.

### § 6.3. РАСЧЕТ ПУСКОВЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ГРАФИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Во всех последующих расчетах предполагается, что механические характеристики имеют линейный характер изменения. Для расчета пусковых сопротивлений двигателей необходимо знать некоторые данные самого двигателя ( $I_{я.н}$  и  $r_я$ ), позволяющие построить



его естественную характеристику и задаться режимом пуска, т. е.  $I_{я1}(M_1)$ ,  $I_{я2}(M_2)$ . В осях  $\omega = f(M)$  или  $\omega = f_1(I_{я})$  строят сначала естественную, а затем искусственные характеристики.

Так как значения  $I_{я1}(M_1)$  и  $I_{я2}(M_2)$  заданы, а точка идеального холостого хода для всех характеристик общая, то, соединяя прямой точку  $\omega_0$  с точкой  $a$ , получим первую искусственную характеристику двигателя с полным пусковым сопротивлением (см. рис. 6.3). В точке  $b$  при моменте  $M_2(I_{я2})$  происходит выключение части сопротивления и двигатель переходит на вторую характеристику. Так как было принято, что при пуске величина пикового момента (пикового тока) для всех ступеней одна и та же, то вторая искусственная характеристика пройдет через точки  $b$  и  $\omega_0$ .

Продолав такие же построения для других ступеней, доходят до естественной характеристики, когда все добавочные сопротивления выключены (см. рис. 6.3). Если при построении окажется, что число ступеней больше или меньше заданного, то необходимо изменить пиковые и переключающие моменты и произвести новое построение так, чтобы добиться заданного числа ступеней. Это же нужно сделать, если при переходе на естественную характеристику, момент (или ток) будет больше или меньше заданного. Так как перепад скорости на любой из характеристик пропорционален моменту и сопротивлению якорной цепи, т. е.

$$\Delta\omega = \frac{M_{я}(r_{я} + r_{д})}{k_{\epsilon}k_{M}},$$

то, задаваясь значением момента (например,  $M_c = M_{д.н}$ ), можно считать, что перепад скорости при  $M_c = M_{д.н}$  на естественной характеристике, равный

$$\Delta\omega_{н} = \frac{M_{д.н}r_{я}}{k_{\epsilon}k_{M}},$$

будет пропорционален отрезку  $\overline{ик}$  (см. рис. 6.3). При том же моменте на валу двигателя  $M_c = M_{д.н}$ , но на искусственной характеристике перепад будет равен

$$\Delta\omega_3 = \frac{M_{д.н}(r_{я} + r_{д3})}{k_{\epsilon}k_{M}}$$

и пропорционален сопротивлению  $r_{я} + r_{д3}$ , т. е. отрезку  $\overline{им}$ .

Отрезок  $\overline{ип}$  пропорционален перепаду  $\Delta\omega_2$ , т. е. соответствует сопротивлению  $r_{я} + r_{д2} + r_{д3}$  и т. д. Зная сопротивление  $r_{я}$  и величину отрезка  $\overline{ик}$ , находим масштаб для сопротивления  $\mu_r = \frac{r_{я}}{\overline{ик}}$ .

Тогда

$$\begin{aligned} r_{д1} &= \overline{пб}_1 \mu_r; & r_{д2} &= \overline{мр} \mu_r; \\ r_{д3} &= \overline{км} \mu_r; & R_1 &= r_{я} + r_{д1} + r_{д2} + r_{д3} = \overline{аб}_1 \mu_r; \\ R_2 &= r_{я} + r_{д2} + r_{д3} = \overline{пу} \mu_r. \\ R_3 &= r_{я} + r_{д3} = \overline{им} \mu_r. \end{aligned}$$

Если построения сделать в относительных единицах, пользуясь соотношениями, полученными в § 2.2, то механическая характеристика двигателя на основании формулы

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_d r_{я}}{k_e k_M}$$

будет представлена в виде

$$\frac{\omega}{\omega_0} = 1 - \frac{M_d r_{я}}{k_e k_M \omega_0}.$$

Умножая и деля второй член правой части на  $M_{д.н} = c_m \Phi I_{я.н}$  и замечая, что  $U = c_e \Phi \omega_0$ , а  $\frac{c_e \omega_0 \Phi}{I_{я.н}} = \frac{U}{I_{я.н}} = r_n$ , получим

$$\frac{\omega}{\omega_0} = 1 - \frac{M_d r_{я} c_m \Phi I_{я.н}}{c_e c_m \Phi^2 \omega_0 M_{д.н}} = 1 - \frac{M_d - r_{я}}{M_{д.н} r_n}. \quad (6.15)$$

Помня, что  $\frac{\mu_d}{\mu_{д.н}} = \mu$ , а  $\frac{r_{я}}{r_n} = \varrho$ , получим

$$v = 1 - \mu \varrho. \quad (6.16)$$

Если в цепь якоря включено добавочное сопротивление, то

$$v = 1 - \mu (\varrho_{я} + \varrho_d),$$

а при  $M_d = M_{д.н}$   $\mu = 1$  и

$$v = 1 - (\varrho_{я} + \varrho_d). \quad (6.17)$$

Выражая все величины в процентах, запишем формулы (6.17) в виде

$$v\% = 100 - (\varrho_{я}\% + \varrho_d\%).$$

Сопротивление цепи якоря в этом случае будет

$$\varrho_{я}\% + \varrho_d\% = 100 - v\%,$$

т. е. на графике равно отрезку ординаты, проведенной через точку  $\mu = 100\%$ ,

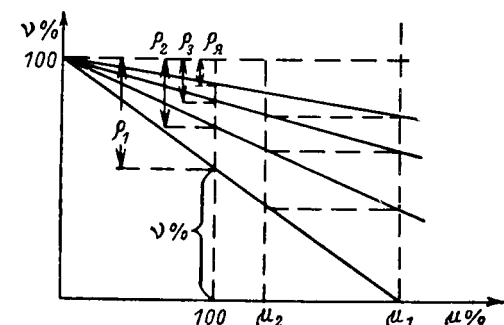


Рис. 6.4. Механические характеристики двигателя в относительных единицах

заключенному между горизонтальной линией, соответствующей скорости идеального холостого хода, и данной механической характеристикой (рис. 6.4). Построение этих характеристик ведется точно так же, как и показанных на рис. 6.3.

Отрезки той же вертикали, заключенные между соседними механическими характеристиками, дают в соответствующем масштабе величины сопротивления, включаемого в цепь якоря, при переходе с одной ступени включения на другую.

Величины сопротивлений в омах будут равны

$$r_d = \frac{\varrho_d\%}{100} r_n.$$

## § 6.4. АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ПУСКОВЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Выведем формулы для определения величин добавочных сопротивлений (рис. 6.5) и числа ступеней при пуске двигателя. Согласно рис. 6.3 можно написать, что в момент перехода с одной ступени на другую, перепад скорости  $\Delta\omega_c$  для двух характеристик будет одним и тем же, т. е.

$$\Delta\omega_c = \frac{M_2 R_1}{k_e k_M} = \frac{M_1 R_2}{k_e k_M},$$

откуда

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{R_1}{R_2}.$$

При правильно рассчитанной пусковой диаграмме аналогичные соотношения имеют место для всех ступеней, т. е.

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_3} = \dots = \frac{R_{m-1}}{R_m} = \frac{R_m}{R_\lambda} = \lambda,$$

откуда

$$\begin{aligned} R_m &= r_\lambda \lambda; \\ R_{m-1} &= R_m \lambda = r_\lambda \lambda^2; \\ &\dots \dots \dots \\ R_2 &= R_3 \lambda = r_\lambda \lambda^{m-1}; \\ R_1 &= R_2 \lambda = r_\lambda \lambda^m. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Из последней формулы следует

$$\lambda = \sqrt[m]{\frac{R_1}{r_\lambda}}. \quad (6.19)$$

Число пусковых ступеней при заданной величине  $\lambda$  будет равно

$$m = \frac{\lg \frac{R_1}{r_\lambda}}{\lg \lambda}. \quad (6.20)$$

При последовательном соединении секций величины сопротивлений ступеней определяются по формуле

$$r_{\lambda m-1} = R_{m-1} - R_m.$$

Для расчета пусковых сопротивлений определяют сопротивление  $R_1 = \frac{U}{I_{\lambda 1}}$ , задаются величиной  $\lambda$  и по формуле (6.20) находят необ-

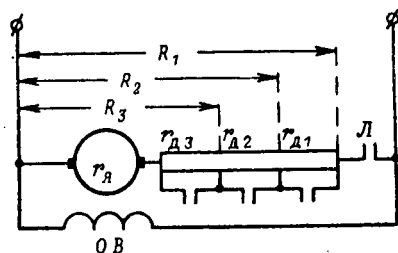


Рис. 6.5. Схема включения двигателя к расчету дополнительных сопротивлений



## Для торможения противовключением

В § 2.7 было отмечено, что в момент перехода двигателя в режим противовключения последовательно с якорем, кроме пусковых сопротивлений, вводят сопротивление противовключения  $r_{\text{п}}$  (рис. 6.6). В этом случае

$$I_{\text{я}} = \frac{U + E}{r_{\text{я}} + r_{\text{д1}} + r_{\text{д2}} + r_{\text{п}}}.$$

Подставляя вместо  $I_{\text{я}}$  допустимую величину тока  $I_{\text{я.доп}}$  и решая полученное равенство относительно  $r_{\text{п}}$ , находим

$$r_{\text{п}} = \frac{U + E}{I_{\text{я.доп}}} - (r_{\text{д1}} + r_{\text{д2}} + r_{\text{я}}).$$

Все величины правой части известны, а  $E = \frac{\omega}{\omega_0} U$ .

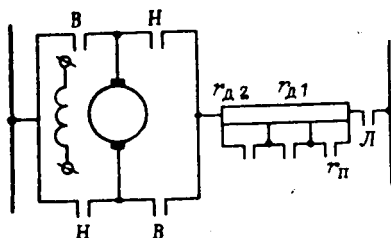


Рис. 6.6. Схема включения двигателя к расчету сопротивления противовключения

## § 6.6. РАСЧЕТ ПУСКОВЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Для определения числа ступеней и величин пусковых сопротивлений необходимо знать естественную характеристику двигателя, сопротивление обмотки якоря ( $r_{\text{я}}$ ) и обмотки возбуждения ( $r_{\text{о.в.}}$ ), а также задаться режимом пуска.

Выведем формулы, определяющие величины добавочных пусковых сопротивлений к двигателю стартера авиационного двигателя.

На рис. 6.7 приведены характеристики, объясняющие работу электростартера во время запуска. Момент сопротивления исполнительного механизма ( $M_c$ ) в начальный момент

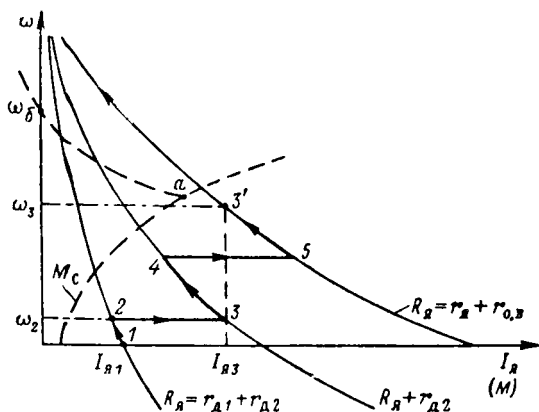


Рис. 6.7. К расчету дополнительных сопротивлений к двигателю с последовательным возбуждением

мент пуска (при  $\omega=0$ ) имеет очень малую величину. С увеличением скорости вращения авиационного двигателя момент сопротивления на валу электростартера возрастает вследствие того, что

компрессор и авиационный двигатель имеют характеристику  $M_c = f(\omega)$ , близкую к вентиляторной. По достижении скорости вращения, соответствующей точке  $a$ , включают авиационный двигатель, который, работая, помогает электростартеру увеличивать обороты. С этого момента на валу электродвигателя момент сопротивления начинает падать и при скорости выше  $\omega_6$  электростартер вращается вхолостую, сопровождая некоторое время работу авиационного двигателя. После выхода турбины на режим малого газа электростартер отключают.

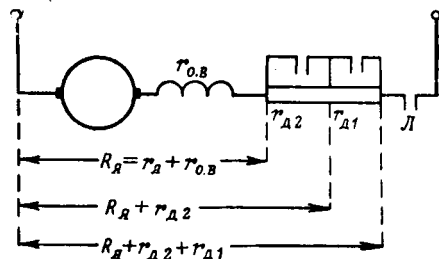


Рис. 6.8. Принципиальная схема включения резисторов к рис. 6.7

бавочное сопротивление (см. рис. 6.8). При таком включении создается малый первоначальный момент двигателя (что соответствует току  $I_{я1}$ ) и небольшое ускорение.

Таким образом, первый бросок тока, равный  $I_{я1}$ , выбирается таким, чтобы в начальный момент — момент трогания — электродвигатель «подобрал» люфты в системе передач. Зная  $I_{я1}$ , определяют сопротивление

$$R_я + r_{д1} + r_{д2} = \frac{U}{I_{я1}},$$

откуда

$$R_1 = r_{д1} + r_{д2} = \frac{U}{I_{я1}} - R_я,$$

где

$$R_я = r_я + r_{0.в}.$$

При достижении скорости  $\omega_2$  (рис. 6.7, точка 2) сопротивление  $r_{д1}$  шунтируется контактом и двигатель с первой характеристики переходит на вторую. Переход из точки 2 в точку 3 происходит практически при неизменной скорости  $\omega_2$ . При этом бросок тока будет соответствовать значению  $I_{я3}$ . Значение тока  $I_{я3}$  выбирается исходя из допустимого тока (для двигателя или аккумуляторной батареи) и времени запуска.

Задавшись током  $I_{я3}$ , можно найти сопротивление  $r_{д2}$ . При этом рассуждают следующим образом.

Для точки 3 можно записать

$$\omega_2 = \frac{U - I_{я3}(R_{я} + r_{д2})}{(c_e \Phi)_3}.$$

Чтобы исключить из этого выражения  $(c_e \Phi)_3$ , находят при том же значении тока  $I_{я3}$  скорость на естественной характеристике (точка 3', см. рис. 6.7):

$$\omega_3 = \frac{U - I_{я3}R_{я}}{(d_e \Phi)_3}.$$

Разделив  $\omega_2/\omega_3$ , получим

$$\frac{\omega_2}{\omega_3} = \frac{U - I_{я3}(R_{я} + r_{д2})}{U - I_{я3}R_{я}}.$$

После несложных преобразований находим

$$r_{д2} = \left( \frac{U}{I_{я3}} - R_{я} \right) \left( 1 - \frac{\omega_2}{\omega_3} \right). \quad (6.21)$$

Сопротивление

$$r_{д1} = R_1 - r_{д2} = \frac{U}{I_{я1}} - R_{я} - r_{д2}.$$

Зная величины этих сопротивлений, можно построить соответствующие им искусственные характеристики двигателя.

Формула (6.21) позволяет определять добавочные сопротивления и для других режимов включения электродвигателя, например, когда токи  $I_{я1} = I_{я3} = I_{я5}$ . Для этого в нее необходимо только правильно подставить значения скоростей вращения при этих токах.

Так как при запуске электростартера ток якоря значителен по величине и достигает сотен, а иногда и тысяч ампер, то в проводах, в разъемах, в контактах контакторов возникают относительно большие падения напряжения, и эти сопротивления необходимо учитывать. Значения добавочных сопротивлений при этом окажутся несколько ниже, чем рассчитанные по формулам (на величину сопротивления проводов и других элементов цепи питания).

#### § 6.7. РАСЧЕТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ПРИ ПРОТИВОВКЛЮЧЕНИИ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Расчет ступени противовключения для двигателей с последовательным возбуждением аналогичен расчету для двигателей с параллельным возбуждением.

Сопротивление противовключения будет

$$r_{п} = \frac{U + E_m}{I_{я, доп}} - (r_{я} + r_{ов} + r_{д}), \quad (6.22)$$

где  $r_{д}$  — одно или несколько пусковых сопротивлений, которые наряду с другими величинами должны быть известны.

Величина  $E_m$ , равная  $(c_e \Phi)_{\text{доп}} \omega_m$ , может быть определена, если предварительно на естественной характеристике по  $I_{я, \text{доп}}$  найти  $\omega_e$ . Для иллюстрации воспользуемся рис. 6.9. Величина  $\omega_m$  соответствует скорости вращения двигателя в момент, когда он должен перейти в режим торможения, а  $\omega_e$  соответствует току  $I_{я, \text{доп}}$  в двигательном режиме.

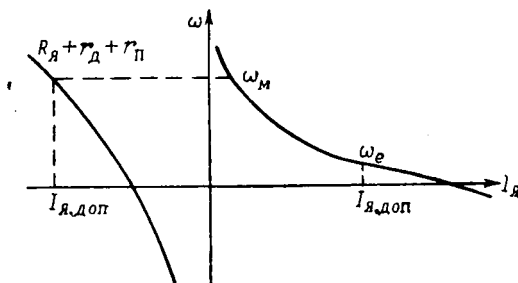


Рис. 6.9. К расчету сопротивления противовключения

Пользуясь естественной характеристикой двигателя и зная величины  $\omega_e$  и  $I_{я, \text{доп}}$ , находим

$$(c_e \Phi)_{\text{доп}} = \frac{U - I_{я, \text{доп}}(r_{я} + r_{о.в})}{\omega_e} \quad (6.23)$$

и затем

$$E_m = \frac{U - I_{я, \text{доп}}(r_{я} + r_{о.в})}{\omega_e} \omega_m.$$

Так как все величины, входящие в первую часть уравнения (6.22), известны, то легко определить  $r_{п.}$

#### § 6.8. РАСЧЕТ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПРИ ДИНАМИЧЕСКОМ ТОРМОЖЕНИИ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Динамическое торможение в двигателе с последовательным возбуждением можно осуществить при независимом питании обмотки возбуждения и при самовозбуждении.

##### Расчет сопротивлений при динамическом торможении двигателя при независимом питании обмотки возбуждения

Согласно рис. 6.10 для осуществления динамического торможения двигателя и независимого питания обмотки возбуждения необходимо замкнуть контакты  $T$  и  $ТП$  и разомкнуть все остальные



контакты. В этом случае через обмотку возбуждения должен протекать номинальный ток  $I_{я.н}$ . Приложенное напряжение будет складываться из суммы падений напряжения, т. е.

$$U = I_{я.н}(r_{д1} + r_{д2} + r_{о.в} + r_c),$$

откуда искомое сопротивление

$$r_c = \frac{U}{I_{я.н}} - (r_{д1} + r_{д2} + r_{о.в}).$$

Сопротивление торможения определится, как и для двигателя с независимым возбуждением, т. е.

$$R_T = \frac{E_M}{I_{я.доп}},$$

где

$$E_M = E_H \frac{\omega_M}{\omega_H} \text{ и } E_H = U - I_{я.н}(r_{я} + r_{о.в}).$$

Величину допустимого тока  $I_{я.доп}$  устанавливают исходя из максимальной допустимой скорости двигателя при переходе на динамическое торможение.

### Расчет сопротивления при самовозбуждении

Режим динамического торможения при самовозбуждении двигателя с последовательно соединенной обмоткой возбуждения был рассмотрен в § 2.8. Если задать допустимую величину тока при торможении  $I_{я.доп}$  с учетом возможной максимальной скорости  $\omega_M$ , то согласно формуле (2.27) можно записать

$$E = I_{я}(r_{я} + r_{о.в} + R_T).$$

Подставив  $I_{я.доп}$  вместо  $I_{я}$  и определив э. д. с. способом, описанным выше для режима противовключения, можно найти  $R_T$  (см. рис. 6.9):

$$R_T = \frac{E_M}{I_{я.доп}} - r_{я} - r_{о.в}.$$

Расчет пусковых и тормозных сопротивлений для двигателя смешанного возбуждения отдельно рассматриваться не будет, так как методика расчета его сведется к рассмотренным ранее случаям, относящимся к двигателям с параллельным и последовательным возбуждением.

### § 6.9. РАСЧЕТ ПУСКОВЫХ И ТОРМОЗНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рассмотрим расчет пусковых сопротивлений асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. На рис. 6.11 приведена схема подключения симметричных активных сопротивлений, включенных

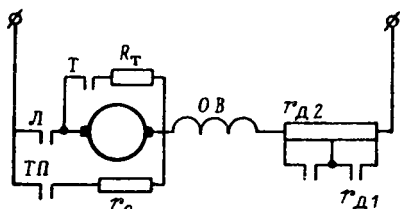


Рис. 6.10. Схема включения двигателя в режиме динамического торможения

в цепь статора, используемых для пуска короткозамкнутого двигателя. Для определения значений сопротивлений условимся обозначать отношение допустимого пускового тока  $I_{\text{доп}}$  к пусковому току  $I_e$  при  $r_d=0$  через  $a$ , т. е.

$$a = \frac{I_{\text{доп}}}{I_e}.$$

Величина необходимого сопротивления при заданных значениях  $a$  и  $z_k$  будет

$$z_n = \frac{z_k}{a},$$

где  $z_k = \sqrt{r_k^2 + x_k^2}$  — полное сопротивление короткозамкнутого двигателя.

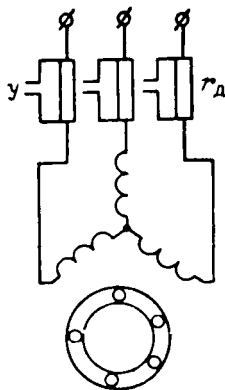


Рис. 6.11. Принципиальные схемы пуска короткозамкнутого двигателя с симметричными активными сопротивлениями

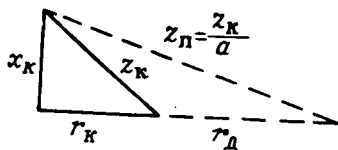


Рис. 6.12. Треугольник сопротивлений

На рис. 6.12 приведен треугольник сопротивлений, на основании рассмотрения которого можно определить требуемое внешнее активное сопротивление

$$r_d = \sqrt{\left(\frac{z_k}{a}\right)^2 - x_k^2} - r_k.$$

#### § 6.10. РАСЧЕТ ПУСКОВЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ДЛЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОНТАКТНЫМИ КОЛЬЦАМИ

Вращение аздромных преобразователей большой мощности часто осуществляется от асинхронных двигателей с контактными кольцами. Пуск асинхронного двигателя с контактными кольцами при номинальном напряжении и номинальной частоте проводится с помощью реостатов, включаемых в цепь ротора. При этом в качестве добавочных сопротивлений могут применяться как активные, так и индуктивные сопротивления, однако с целью увеличения пускового момента чаще всего применяются активные сопротивления. Рассмотрим способ приближенного расчета пусковых

(активных) сопротивлений. Этот способ аналогичен способу расчета сопротивлений для двигателей постоянного тока независимого возбуждения.

Чтобы рассчитать пусковые сопротивления, нужно знать основные данные двигателя, которые необходимы для построения естественной характеристики, т. е. мощность двигателя, число оборотов, номинальный ток ротора  $I_{2н}$ , а также линейное напряжение на роторе  $E_{2н}$ , когда ротор находится в покое и ток равен  $I_{2н}$ . По этим

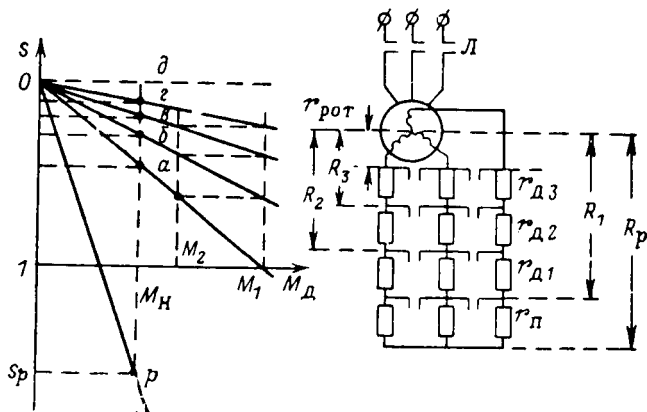


Рис. 6.13. Схема включения и механические характеристики асинхронного двигателя

данным нужно построить механические характеристики двигателя и, задавшись режимом пуска ( $I_1, I_2$ ) или ( $M_1, M_2$ ), строить искусственные характеристики двигателя, как описывалось для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением (рис. 6.13). Согласно § 2.2  $s\% = (100 - v)\%$ , а так как  $v = (100 - q)\%$  (при  $\mu\% = 100\%$ ), то  $s\% = q\%$ , т. е. процентное изменение сопротивления ротора равно процентному изменению скольжения.

Переходя к абсолютным величинам, можно записать

$$R_m = R_{2н} s_m.$$

Для схемы, представленной на рис. 6.13,

$$R_{2н} = \frac{E_{2н}}{\sqrt{3} I_{2н}}.$$

В рассматриваемом случае поступают следующим образом. При  $M_H$  (или  $I_H$ ) проводят вертикаль, пересекая все характеристики соответственно в точках  $a, б, в, г, д$ . По этим точкам находят на ординатах соответствующие скольжения  $s_a, s_б, s_в, s_г, s_д$ , а затем определяют сопротивления

$$R_1 = s_a R_{2н}; \quad R_2 = s_б R_{2н}; \quad R_3 = s_в R_{2н}; \quad r_{рот} = s_д R_{2н}.$$

Добавочные сопротивления находят как разности полных сопротивлений, т. е.

$$r_{д1} = R_1 - R_2 = R_{2н}(s_a - s_б);$$

$$r_{д2} = R_2 - R_3 = R_{2н}(s_б - s_в);$$

$$r_{д3} = R_3 - r_{рот} = R_{2н}(s_в - s_z).$$

### § 6.11. РАСЧЕТ СОПРОТИВЛЕНИЯ СТУПЕНИ ПРОТИВОВКЛЮЧЕНИЯ

Расчет можно проводить как точным, так и приближенным способом. Рассмотрим приближенный расчет. Из точки  $s=0$  (рис. 6.13) проводим луч через точку, соответствующую режиму противовключения (точка  $p$ ) и определим графически величину скольжения, обозначив ее  $s_p$ . Далее поступаем так же, как и при определении пусковых сопротивлений в § 6.10.

Полное сопротивление (см. рис. 6.13)

$$R_p = R_{2н}s_p$$

и

$$r_{п} = R_p - R_1 = R_{2н}(s_p - s_a).$$

### § 6.12. РАСЧЕТ СОПРОТИВЛЕНИИ ПО НАГРЕВУ

Во всех расчетах были определены лишь величины сопротивлений в омах. Однако при конструировании электропривода необхо-

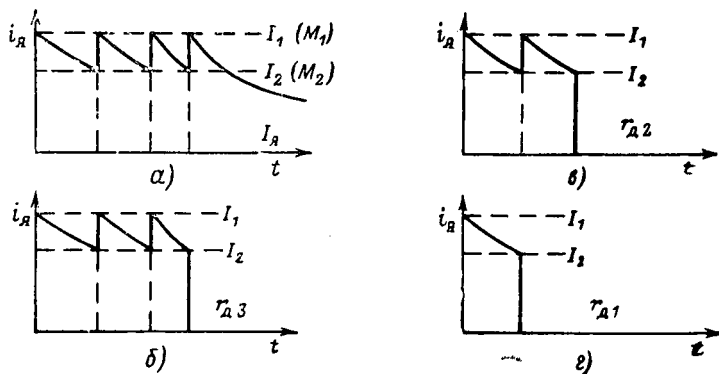
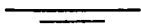


Рис. 6.14. Графики  $i_a = f(t)$  для разных величин добавочных сопротивлений

димо правильно выбрать и тип резистора, произведя расчет его на нагрев. Это дает возможность установить габариты, вес и стоимость выбранных резисторов — сопротивлений.

На рис. 6.14, а, б, в и г, приведены графики нагрузок  $i_a = f(t)$  для добавочных пусковых сопротивлений  $r_{д3}$ ,  $r_{д2}$ ,  $r_{д1}$  и двигателя, соединенных по схеме рис. 6.6.

Как видно из графиков, добавочные сопротивления находятся в разных режимах, а поэтому они должны выбираться так, чтобы эквивалентный ток был не больше допустимого тока для данного резистора. Выбор сопротивлений по нагреву обязателен и для регулировочных, тормозных, добавочных и других сопротивлений. Более подробно о расчете сопротивления на нагрев говорится в работе С. Н. Вешеневского «Расчет характеристик и сопротивлений для электродвигателей» (Госэнергоиздат, 1955).



---

## Глава 7

# АППАРАТУРА И УСТРОЙСТВА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

### § 7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Для управления любым автоматизированным электроприводом необходима соответствующая коммутационная аппаратура и устройства, с помощью которых устанавливается и поддерживается заданный режим работы двигателя.

К коммутационной аппаратуре относятся командные аппараты, электромагнитные контакторы, концевые выключатели и программные шайбы (кулачки), реле, сопротивления и реостаты, электромагнитные тормозные устройства, электромагнитные муфты, сигнальные устройства и пр. В сложных системах электроприводов применяются всевозможные усилители, регуляторы, серводвигатели, следящие устройства различных видов и т. д.

Рассмотрим кратко некоторые из аппаратов и устройств для управления электроприводами. В полном объеме этот вопрос здесь затрагиваться не будет, так как подробное ознакомление с ним составляет предмет изучения специальных учебных дисциплин.

### § 7.2. КОМАНДНЫЕ АППАРАТЫ

К командным аппаратам относятся выключатели, переключатели, кнопки управления, контроллеры и другие аппараты, служащие для включения или выключения различных цепей. Рассмотрим особенности некоторых аппаратов, применяемых в приводе.

1. Выключатели и переключатели применяются для замыкания и размыкания маломощных цепей — цепей управления контакторов или цепей питания маломощных двигателей. Они рассчитываются на токи до 35 а и по конструкции бывают однополюсными, двухполюсными и трехполюсными.

По внешнему виду и своей конструкции такие выключатели и переключатели очень похожи; различие заключается лишь в том, что у переключателя имеется третий контакт и несколько изменена форма контактного коромысла. Монтируются выключатели и пе-

реключатели на панелях с внутренней стороны и прикрепляются к ней потайными болтами так, чтобы перевод ручек вверх или вправо соответствовал включению цепи, а вниз и влево — выключению (рис. 7.1, а и б).

2. Кнопки предназначены для кратковременного замыкания или размыкания цепи. Соответственно первый тип кнопок назы-

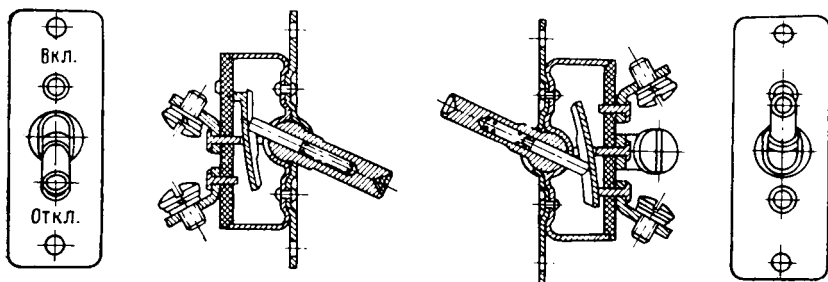


Рис. 7.1. а—однополюсный выключатель; б—перекидной переключатель

вается кнопкой замыкающей, а второй тип — размыкающей. Кнопки устанавливаются в цепях управления контакторов, в цепях контроля и сигнализации.

На рис. 7.2 показаны кнопки типов 5К и 204К. Кнопки 5К в зависимости от назначения изготавливаются разных цветов. Кроме показанных на рисунке, существуют и другие кнопки специального назначения.

3. Для пуска, реверса, торможения, регулирования, а также для некоторых специальных целей (например, для синхронизации

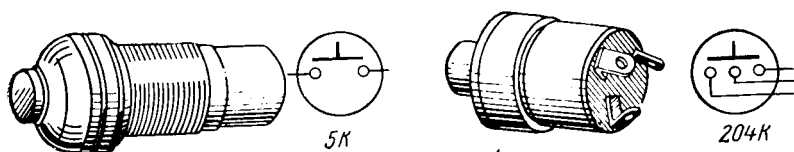


Рис. 7.2. Кнопки и схемы их включения

вращения исполнительных механизмов) иногда применяются барабанные контроллеры. Вращающийся барабан его имеет контактные сегменты, которые при повороте барабана вступают в соприкосновение с неподвижными пальцевидными контактами, шарнирно прикрепленными к корпусу. Каждый неподвижный контакт соединен проводами со схемой управления двигателем, поэтому при повороте барабана на небольшой угол происходит замыкание или

размыкание одного или нескольких контактов, в результате чего (в сочетании различных комбинаций) создается нужный режим ра-

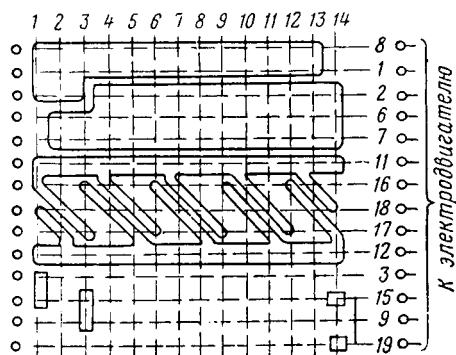


Рис. 7.3. Барабанный контроллер

боты двигателя. Развернутый вид барабанного контроллера для привода синхронизации взлетно-посадочных щитков приведен на рис. 7.3.

### § 7.3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ КОНТАКТОРЫ

Электромагнитный контактор представляет собой выключатель или включатель с электромагнитным приводом. Контактторы широко применяются при дистанционном и автоматическом управлении двигателями.

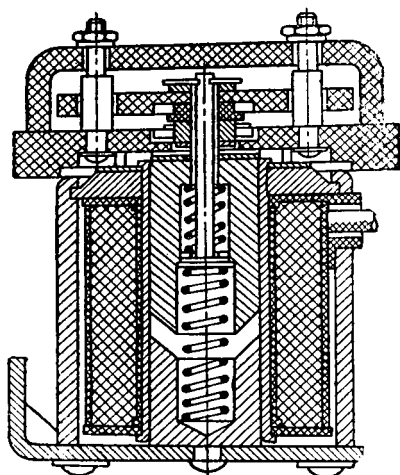


Рис. 7.4. Разрез электромагнитного контактора

На рис. 7.4 приведен разрез одного из контакторов. Обмотка управления его рассчитана на малые токи. Цепь питания ее замыкается кнопкой, выключателем или контактами реле. При этом происходит срабатывание главных контактов его, которые размыкают или замыкают силовую цепь. По этой цепи может протекать ток в несколько сот ампер. Существует большое число типов контакторов, различающихся по величине пропускаемого тока, по назначению, по продолжительности работы и т. д.

Электрическая схема контактора К-50Д приведена на рис. 7.5. Контактторы К-100Д, К-200Д, К-250 и КВШ конструктивно выполнены



точно также, но отличаются от контактора К-50Д данными обмоток и габаритными размерами.

Контакторы К-100 и К-250Г (рис. 7.6) имеют дополнительную клемму, соединенную с подвижной контактной шинкой.

Переходное сопротивление у контакторов, не бывших в употреблении, должно быть таким, чтобы при номинальном токе падение напряжения на две пары контактов не превышало 240 мв. Наиболее тяжелые условия работы контактор испытывает при включении и выключении двигателей и особенно при выключении цепей, содержащих индуктивность.

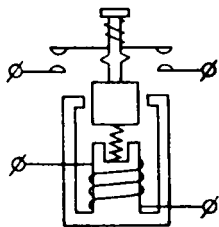


Рис. 7.5. Принципиальная схема контактора К-50Д

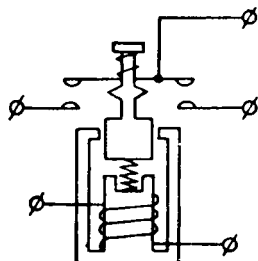


Рис. 7.6. Принципиальная схема контакторов К-100 и К-250Г

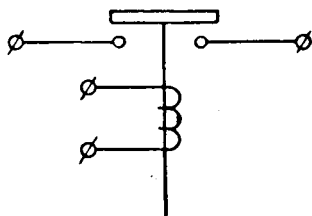


Рис. 7.7. Принципиальная схема контактора КМ-25Д

Вследствие возникновения вольтовой дуги разрыв цепей постоянного тока протекает тяжелее, чем разрыв цепей переменного тока. Еще труднее разрыв цепей осуществлять в высотных условиях, так как с увеличением высоты уменьшается давление воздуха и, следовательно, увеличивается длина свободного пробега электронов и диэлектрические свойства воздуха ухудшаются, что способствует поддержанию горения дуги. Чтобы облегчить гашение дуги в некоторых контакторах применяется так называемое магнитное дутье.

В последнее время нашли применение контакторы типа КМ, отличающиеся конструктивно от рассмотренных нами типов. Контакторы типа КМ-25Д и КМ-50Д, предназначенные для длительного режима, а также контакторы кратковременного действия, выполняются по однообмоточной схеме (рис. 7.7). Контакторы типа КМ-100Д, КМ-200Д и КМ-400Д выполнены по схеме, представленной на рис. 7.8. В них имеются, помимо основных контактов, еще вспомогательные (блокировочные) контакты, механически связанные с якорем электромагнита. Эти контакты (иногда их бывает несколько) предназначены для включения или выключения вспомогательных цепей, цепей управления, блокировки и защиты, или для включения дополнительной обмотки контактора (иногда просто для подключения сопротивления).

Контакторы делятся на две группы — замыкающие или размыкающие, в зависимости от того, в каком состоянии находится кон-

тактор или блокировочные контакты при обесточенной цепи управления (нормальное состояние). Контакторы с дополнительными блокировочными контактами показаны на рис. 7.8 и 7.9. В момент

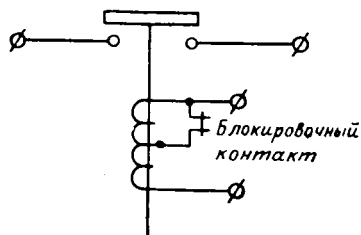


Рис. 7.8. Принципиальная схема контакторов КМ-100Д, КМ-200Д, КМ-400Д

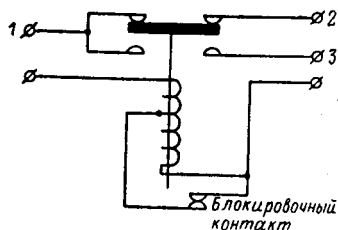


Рис. 7.9. Принципиальная схема контактора КП

включения таких контакторов вначале работает только одна обмотка (серийная), которая пропускает через себя большой ток и создает сильное магнитное поле, необходимое для срабатывания контактора. После того как контактор сработает, блок-контакт разомкнется и последовательно с обмоткой, рассчитанной на большой

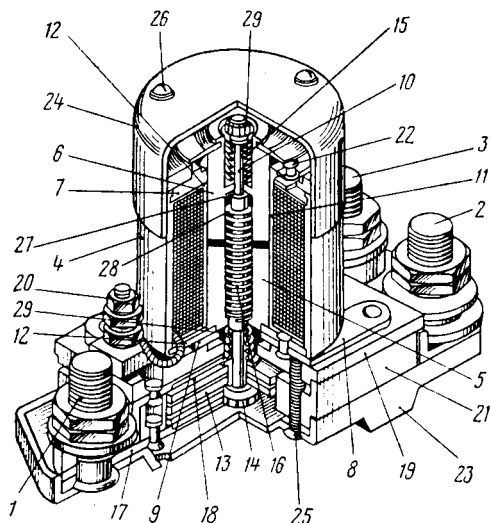


Рис. 7.10. Разрез контактора КП

ток, включится обмотка с большим числом витков и большим сопротивлением. В итоге результирующее магнитное поле уменьшится, но контактор по-прежнему будет находиться в замкнутом состоянии, так как для удержания его в притянутом положении необходимо значительно меньшее усилие, а следовательно, и меньшее количество ампер-витков.

Для переключения потребителей с одной линии питания на другую применяются контакторы переключения типа КП. Они рассчитаны на пропускание тока от 50 до 600 а и обозначаются соответственно КП-50Д, КП-600Д.

На рис. 7.9 приведена схема одного из таких контакторов, а на рис. 7.10 его разрез. Характерной их особенностью является разделение контактной системы на обособленные контактные группы.

Они состоят из электромагнита, контактной системы и вспомогательных элементов.

Электромагнит контактора состоит из цилиндрического корпуса 4, полюса 5, подвижного сердечника 6, фланцев 7 и 8 и шайбы 9. Корпус 4 со стороны сердечника завальцован на фланец 7, а со стороны полюса завальцован на шайбу 9. Полюс 5 завальцован на шайбу 9. К шайбе 9 с помощью четырех заклепок приклепан фланец 8. Сердечник 6 посажен на шток 10, при помощи которого движение сердечника передается контактной системе. Сердечник движется в латунной втулке 11, которая является частью каркаса катушки и одновременно служит направляющей для сердечника. Каркас катушки имеет две обмотки — включающую и удерживающую. Каркас катушки состоит из латунной втулки 11, фланца 7 и двух шайб 12. Катушка контактора заключена в цилиндрический корпус 4 и каркас ее надет на полюс 5.

В контакторе имеются два силовых контакта, размещенных на подвижной и неподвижной частях его. В подвижную часть входят узел блока контактов 13, две буферные пружины 14 и 15 и возвратная пружина 16, расположенные на штоке 10. Буферная пружина 14 служит для создания контактного давления на нормально-разомкнутых контактах; буферная пружина 15 является амортизатором контактной системы контактора.

В неподвижную часть входят узлы шинок неподвижных нормально-разомкнутых контактов 18. Контакты шинок, припаянные к ним, изготовлены из материала ОК-12.

Шинки с неподвижными нормально-замкнутыми контактами 18 закреплены на панели 19, на которой установлены также выводы клемм 20 для подключения рабочей обмотки катушки электромагнита и источника питания ее. Шинки с неподвижными нормально-разомкнутыми контактами 17 закреплены на вкладыше 21.

Внешняя силовая цепь подключается к клеммам 1, 2 и 3, причем через клемму 1 ток подводится одновременно к размыкающему и замыкающему неподвижным контактам.

Корпус электромагнита 4, панель 19 и вкладыш 21 скрепляются между собой с помощью четырех винтов. Через клемму 2 отводится ток от второго нормально-замкнутого неподвижного контакта, а через клемму 3 — от второго нормально-разомкнутого неподвижного контакта.

Вспомогательными элементами контактора являются возвратная пружина 16, вспомогательная контактная система 22, крышка 23, закрывающая силовые контакты, и крышка 24, закрывающая вспомогательные контакты.

В контакторе предусмотрена возможность регулировки магнитного зазора с помощью шайбы 27 и регулировки возвратных и буферных пружин соответственно шайбами 14 и 29.

Для управления реверсивными двигателями иногда применяются спаренные контакторы, с механической блокировкой. Примером спаренного контактора может служить так называемое реле

реверса или торможения РРТ-40, состоящее из двух контакторов типа РТ-40 (рис. 7.11, *а* и *б*).

Контактор РТ-40 имеет две пары силовых контактов, по которым может проходить ток до 40 *а* и две пары вспомогательных контактов, рассчитанных на ток до 10 *а*. Такие контакты используются в силовых цепях двигателей мощностью до 400 *вт*.

Электрокинематическая схема реле РРТ-40 показана на рис. 7.12. вспомога-

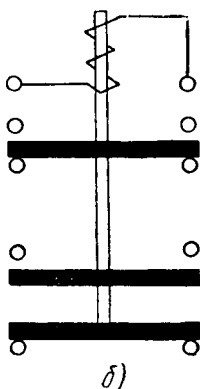
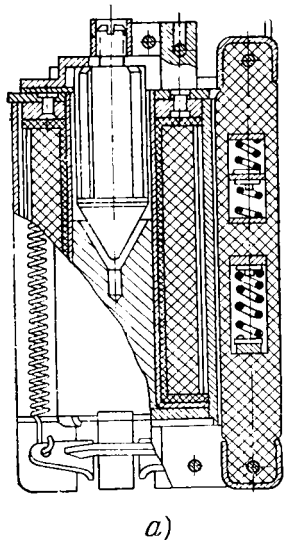


Рис. 7.11. Контактор РТ-40:

*а*—разрез контактора; *б*—схема контактора РТ-40

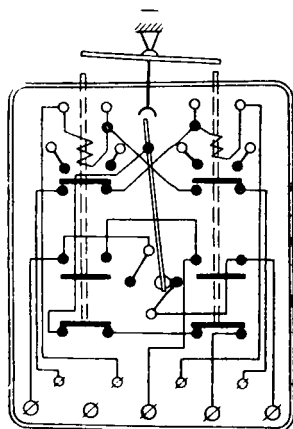


Рис. 7.12. Электрокинематическая схема контактора РРТ-40

тельные контакты включены в цепь обмоток электромагнитов так, что возможность одновременного срабатывания контакторов исключается. Срабатывание контакторов приводит к переключению однополюсного переключателя. Применение такого контактора в конкретной схеме описано в следующей главе (см. рис. 8.9).

Наряду с контакторами постоянного тока на практике применяются контакторы переменного тока, служащие для замыкания или размыкания трехфазных цепей переменного тока на десятки (типа ТКД-103ДА, ТКД-203ДА, ТКД-533Д и др.) и сотни (ТКС-103ДА, ТКС-203ДА и др.) ампер. Обмотки управления таких контакторов как правило питаются постоянным током. Если питание осуществляется от источника переменного тока, то устанавливают специальные выпрямители. Для коммутации однофазной цепи переменного тока применяются контакторы аналогично контакторам, предназначенным для работы в сети постоянного тока. Контактным контакторам легче разрывать цепи переменного тока, чем постоянного.

## § 7.4. КОНЦЕВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Концевые выключатели предназначены для включения или выключения различных электромеханизмов в их крайнем положении, а также для сигнализации блокировки различных самолетных цепей. Концевые выключатели рассчитаны на ток до 60 а при напряжении до 30 в и в зависимости от мощности двигателя могут устанавливаться либо непосредственно в силовую цепь, либо в цепь управления двигателя.

На рис. 7.13 представлен концевой выключатель типа ВК-44, предназначенный для непосредственного включения в цепь двигателя средней мощности (в схемах люков бомбоотсеков, сигнализации шасси и т. д.). Принцип работы заключается в том, что при переходе исполнительного механизма (например, створки люка) в крайнее положение происхо-

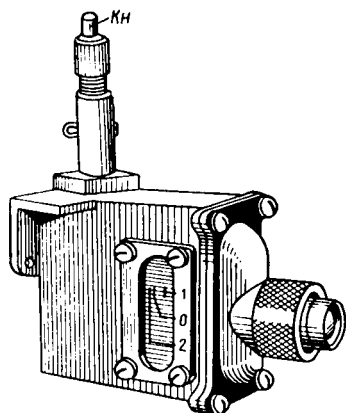


Рис. 7.13. Концевой выключатель ВК-44

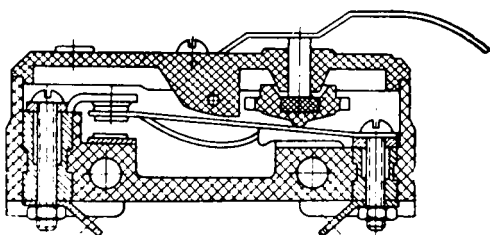


Рис. 7.14. Концевой выключатель ВК-140

дит нажатие кнопки *Кн*, в результате чего подвижная система концевой выключателя срабатывает, производя соответствующее переключение контактов.

Основные данные концевой выключатель ВК-44: напряжение  $27 \pm 10\%$ ; ток 10 а; ход штока до переключения контактов 5—1,8 мм, после переключения — 1,5 мм.

Малогабаритные выключатели серии ВК-140 (рис. 7.14) и ВК-6 служат для тех же целей, но, как правило, включаются в цепь управления. Все выключатели типа ВК-140 различаются по способу присоединения к внешней цепи: либо пайкой (ВК-1), либо с помощью винтов (ВК-2), а также в зависимости от нормального положения и соединения контактов (замыкающие, размыкающие, переключающие).

Выключатели серии ВК-6 изготавливаются двух основных конструкций. В условном обозначении типа выключателя указывается конструкция клемм, используемых для присоединения выключателя к внешней цепи, и схема соединения контактов (переключатель, выключатель, включатель). По принципу действия все выключатели

серии аналогичны. В выключателях и включателях не используются два контакта; они не имеют выводов и служат как упоры.

Основные технические данные выключателей ВК-6; номинальное напряжение — 27 в; номинальный ток — 10 а; давление на кнопку, необходимое для переключения контактов, —  $0,45 \div 0,9$  кГ; контактное давление в пределах 70—150 Г; ход кнопки до переключения контактов — не менее 0,9 мм, после переключения контактов — не менее 0,5 мм.

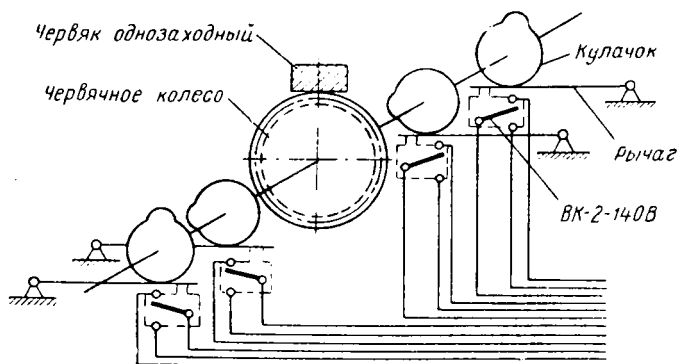


Рис. 7. 15. Электрокинематическая схема механизма МКВ-11

Концевые выключатели могут собираться в пакеты и в таком виде используются для разных целей управления (например, в программных устройствах). В тех случаях, когда исполнительный механизм может совершать несколько оборотов в одну и другую сторону и надо установить концевые выключатели, то собирается специальный механизм с концевыми выключателями. Примером такого механизма может служить механизм МКВ-11, электрокинематическая схема которого приведена на рис. 7. 15. Механизм состоит из червячной пары, четырех концевых выключателей типа ВК-2-140В, четырех кулачков и четырех промежуточных рычагов, с помощью которых осуществляется нажатие на кнопку выключателей.

Механизм приводится в действие от вала исполнительного механизма. При вращении червяка происходит вращение кулачков, которые нажимают своими выступами на штоки концевых выключателей, что приводит к включению или выключению электрической цепи, в которую они включены.

## § 7.5. РЕЛЕ

Реле отличаются от контакторов прежде всего величиной пропускаемого тока. Реле делят на коммутационные и измерительные.

Коммутационные реле предназначены для замыкания или размыкания маломощных электрических цепей при подаче на обмот-

ку реле напряжения. К таким реле относятся коммутационные реле типов РЛ-5Б (рис. 7.16, а), РЛ-20В, малогабаритные реле типов РП-2 (рис. 7.16, б), РП-3 (рис. 7.16, в) РП-6, многоконтактные реле МР-1, МР-2, РМШ-2А.

Реле РЛ-5Б рассчитано на пропускание тока в 2 а, РЛ-20В, МР-1 и МР-2— на ток 10 а, РП-2, РП-3 и РП-6 закрытого типа — на ток 5 а при индуктивной и 8 а при активной нагрузке.

Измерительные реле представляют собой устройства, главным назначением которых является замыкание или размыкание какой-либо электрической цепи при воздействии на реле определенного

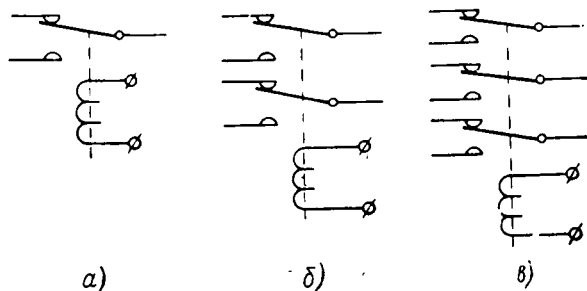


Рис. 7.16. Принципиальные схемы коммутационных реле:

а—РЛ-5Б; б—РП-2; в—РП-3

фактора, например напряжения, тока, времени, скорости, частоты, давления и т. д. В зависимости от того, какой фактор вызывает срабатывание, измерительные реле разделяют на токовые, реле времени, реле частоты и т. д.

Помимо этого, реле различаются по назначению (реле управления, защиты или сигнализации), по способу включения воспринимающего органа (первичные, вторичные, промежуточные), по способу воздействия исполнительного органа (прямого или косвенного действия), по принципу действия (электромагнитные, индукционные, тепловые, двигательные, электронные, поляризованные и т. д.), по времени действия (мгновенного действия, независимого, зависимого, ограниченно-зависимого и т. д.), по количеству и роду контактов (замыкающий, размыкающий).

Каждое реле характеризуется основными параметрами. Например, электромагнитное реле максимального тока характеризуется током трогания, при котором замыкаются контакты реле, током возврата, при котором контакты возвращаются в исходное положение, коэффициентом возврата (отношением тока возврата к току трогания), собственным временем действия и т. д.

Подобными параметрами характеризуются и другие реле. В связи с ответственными функциями в управлении и защиты электроприводов к реле предъявляются высокие требования в отноше-

нии точности, чувствительности, быстродействия, и особенно надежности, что чрезвычайно важно в условиях полета.

В данном разделе мы ограничимся рассмотрением лишь некоторых типов реле, представления об устройствах которых необходимо, чтобы понимать дальнейшее изложение.

**Реле времени.** Включение с выдержкой во времени используется во многих электроустановках. Реле времени являются неотъемлемыми элементами схем автоматического и дистанционного управления вообще и авиационного электрооборудования в частности. В качестве устройств, позволяющих получить выдержку времени, можно использовать:

- а) индукционное реле времени;
- б) тепловое реле времени;
- в) реле времени с часовым механизмом;
- г) реле времени с приводом от электродвигателя;
- д) электронное реле времени;
- е) электромагнитное реле времени.

В авиационных электроприводах широкое распространение получили электромагнитные реле для малых выдержек времени и реле времени с приводом от электродвигателя — для больших выдержек времени.

Электромагнитное реле времени представляет собой обычное реле клапанного типа, рассчитанное на питание постоянным током. При отсутствии тока в катушке якорь находится в разомкнутом состоянии. Притяжение якоря реле при питании катушки постоянным током осуществляется практически мгновенно (собственное время действия равно 0,005—0,02 сек), так как в начальный момент магнитопровод разомкнут, а при разомкнутом магнитопроводе индуктивное сопротивление катушки мало, а следовательно, мало будет и время переходных процессов.

На якорь реле действуют две противоположно направленные силы: сила притяжения электромагнита и сила сжатия пружины. После выключения тока, питающего обмотку реле, поток (а также сила притяжения электромагнита) исчезает не мгновенно, а будет изменяться по экспоненциальному закону (рис. 7.17):

$$\Phi = \Phi_n e^{-t/T_p},$$

где  $T_p = \frac{L_p}{r_p}$  — электромагнитная постоянная времени реле.

При уменьшении магнитного потока до значения  $\Phi_e$  электромагнит опустит якорь. Время, в течение которого якорь находился в замкнутом состоянии после того, как от катушки было отключено напряжение, равно

$$t = T_p \ln \frac{\Phi_n}{\Phi_e}.$$



Из этой формулы следует, что для уменьшения времени выдержки реле необходимо уменьшать постоянную времени  $T_p = \frac{L_p}{r_p}$ , например, уменьшая индуктивность обмотки реле.

Существуют два способа увеличения выдержки времени: первый способ заключается в том, что реле отключается от сети и обмотка его замыкается накоротко; во втором случае на магнитопровод насаживается медная гильза, действующая как короткозамкнутый виток с малым активным сопротивлением — короткозамкнутый виток замедляет уменьшение магнитного потока.

Выдержка времени такого реле лежит в пределах 0,2—2,0 сек.

В тех случаях, когда выдержка времени должна быть больше, применяют реле времени с приводом от электродвигателя. Небольшой электродвигатель, вращаясь с постоянной скоростью (для поддержания ее используется центробежный регулятор), приводит во вращение программные шайбы или кулачки, эксцентрично насаженные на последнем звене редуктора (рис. 7.18). После подачи на двигатель напряжения кулачки приходят во вращение и при повороте

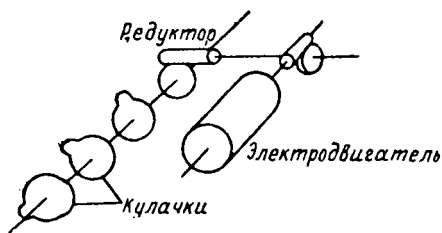


Рис. 7.18. Кинематическая схема реле времени

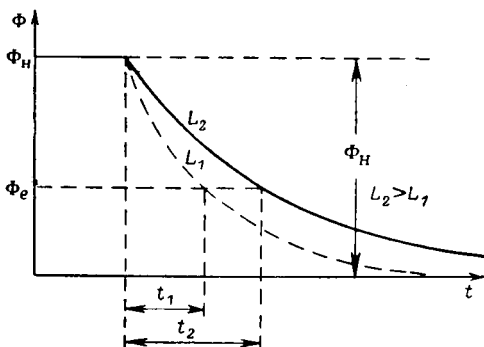


Рис. 7.17. Кривые изменения магнитного потока реле во времени

на штоки концевых выключателей ВК-140 или ВК-6, вызывая включение или выключение соответствующей электрической цепи.

Собранное в единый комплект такое устройство носит название механизма АВП. Оно применяется в схемах запуска электростартеров для отсчета времени. Выдержка времени в таких устройствах лежит в пределах от долей секунд

до десятков секунд. По своему принципу действия это реле напоминает концевые выключатели типа МКВ-11.

В последнее время в качестве механизмов для отсчета времени выдержки используются устройства со счетно-решающими элементами. Такие механизмы значительно легче и имеют малые габариты.

### § 7.6. ТЕПЛОВЫЕ АВТОМАТЫ ДЛЯ ПРЕДОХРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ОТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ТЕПЛОВЫХ ПЕРЕГРУЗОК

Для защиты электродвигателей от электрических и тепловых перегрузок обычно применяются плавкие предохранители и различного рода тепловые автоматы.

Плавкие предохранители не защищают, однако, двигатель от перегрузок, так как они выбираются не на номинальный ток, а на значительно больший, хотя и кратковременный, пусковой ток:

$$I_{\text{пл.пр}} = (3 \div 6) I_{\text{д.н.}}$$

Поэтому при перегрузках двигателей в 2—3 раза предохранитель не расплавится, тогда как сам двигатель при этом может выйти из

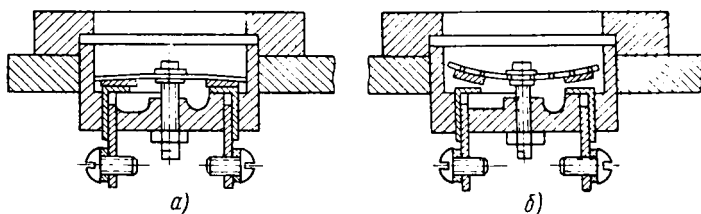


Рис. 7. 19. Тепловой автомат с биметаллической пластинкой

строя. Поэтому плавкие предохранители используются в менее ответственных электроприводах. В ответственных электроприводах (привод шасси и др.) плавкие предохранители не ставятся, тем более, что они не способны защитить двигатель от перегрузок, а в самой схеме создают усложнение и вносят элемент ненадежности.

Для защиты двигателей от перегрева обычно применяют тепловые элементы. Примером такой защиты может служить тепловой автомат с биметаллической пластинкой, имеющей форму выпуклого диска (рис. 7. 19). На нижней поверхности диска имеются серебряные контакты. Когда диск находится в холодном состоянии, то эти контакты прижаты к другим контактам (рис. 7. 19, а). При возникновении перегрузки биметаллический диск нагревается и деформируется, обращая своей выпуклостью вниз (рис. 7. 19, б). Если температура превысит определенную величину, происходит выключение двигателя. При остывании диска он снова принимает первоначальную форму и замкнет контакты. Такой автомат обычно устанавливают на самом электродвигателе.

На рис. 7. 20 приведен еще один вид теплового автомата АЗС, применяемый на самолетах. Здесь также имеется биметаллическая пластинка 1, которая под действием тока нагревается и прогибается. Если величина тока достигнет такого значения, при котором биметаллическая пластинка с защелкой 2 освободит подвижную часть

автомата 3, то он сработает и выключит двигатель. Такой автомат обычно не удовлетворяет требованиям защиты двигателей и в основном используется для защиты сети от короткого замыкания.

Для защиты двигателя от перегрева необходимо, чтобы характеристика теплового автомата, выражающая зависимость тока нагрузки от времени срабатывания, была такой же, как и у двигателя (рис. 7.21). В противном случае тепловой автомат защищать двигатель от перегрева не будет.

Чтобы получить близкие характеристики, необходимо иметь одинаковые постоянные времени нагрева и охлаждения двигателя и автомата, а это практически получить трудно. Поэтому, чтобы сблизить их характеристики, тепловые автоматы встраиваются в корпус двигателя. Обычно тепловые автоматы могут защищать двигатель от перегрева, только если двигатель работает в длительном режиме.

Попытка создать тепловой автомат, надежно защищающий электродвигатель от всех видов перегрузок, до сих пор не увенчалась полным успехом, тем более, что наиболее нагретые части ма-

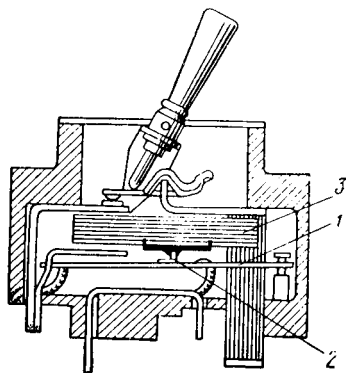


Рис. 7. 20. Тепловой автомат АЗС:

1—биметаллическая пластинка;  
2—защелка; 3—подвижная часть

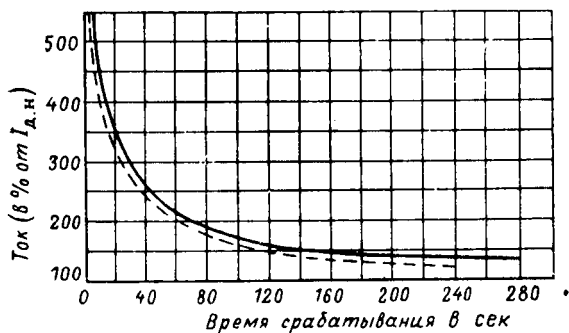


Рис. 7.21. Характеристики теплового автомата (пунктирная линия) и двигателя (сплошная линия)

шин находятся как раз в местах, куда встраивать автомат очень трудно.

Выбор типа теплового автомата производят по номинальному току двигателя. При кратковременных перегрузках или больших

пусковых токах такой автомат не срабатывает (вследствие большой тепловой инерции). Поэтому такие автоматы не могут защитить электрические цепи от короткого замыкания.

При кратковременных нагрузках, когда по соображениям надежности работы как электродвигателя, так и всего механизма в целом нельзя допускать значительных перегрузок, применяются электромагнитные реле максимального тока (токовые реле). В двигателях постоянного тока максимальный автомат включается последовательно с якорем. В асинхронных двигателях при заземленной нейтральной максимальные реле включаются в три фазы; при не заземленной — в две фазы. При перегрузках максимальная защита может быть построена так, что срабатывает главный контактор и отключает двигатель от сети. В тех случаях, когда можно допустить некоторое время работы двигателя с перегрузкой, применяют максимальную защиту с выдержкой времени, по истечении которого экипажу подается предупредительный сигнал о перегрузках или просто подается сигнал об отключении двигателя.

---

---

---

## Глава 8

### УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

#### § 8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Управление электроприводами может быть как ручным, так и автоматическим. В настоящее время преимущественное распространение получило автоматическое управление. Ручное управление встречается обычно лишь в простейших приводах. Преимущество автоматического управления заключается в следующем:

1. Простоте и надежности управления.
2. Высокой производительности и требуемой точности выполнения отдельных операций.
3. Устранении влияния субъективных качеств оператора на работу электропривода.
4. Экономии электроэнергии, а иногда и веса кабеля для силовых цепей двигателя.
5. Возможности централизованного и дистанционного управления и надежной защиты всего электрифицированного агрегата от аварий и повреждений.

Автоматическое управление сводится к выполнению ряда основных операций: автоматический пуск, торможение и остановку двигателей, автоматический реверс двигателей, автоматическое поддержание и регулирование скорости вращения электродвигателей, автоматизация определенной последовательности операций, защита от перегрузок, повреждений и ошибок в работе схем, сигнализация, синхронизирование вращения нескольких двигателей, слежение за вводимыми в систему сигналами, счет импульсов и т. д.

Рассмотрим первые функции, выполняемые системой управления, связанные в основном с нерегулируемыми приводами.

Слежение, осуществляемое специальными так называемыми следящими системами, а также управление, связанное с регулированием скорости, и синхронизация вращения будут рассмотрены во второй части курса.

Приступая к изучению систем управления электроприводами, необходимо заранее сделать некоторые оговорки о правилах изображения электрических схем, в которые может входить очень боль-

шое число аппаратов и машин. Для большего удобства, как и в других случаях, применяются условные обозначения отдельных элементов схем. В последнее время нормативы на условные обозначения, которые следует применять при изображении схем, вышли в несколько измененном виде. Поэтому начертание всех схем ведется с учетом этих положений, оговоренных ГОСТом 7624—62.

Главные цепи и цепи возбуждения, а также шины распределительных систем допускается вычерчивать на схемах линиями большей толщины, цепи управления — меньшей.

Для удобства чтения схем их лучше всего изображать в виде «развертки». В этом случае детали аппаратов: контакты, обмотки и т. д. изображают отдельно и располагают на схеме так, чтобы можно было легко разобраться в принципе работы всей схемы.

Соединения на монтажных схемах изображаются так, как они должны выполняться при монтаже.

Аппараты и двигатели имеют единую систему буквенных обозначений, установленных стандартами или техническими условиями на эти машины и аппараты.

Для обозначения типа реле рядом с графическим изображением его пишутся буквы (или, если мало места, одна буква — правая):

*РТ* — реле тока;

*РН* — реле напряжения;

*РВ* — реле времени;

*РП* — реле промежуточное;

*РТ°* — реле температурное;

*РД* — реле давления;

*РСК* — реле скорости и т. д.

Элементы на схемах обозначаются согласно их назначению следующими буквами:

*Л* — контактор линейный;

*В* — контактор «вперед»;

*Н* — контактор «назад»;

*У* — контактор ускорения;

*К.К* — командный контроллер;

*ВК* — концевой выключатель;

*КУ* — кнопка управления.

Если в схеме встречаются одинаковые аппараты, то впереди буквенного обозначения указывается цифра — порядковый номер аппарата (например, *1ВК*, *2ВК*).

В схемах могут встречаться механические связи (механическая блокировка, механическая передача в реле времени и т. д.), которые изображаются двойными линиями.

Расположение отдельных цепей на схеме может быть горизонтальным или вертикальным. В случае, если обратным проводом служит масса самолета, то это указывается соответствующим условным обозначением. Главная цепь обычно вычерчивается сверху

(или слева), а ниже ее (или правее) располагаются вспомогательные цепи в том порядке, который соответствует последовательности операций, выполняемых отдельными элементами управления.

## § 8.2. ОСНОВНОЕ ТРЕБОВАНИЕ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМОЕ К СИСТЕМАМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ, — НАДЕЖНОСТЬ

«Надежность ( $p$ ) — свойство технической системы, устройства, аппарата и т. д. работать без отказа в заданных режимах и условиях в течение требуемого времени» [25].

При рассмотрении вопроса надежности (и простоты) схемы управления приходится сталкиваться с так называемой аппаратурной надежностью и схемной надежностью (структурной надежностью). Очевидно, что полная надежность работы схемы управления обеспечивается только тогда, когда будет обеспечена аппаратурная и схемная надежности.

При этом аппаратурная надежность достигается использованием надежных материалов при изготовлении отдельных элементов и устройств систем управления с учетом особенностей данного режима и условий работы самого аппарата. Для надежной работы систем желательно, чтобы аппараты работали именно в тех условиях и режимах, для которых они предназначались. При отклонении от заданного режима, а также при изменении условия работы надежность может ухудшиться.

Надежность аппарата (как и всей системы) может быть выражена количественно числом (или формулой), показывающим вероятность безотказной работы его в заданных условиях и времени.

При этом надежность аппарата

$$p = p_a p_b,$$

где  $p_a$  — надежность, определяемая отсутствием полных отказов;  
 $p_b$  — надежность, определяемая отсутствием неполных отказов.

В свою очередь, например,  $p_a$  может быть определена по формуле

$p_a = e^{-\int_0^T \lambda(t) dt}$ , где  $\lambda(t)$  — интенсивность полных отказов в %/1000 час. Этот коэффициент учитывает режим и время работы, напряжение, ток, температуру, влажность и другие факторы, влияющие на надежность аппарата.

Структурная надежность зависит как от времени и условия работы аппарата, так и от количества применяемых аппаратов, от правильного включения их в систему и т. д.

При этом структурная надежность будет выше, если в системе применить однотипную аппаратуру с наименьшим количеством элементов и соединительных проводов, правильно выбрать схему всей системы, а также предусмотреть необходимое (целесообразное) резервирование.

Из теории надежности известно, что при последовательном соединении аппаратов (рис. 8.1), имеющих надежность  $p_1; p_2; p_3$  и т. д., надежность всей системы будет

$$p_{\Sigma} = p_1 p_2 p_3 \dots = \prod_{i=1}^n p_i;$$

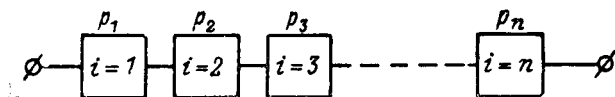


Рис. 8.1. Последовательное соединение элементов

при параллельном соединении элементов (аппаратов) (рис. 8.2)

$$p_{\Sigma} = 1 - \prod_{j=1}^m (1 - p_j),$$

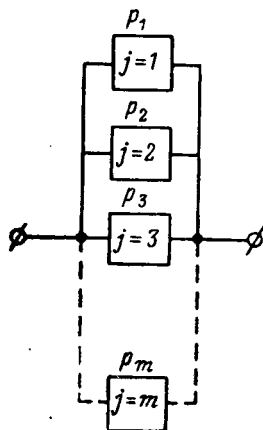


Рис. 8.2. Параллельное соединение элементов

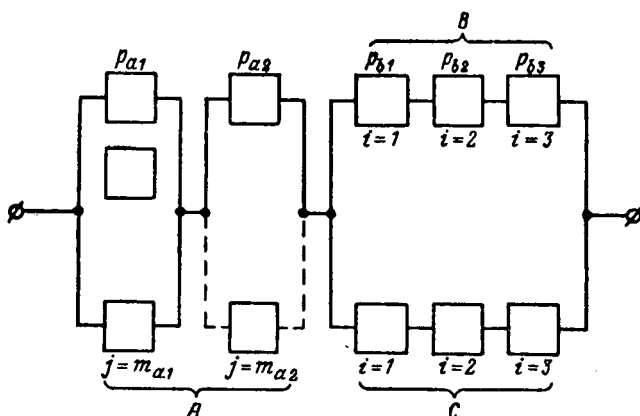


Рис. 8.3. Смешанное соединение элементов

если все элементы имеют одинаковую надежность  $p_j = p_1 = p_2 = p = \text{const}$ ,  
то

$$p_{\Sigma} = 1 - (1 - p)^m.$$

При смешанном соединении (см. рис. 8.3) результирующая надежность определяется по формуле

$$p_{\Sigma} = p_A [1 - (1 - p_B) (1 - p_C)^3].$$

где  $p_A; p_B; p_C$  — надежность соответствующей группы элементов, соединенных согласно схеме рис. 8.3.



Управление будет более надежным, если оно осуществляется из разных мест.

Правильное использование машин и аппаратов и целесообразный выбор структурной схемы соединений с учетом режимов и условий работы системы в целом — задача нелегкая и требующая определенного навыка у проектировщика.

### § 8.3. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Управление большинства самолетных двигателей сводится к их пуску и остановке. Пуск в большинстве случаев безреостатный, за исключением пуска некоторых преобразователей, мотор-генераторов и стартеров.

Электродвигатели небольшой мощности включаются прямо в сеть через однополюсный выключатель (рис. 8.4, а). Если управ-

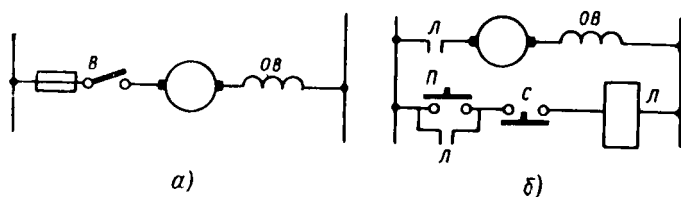


Рис. 8.4. Схемы включения двигателей:  
а—выключателем; б—магнитным пускателем

ление двигателями осуществляется дистанционно, то включение их происходит через контактор (магнитный пускатель) (рис. 8.4, б). Включение контактора осуществляется с помощью кнопок или выключателей нажимного или перекидного действия.

В схеме рис. 8.4, б блокировочный контакт линейного контактора  $Л$  шунтирует кнопку пуска  $П$ , благодаря чему после нажатия при пуске кнопки и срабатывания линейного контактора кнопку можно отпустить. Цепь останется замкнутой до тех пор, пока не будет нажата кнопка стопа  $С$ .

Если в системе необходимо предусмотреть торможение (для точной остановки), то включают электромагнитные тормозные устройства или муфты сцепления и торможения.

### § 8.4. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РЕВЕРСИВНЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Как уже было отмечено ранее, в авиационных приводах наибольшее распространение получили электродвигатели постоянного тока с последовательным возбуждением. Поэтому электродвигатели небольшой мощности (до 200 вт) включаются в сеть непосредственно с помощью нажимного или перекидного переключателя, как это показано на рис. 8.5, а.

В случае использования концевых выключателей или муфт сцепления, эти элементы включаются непосредственно в цепь двигателя (рис. 8.5, б). Обычно такое включение используется в схемах дистанционного управления силовой установкой, а также для управления триммерами элеронов, заслонками масляного радиатора, приводом посадочных фар и другими самолетными механизмами. Если необходимо устанавливать сигнальные лампы, указывающие какое-либо положение исполнительного механизма, то в схеме

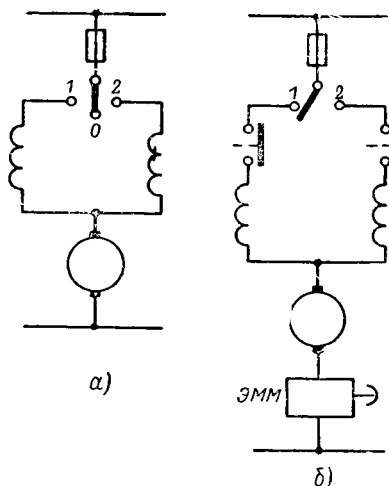


Рис. 8.5. Схемы включения реверсивного двигателя с последовательным возбуждением:

а—без концевых выключателей; б—с концевыми выключателями и электромагнитной муфтой в главной цепи

ионный двигатель. Для управления используется кнопка и перекидной переключатель типа ПП-45. Чтобы привести механизм переключателя скоростей нагнетателя в действие в этой схеме перекидной переключатель достаточно поставить в соответствующее положение, а затем нажать кнопку. Включение кнопки в схеме последовательно с перекидным переключателем исключает возможность длительного включения электромеханизмов. После того как механизм займет крайнее положение, концевой выключатель, встроенный в электромеханизм, отключит двигатель. Часто концевые выключатели ставятся непосредственно на исполнительный механизм (закрылки, шасси и т. д.). При подходе исполнительного механизма в крайнее положение они отключают двигатель.

В тех случаях, когда выходной вал исполнительного механизма поворачивается на угол, больший  $360^\circ$ , концевые выключатели приходится собирать в отдельное устройство, описанное раньше (см. рис. 7.14).

предусматриваются соответствующие проходные, либо концевые выключатели для включения этих ламп.

На рис. 8.6 приведена схема управления механизма триммера УТ-1 со встроенными в механизм концевыми и проходными выключателями. Проходной выключатель замыкает цепь сигнальной лампы, когда триммер находится во взлетном положении. Подобная схема применялась также в механизме автомата пикирования АП-1.

На рис. 8.7 приведена схема управления переключателем скорости нагнетателя при помощи механизма УН-1. В отличие от предыдущей схемы здесь управление осуществляется двумя электродвигателями, установленными по одному на каждый авиа-

Для включения более мощных реверсивных двигателей используются контакторы. В таких схемах управления перекидные или нажимные переключатели, а также концевые выключатели устанавливаются в цепях управления, а контакторы — в силовых цепях двигателей. Подобные схемы управления (рис. 8.8) весьма

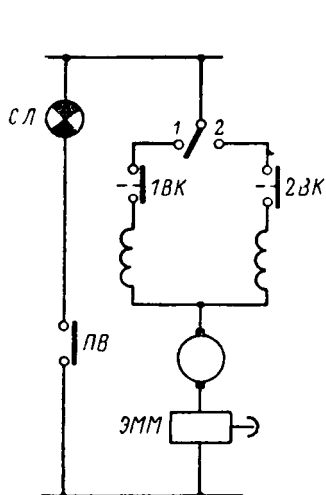


Рис. 8.6. Схема управления двумя механизмами УТ-1

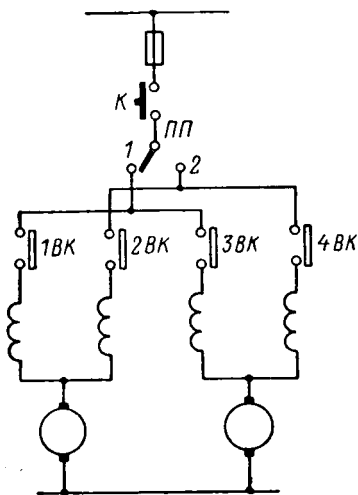


Рис. 8.7. Схема управления двумя двигателями нагнетателя

широко применяются на самолетах. Примерами могут служить приводы створок капота и система автоматического управления маслорадиаторной заслонкой и др.

На рис 8.9 изображена схема, с помощью которой осуществляется динамическое торможение двигателя последовательного возбуждения. Такие схемы включения электродвигателей используются в приводах шасси, электроприводе иглы реактивного двигателя и в других механизмах. Специальный контактор типа РРТ-40 (см. рис. 7.12), используемый в этой схеме, обеспечивает переход двигателя в динамическое торможение при отключении его от сети.

## § 8.5. ПРИНЦИП АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПУСКОМ, ТОРМОЖЕНИЕМ И РЕВЕРСОМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Автоматическое управление электроприводом должно обеспечивать осуществление заданного режима работы машины. Из пусковой диаграммы двигателя с трехступенчатым пуском (см. рис. 8.10) видно, что при заданном режиме пуска переключение сопротивлений можно делать либо в определенные моменты времени ( $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ ), либо при определенных скоростях ( $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega_3$ ), либо при определенных значениях тока ( $I_1$ ;  $I_2$ ). Отсюда, следовательно,

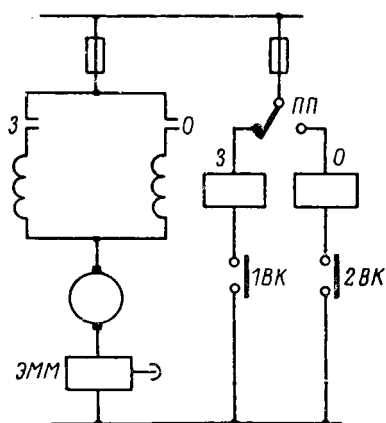


Рис. 8. 8. Схема управления двигателем мощностью более 200 вт

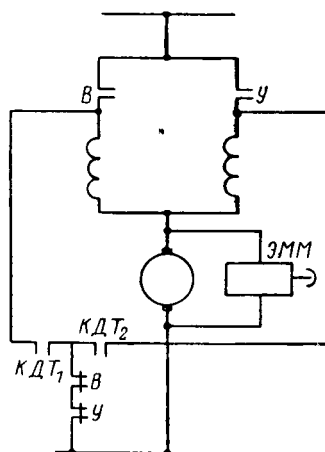


Рис. 8. 9. Схема динамического торможения двигателя с последовательным возбуждением и с использованием перекидного контактора РРТ-40 с контактами КДТ и КДТ2

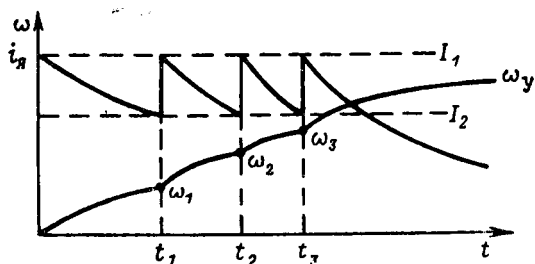


Рис. 8. 10. Пусковая диаграмма двигателя

можно сделать вывод, что последовательность операции по управлению двигателем может быть функцией времени, скорости или тока. Кроме того, такие операции могут быть функцией пути, ускорения и др.

### § 8.6. ПУСК ДВИГАТЕЛЕЙ В ФУНКЦИИ ВРЕМЕНИ

Как следует из диаграммы (рис. 8.10), шунтирование пусковых сопротивлений контактами должно происходить после включения двигателя в сеть спустя время  $t_1$ ;  $t_2$  и  $t_3$ . Обычно выдержка времени выбирается после того, как на основании расчета переходных процессов определено время разгона двигателя от начального положения ( $\omega=0$ ) до скорости  $\omega_1$ , от скорости  $\omega_1$  до скорости  $\omega_2$  и т. д.

Для линейной характеристики динамического момента в функции скорости на основании формулы (3.5) можно определить время разгона двигателя, например, от скорости  $\omega_1$  до  $\omega_2$ :

$$t_{12}=t_2-t_1=J \frac{\omega_2-\omega_1}{M_{d1}-M_{d2}} \ln \frac{M_{d1}}{M_{d2}}.$$

Время выдержки реле  $t_{\text{реле}}=t_{12}-t_{\text{соб.вр}}$ , где  $t_{\text{соб.вр}}$  — собственное время срабатывания реле.

Если время разгона невелико, можно применить электромагнитное реле времени, а если оно велико — реле других типов. В авиационной практике для больших выдержек часто применяют реле времени с приводом от электродвигателя.

На рис. 8.11, а и б приведены принципиальные схемы запуска двигателей постоянного и переменного токов. Схема управления в функции времени здесь пригодна для обоих двигателей. Разница лишь в том, что линейный контактор  $\mathcal{L}$  для двигателя переменного тока должен быть трехфазным, а контакторы ускорения  $1\mathcal{U}$  и  $2\mathcal{U}$  (рис. 8.11, б) двухфазные. В двигателе постоянного тока (рис. 8.11, а) они однофазные.

После замыкания рубильника  $P$  и подачи напряжения на шины, ток проходит только через обмотки электромагнитных реле  $1PB$  и  $2PB$ . В этом состоянии схема готова к пуску. Пуск осуществляется нажатием пусковой кнопки  $\Pi$ , после чего срабатывает контактор  $\mathcal{L}$ , включая двигатель в сеть через полное пусковое сопротивление. Одновременно с замыканием контактора срабатывают блокировочные контакты  $\mathcal{L}$ . Один из них, замыкаясь, шунтирует кнопку  $\Pi$ , а другой, размыкаясь, разрывает цепь электромагнитного реле времени  $1PB$ , которое приходит в действие. По истечении выдержки времени оно срабатывает и его контакты включают контактор ускорения  $1\mathcal{U}$ .

Когда контактор  $1\mathcal{U}$  работает, блокировочный контакт его, включенный в цепь реле  $2PB$ , разомкнется и обесточит реле  $2PB$ . Реле придет в действие, и после истечения заданного времени зам-

кнет вновь свои контакты. В результате сработает контактор  $2У$  и двигатель подключится на полное напряжение сети.

Рассмотрим схему для пуска двигателя с последовательным возбуждением в функции времени, в которой применено реле времени с электродвигателем (рис. 8.12). Эта схема используется, в частности, для запуска стартера авиационных двигателей. Чтобы запустить электродвигатель стартера  $СД$ , надо включить рубильник

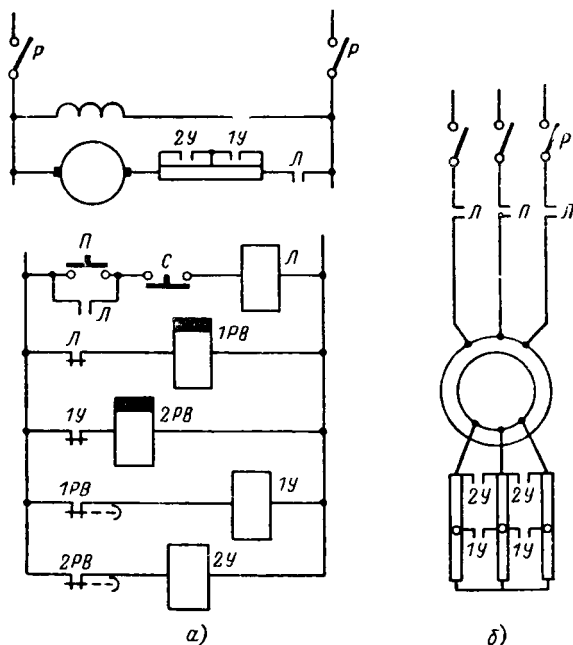


Рис. 8.11. Схемы пуска двигателя постоянного и переменного токов с использованием электромагнитных реле времени

$P$  и нажать пусковую кнопку  $ПК$ . При этом одновременно включается двигатель автомата времени пуска  $АВП$  и сработает блокировочное реле  $P_2$ , служащее для защиты схемы от повторного включения, если схема была во время пуска временно обесточена.

Электродвигатель  $АВП$  приводит во вращение кулачки, замыкающие контакты реле времени. Вначале срабатывает первый кулачок, который разрывает цепь включающей обмотки реле  $P_2$ , однако реле продолжает оставаться включенным благодаря току, проходящему через удерживающую обмотку. После того как второй кулачок замкнет цепь включающей обмотки реле максимальных оборотов  $РМО$ , реле сработает и включит контактор  $Л$ . При этом двигатель  $СД$  через добавочные сопротивления включается в сеть. Включающая обмотка реле  $РМО$  рассчитана так, что при прохождении через нее тока реле срабатывает, но контактор ускорения

[illegible]

тает контактор 2У, двигатель, подключенный прямо к сети, будет увеличивать обороты до тех пор, пока авиационный двигатель сам не включится в работу. В момент включения авиационного двигателя обороты резко возрастают, ток якоря уменьшается (так как растет противо-э. д. с.) и удерживающее магнитное поле реле РМО оказывается теперь не в состоянии удерживать контакты в замкнутом состоянии. В результате электродвигатель отключается.

203

основании расчета переходных процессов привода  $t_1$  и  $t_2$ , соответствующие точкам 2 и 4 (на рис. 6.7). Зная время, передаточное отношение от двигателя *АВП* до кулачков и скорость двигателя *АВП* определяют угол поворота кулачков.

## § 8.7. ТОРМОЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ В ФУНКЦИИ ВРЕМЕНИ

При включении электродвигателя по схеме рис. 8.13, после пуска двигателя, торможение наступит если нажать кнопку стопа *С*. Линейный контактор *Л* при этом отключит двигатель от сети, а замыкающий блокировочный контакт разомкнет цепь обмотки реле времени. Контакты реле времени будут находиться в замкнутом состоянии в течение всего времени выдержки, после чего они размыкаются, разрывая цепь обмотки контактора торможения *Т*. В течение всего времени выдержки контактор *Т* находится под напряжением, а следовательно, контакты его будут замкнуты, благодаря чему к двигателю будет подключена цепь динамического торможения  $R_T$ .

Рис. 8.13. Зависимость процесса торможения от времени (с пуском от магнитного пускателя)

На рис. 8.14, *а* и *б* приведены характеристики двигателя при работе его в режиме динамического торможения.

Рассмотренная схема пуска и торможения двигателей в функции времени имеет следующие достоинства:

1. В схеме могут применяться простые реле времени (электромагнитные).
2. В целом схема управления получается простой и надежной в работе, а потому она и получила широкое распространение в авиации и промышленности.

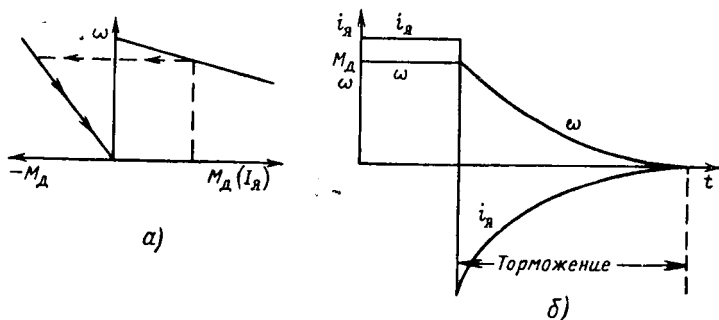


Рис. 8.14. Характеристики двигателя в тормозном режиме (к рис. 8.13)



3. Время пуска двигателя при использовании такой схемы остается постоянным и не зависит от температуры, влажности окружающей среды, изменения статического момента и напряжения сети.

Недостатком схемы является возможность возникновения толчков пускового тока, отличных от расчетного (при изменении статического момента на валу двигателя).

### § 8.8. ПУСК ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ В ФУНКЦИИ СКОРОСТИ

Как уже отмечалось, включение контакторов ускорения можно осуществлять в моменты, когда скорость вращения вала двигателя достигает заданных значений. На практике в электроприводах чаще пользуются косвенным методом измерения скорости, например в двигателях постоянного тока используется э.д.с. двигателя, в двигателях переменного тока — э.д.с. и частота переменного тока в роторе. Настройка контакторов должна быть осуществлена на меньшее напряжение с учетом собственного времени срабатывания контактора.

На рис. 8.15 приведена схема управления двигателем постоянного тока в функции скорости. Так как э.д.с., возникающая в двигателе при вращении, пропорциональна скорости, то контакторы ускорения ( $1У$ ,  $2У$ ) настраиваются на соответствующие напряжения ( $U_{1У}$ ,  $U_{2У}$ ), при достижении которых они срабатывают. Схема работает следующим образом. После подачи напряжения на шины и нажатия кнопки  $П$  срабатывает контактор  $Л$ , замыкает контакты в цепи якоря. Возникает первый толчок тока. При этом напряжение сети распределяется пропорционально сопротивлениям в цепи якоря. Вначале падение напряжения на якоре мало, так как  $r_{\lambda} \ll r_{д1} + r_{д2}$ . Однако по мере увеличения скорости напряжение на якоре возрастает и при напряжении  $U_{1У}$  срабатывает первый контактор  $1У$ , шунтирующий сопротивление  $r_{д1}$ . При дальнейшем увеличении скорости срабатывает контактор ускорения  $2У$  и двигатель выходит на естественную характеристику. Подобный принцип управления применяется в авиации, например, при запуске радиоумформеров, электростартеров, преобразователей и пр.

Характеристики  $e=f(t)$  и  $U=\varphi(t)$  для данной схемы приведены на рис. 8.16.

При использовании двух или более ступеней включения приходится выбирать контакторы на разные напряжения, что, конечно, является недостатком рассмотренной схемы. К другим недостаткам схемы относится то, что с изменением температуры обмоток контакторов меняется внутреннее сопротивление их, причем изменение сопротивления может быть значительным, так как температура окружающей среды самолета меняется в больших пределах. Срабатывание контакторов вследствие этого может происходить не в точках  $U_{1У}$  и  $U_{2У}$ , а в других точках. Это приводит к неодинаковым броскам тока, отличным от заранее рассчитанных. Если на-

пряжение сети будет значительно ниже номинального, то запуск двигателя полностью может не осуществиться (в условиях авиации этот случай возможен). Поэтому, несмотря на ряд достоинств

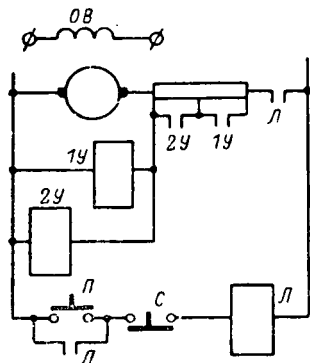


Рис. 8.15. Схема пуска двигателя в функции скорости

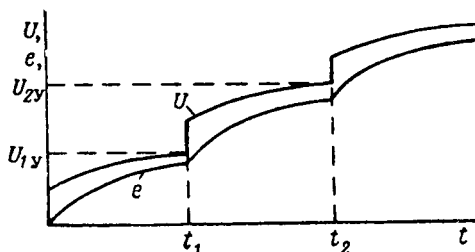


Рис. 8.16. Характеристики двигателя

схемы, к которым следует отнести простоту, надежность и дешевизну ее, указанная схема широкого применения в авиации не получила.

## § 8.9. ТОРМОЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ В ФУНКЦИИ СКОРОСТИ

Принцип управления двигателями в функции скорости получил значительное распространение при использовании автоматического управления динамическим торможением и торможением противовключением. Рассмотрим схему управления двигателем с независимым возбуждением в функции скорости при динамическом торможении (рис. 8.17). После нажатия пусковой кнопки Л и выхода двигателя на естественную характеристику в цепи управления оказываются замкнутыми линейный контактор Л, контактор ускорения У и разомкнут размыкающий блокировочный контакт Л в цепи реле торможения РТ.

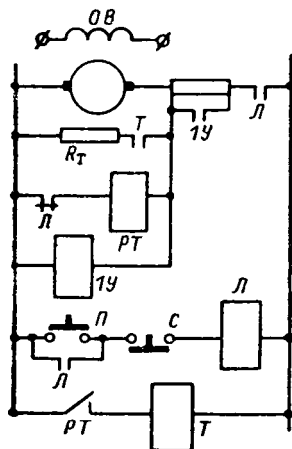


Рис. 8.17. Схема изменения скорости при пуске и торможении двигателя

Для перевода двигателя в режим динамического торможения достаточно нажать стоп-кнопку С. В этом случае линейный контактор Л отключает двигатель от сети, а блокировочный контакт Л замыкает цепь реле торможения РТ. При этом реле РТ срабатывает, замыкая контакты в цепи включения контактора торможения.

Для перевода двигателя в режим динамического торможения достаточно нажать стоп-кнопку С. В этом случае линейный контактор Л отключает двигатель от сети, а блокировочный контакт Л замыкает цепь реле торможения РТ. При этом реле РТ срабатывает, замыкая контакты в цепи включения контактора торможения.

ния  $T$ , что приводит к срабатыванию этого контактора. Двигатель переходит при этом в режим динамического торможения. По мере того, как двигатель будет снижать обороты, его э. д. с. уменьшается и при некотором значении скорости (э. д. с.) реле  $PT$  разомкнет контакты, что приведет в конечном итоге к отключению контактора  $T$  и прекращению динамического торможения.

Торможение будет более эффективным, если напряжение отпущения реле торможения будет мало, т. е. необходимо, чтобы коэффициент возврата этого реле был как можно меньше (0,10—0,15).

## § 8.10. ПУСК ДВИГАТЕЛЯ В ФУНКЦИИ ТОКА

На рис. 8.18 изображена схема пуска двигателя в функции тока. Здесь последовательно с якорем соединено реле ускорения  $ПУ$ , через токовую обмотку которого протекает ток якоря. При значении тока якоря  $I_2$  и ниже реле замыкает свои контакты. Схема работает следующим образом. После нажатия кнопки пуск  $\Pi$  и срабатывания линейного контактора  $\mathcal{L}$  двигатель подключается к сети. Происходит первый бросок тока до значения  $I_1$  (см. рис. 8.10). При этом реле  $ПУ$  размыкает все свои контакты. По мере увеличения числа оборотов двигателя ток якоря уменьшается. При достижении током величины  $I_2$  реле отпускает контакты, которые при этом замыкаются. В результате цепь контактора ускорения  $1У$  оказывается под напряжением. Контактор ускорения  $1У$  срабатывает и переключает двигатель на меньшее сопротивление. В этом случае происходит новый бросок тока до значения  $I_1$  и т. д.

Таким образом, поочередно срабатывают все контакторы ускорения и работа двигателя переходит на естественную характеристику.

Управление в функции тока можно осуществлять не только в двигателях постоянного тока, но и в двигателях переменного тока с контактными кольцами. Только здесь реле ускорения включается в одну из фаз цепи ротора. Преимущество запуска в функции тока заключается в том, что работа реле не зависит от температуры катушки реле и контакторов. Недостатком схемы является то, что

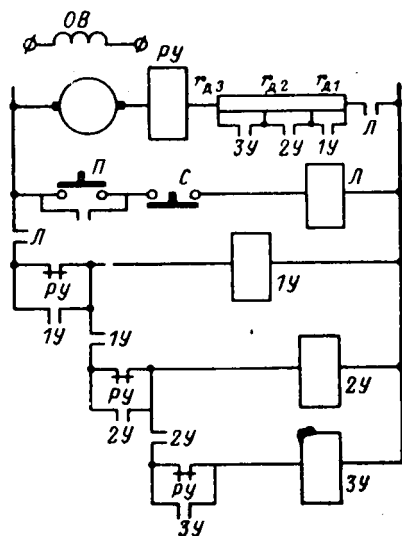


Рис. 8.18. Зависимость тока при пуске двигателя

время пуска зависит от момента сопротивления, и при возрастании последнего возрастает и время пуска.

В функции тока можно осуществлять и торможение двигателей.

## § 8.11. СХЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Пуск асинхронных короткозамкнутых двигателей осуществляется с помощью трехфазного контактора. Цепь обмотки управления контакторов питания от сети 24 в, однако возможно осуществить управление и на переменном токе.

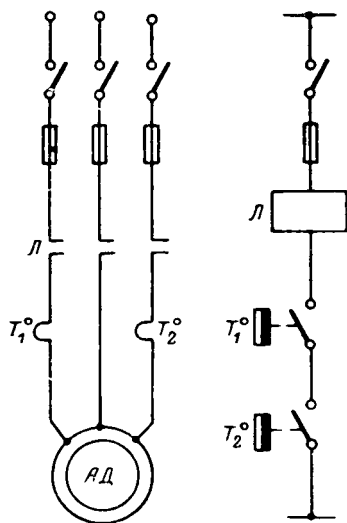


Рис. 8.19. Схема управления асинхронным двигателем

На рис. 8.19 приведена схема управления короткозамкнутым асинхронным двигателем (АД). В двух фазах питания его включены нагревательные элементы теплового автомата, которые обеспечивают защиту двигателя от перегрева. Тепловые автоматы предохраняют двигатель от перегрева при длительных нагрузках. Принцип управления прост и не требует специального пояснения. Следует лишь только отметить, что последующий пуск двигателя при срабатывании тепловых автоматов может произойти только после того, как автомат вновь замкнет свои контакты. Поэтому если он с самовозвратом, то цепь замыкается автоматически через некоторое время, а если с ручным возвратом, то автомат надо включить рукой.

При кратковременном режиме работы двигателя вместо тепловых реле устанавливается максимальная токовая защита, а иногда максимальное реле в сочетании с реле времени.

Если цепь управления питается от той же сети, что и двигатель, то можно осуществить так называемую нулевую защиту. Принцип ее заключается в том, что при понижении напряжения ниже заданного значения, линейный контактор срабатывает, контакты его размыкаются и двигатель отключается от сети.

Управление нереверсивными асинхронными двигателями широко применяется в авиации, в частности, для приводов помп, для раскрутки колес перед посадкой самолета и в других случаях. Реверсивные схемы управления асинхронными двигателями (рис. 8.20) используются или могут использоваться там, где раньше использовались реверсивные двигатели постоянного тока, если не оговариваются какие-либо условия, не позволяющие применять асинхронные двигатели (величина пускового момента и др.).

Для реверса трехфазного асинхронного двигателя достаточно поменять местами любые два провода из трех, подходящих к обмотке статора. Если пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором осуществляется через добавочные сопротивления (активные или реактивные), включаемые в цепь статора, то управление двигателем может быть осуществлено по одному из принципов, рассмотренных ранее.

На рис. 8.21 приведена схема пуска такого двигателя. Активные сопротивления включены в каждую фазу цепи питания его; вместо активных сопротивлений можно использовать дроссели.

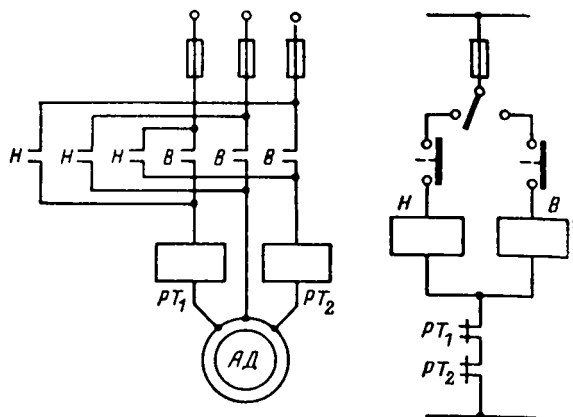


Рис. 8.20. Схема реверсирования асинхронного двигателя

Управление сводится к следующему. При нажатии пусковой кнопки включается контактор  $\mathcal{L}$  и двигатель подключается через сопротивления к сети. Одновременно включается реле времени, которое после выдержки замкнет свои контакты в цепи обмотки контактора ускорения  $\mathcal{U}$ . Контактор  $\mathcal{U}$  сработает, подключая асинхронный двигатель на полное напряжение сети.

Для осуществления динамического торможения обмотка статора двигателя подключается к источнику постоянного тока либо непосредственно, либо через выпрямительный блок. Одна из схем показана на рис. 8.22. Работа схемы заключается в следующем: после нажатия пусковой кнопки двигатель подключается к сети, а реле  $\mathcal{PDT}$  — к источнику постоянного тока. Для осуществления динамического торможения нажимают кнопку  $\mathcal{C}$ . Двигатель отключается от сети, и в результате срабатывания контактора торможения  $\mathcal{T}$  обмотка статора подключается к источнику постоянного тока. Происходит динамическое торможение, которое продолжается до тех пор, пока после размыкания блокировочного контакта  $\mathcal{L}$  реле  $\mathcal{PDT}$  не отсчитает положенное время. По истечении

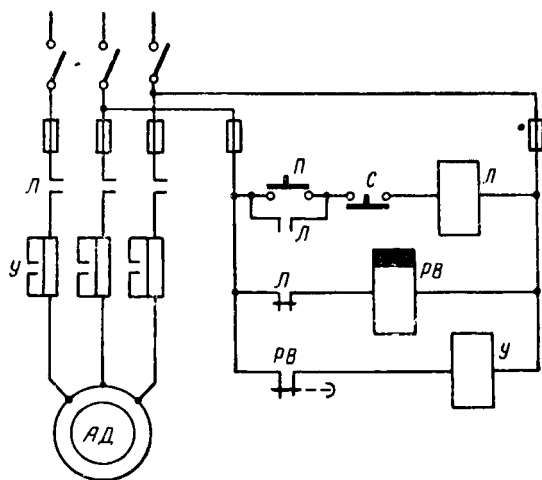


Рис 8.21. Схема управления пуском асинхронного двигателя

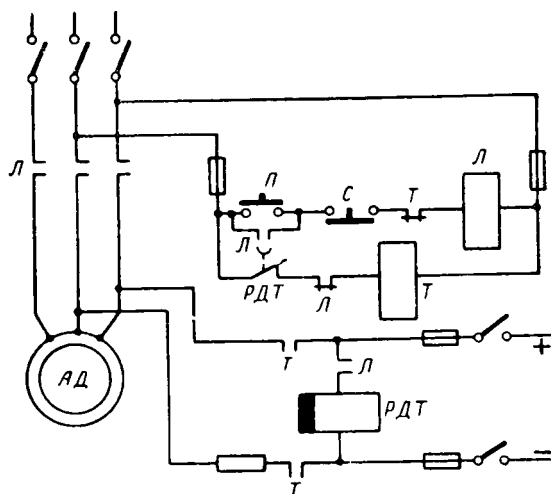


Рис. 8.22. Схема управления пуском и динамическим торможением асинхронного двигателя

выдержки времени контактор  $T$  разрывает цепь постоянного тока и торможение прекращается.

В асинхронных двигателях, так же как и в машинах постоянного тока, можно применять для торможения электромагнитные муфты сцепления или тормоза с электромагнитным управлением. В этих случаях обмотки муфт сцепления и электромагнитов тормозов включаются в цепь управления.

## **§ 8.12. УПРАВЛЕНИЕ ПРИВОДОМ ШАССИ**

Рассмотрим более подробно управление приводом шасси. Известно, что большинство современных самолетов имеют убирающиеся шасси. Для уборки шасси применяются электрические, гидравлические и пневматические приводы или сочетания указанных приводов. В электрических приводах чаще всего используют двигатели с последовательным или смешанным возбуждениями. Длительность работы механизма для уборки шасси не превышает одной минуты (для тяжелых самолетов). Так как стойки шасси бывают достаточно массивными, то желательно предусмотреть механические или электрические тормозные устройства, которые обеспечат точную остановку исполнительного механизма при подходе шасси к крайнему положению. Отсутствие подобных устройств из-за значительной кинетической энергии якоря и конструкции стойки может привести к механическим повреждениям. Точно так же повреждения могут возникнуть из-за отказа концевых выключателей вследствие того, что электродвигатель не отключится и не затормозится. Для предотвращения поломок механизма уборки шасси привод снабжается фрикционной муфтой.

## **§ 8.13. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ГРУППОВОЙ ПРИВОД МЕХАНИЗМОВ УБОРКИ ШАССИ**

Этот привод имеет один общий электродвигатель как для главных колес, так и для носового колеса. Система в этом случае получается самотормозящейся, благодаря чему исключается необходимость в специальных механизмах для фиксации стоек.

Принципиальная схема группового привода шасси приведена на рис. 8.23. Особенность этой схемы заключается в том, что концевые выключатели устанавливаются лишь у одной из стоек, и при подходе стоек к крайним положениям двигатель отключается. В схеме используется динамическое торможение в сочетании с механическим тормозом с электромагнитным управлением. Для перевода привода в режим динамического торможения в схеме используется спаренный контактор типа РРТ-40.

Работа схемы происходит следующим образом. Для уборки шасси переключатель необходимо поставить в положение  $У$ , при котором срабатывает контактор  $У_2$ . Двигатель при этом подключается к сети и одновременно контакт  $КДТ_2$ , механически сброкированный с контактами  $У_2$ , замкнет свои контакты. После того как

жение в схеме осуществляется электромагнитным тормозом (ЭМТ). Когда при достижении критической скорости напряжение на двигателе становится равным нулю, тормоз приходит в действие. В схеме предусмотрена также световая и звуковая сигнализация в случае, если самолет пойдет на посадку с невыпущенными шасси. Концевой выключатель  $BK_3$  размыкается, когда шасси выпущено, а контакты сектора газа  $СГ$ , механически связанные с сектором газа, замыкаются при выключении газа.

Более сложная схема выпуска шасси получается при индивидуальном приводе шасси.

Этот вид привода отличается от предыдущего тем, что на каждую стойку предусмотрен свой отдельный электромеханизм.

212



ных редукторов, суммирующего дифференциального привода, фрикционной муфты и ручного привода.

Как видно из принципиальной схемы, вал электродвигателя соединен с электромагнитной муфтой сцепления. Включение этой муфты осуществляется одновременно с включением электродвигателя. При срабатывании муфты вращающий момент передается через выходную шестерню на редуктор. От верхнего (на схеме) электродвигателя передача вращающего момента на выходной вал

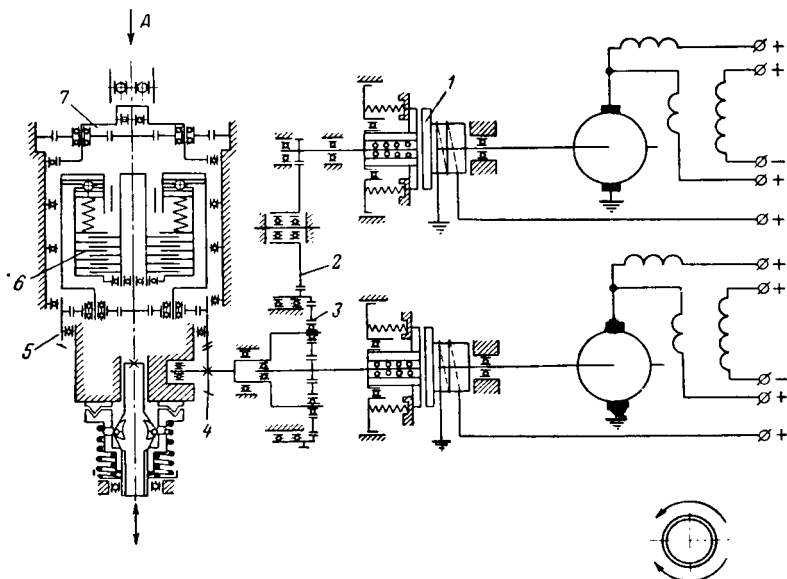


Рис. 8.24. Электрокинематическая схема механизма МПШ-18 повышенной надежности

осуществляется через промежуточную шестерню, а затем через первую ступень планетарного редуктора. На этот же планетарный редуктор передается момент и от второго, нижнего, двигателя. Выходная часть этой ступени заканчивается конической шестерней, которая передает движение через вторую коническую шестерню на фрикционную муфту и далее через планетарную передачу на выходной вал.

Использование двух двигателей в данной системе (впрочем, как и в других, подобных ей) связано с тем, что в ответственных механизмах необходимо предусмотреть возможность отказа основного двигателя. На этот случай и существует второй, аварийный двигатель. В данном случае, правда, оба двигателя являются основными двигателями, но если один из них выйдет из строя, то работоспособность агрегата при этом не нарушится. Так как момент сопротивления  $M_c$  во всех случаях остается неизменным, то при

работе одного двигателя время срабатывания увеличивается в два раза по сравнению с временем срабатывания при одновременно работающих двух двигателях. В механизме МПШ-18 предусмотрен также и ручной привод на случай выхода из строя обоих двигателей (обрыв цепи питания и т. п.).

На рис. 8.25 показана схема управления приводом шасси и створок. Позиции переключающих и коммутирующих устройств соответствуют положению, когда стойка выпущена. Управление при-

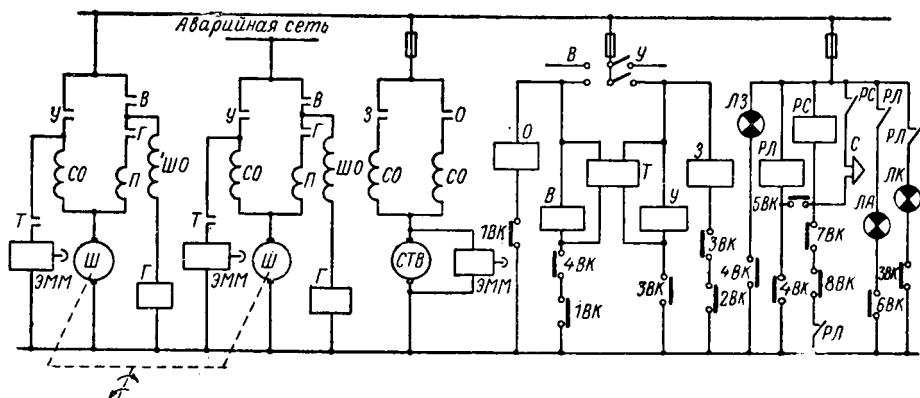


Рис. 8.25. Принципиальная электрическая схема управления приводом шасси и створок:

Ш—электродвигатель шасси; СТВ—электродвигатели створок; В—контактор выпуска шасси; У—контактор уборки шасси; З—контактор закрытия створок; О—контактор открытия створок; 1ВК—концевой выключатель открытого положения створок; 2ВК—концевой выключатель закрытого положения створок; 3ВК—концевой выключатель убранного положения стойки; 4ВК—концевой выключатель выпущенного положения стойки; 5ВК—задний концевой выключатель на секторе газа; 6ВК—концевой выключатель выпущенного положения антенны; 7ВК—передний концевой выключатель на секторе газа; 8ВК—концевой выключатель убранного положения щитков; ЭММ—электромагнитная муфта; ШО—параллельная обмотка двигателя; СО—последовательная обмотка двигателя; П—пусковая обмотка двигателя; ЛЗ—лампа зеленая; ЛК—лампа красная; РС—реле сирены; РЛ—реле ламповой сигнализации; С—сирена

водом осуществляется следующим образом. При установке переключателя в положение У замыкается цепь обмотки контактора У и реле Т через концевой выключатель 3ВК. В этом случае одновременно включаются два двигателя уборки шасси и все электромагнитные муфты. В результате стойка шасси постепенно убирается на место и в конце своего пути вызывает, с одной стороны, отключение концевой выключателя 3ВК в цепи управления стойкой шасси и, с другой стороны, замыкание концевой выключателя 3ВК в цепи управления створками и в цепи сигнальной лампы (ЛК).

При замыкании 3ВК срабатывает контактор З и двигатель закрытия створок приходит во вращение, закрывая створки. Как только створки достигнут крайнего положения, срабатывает концевой выключатель 2ВК и двигатель створок отключается. Когда стойка шасси отходит из выпущенного положения, замыкаются

контакты *4ВК* в цепи контактора *В* и реле ламповой сигнализации *РЛ*. Реле *РЛ* срабатывает, контакты его замыкаются, зажигая красную лампу (*ЛК*). Если в этом положении шасси (убранном) сектор газа авиационного двигателя передвинуть в сторону уменьшения газа, то контакты *5ВК* замыкаются и включаются реле *РС* и звуковая сирена, предупреждая экипаж о невыпущенном шасси. Если концевые выключатели *7ВК* и *8ВК* замкнуты (*7ВК* замыкается, когда сектор газа переводят в переднее положение, а *8ВК* замкнут, когда щитки убраны) и реле *РЛ* замкнуто, то экипаж при этом предупреждается о невозможности попытки взлета с убранными щитками. Кроме того, схема сигнализации работает при выпущенном положении антенны и выпущенном шасси. В этом случае зажигается лампа сигнализации, указывающая о выпущенном положении антенны, и экипаж предупреждается о невозможности посадки с выпущенной антенной.

Выпуск шасси производится после того, как двухполюсный переключатель устанавливают в положение *В* (выпуск). Порядок выполнения команды таков: вначале открываются створки, так как концевой выключатель *1ВК* в цепи обмотки контактора *О* будет замкнут, и после полного их открытия вступает в действие привод шасси. Работу его не трудно проследить по схеме. Однако здесь следует иметь в виду, что при уборке шасси двигатели работают с последовательным возбуждением, а при выпуске — со смешанным возбуждением. Это объясняется тем, что при выпуске может иметь место случай, когда момент стойки шасси будет суммироваться с моментом двигателя. Чтобы удержать систему от чрезмерно большой скорости выпуска и применяется смешанное возбуждение (пусковая обмотка *П* и параллельная обмотка *ШО*). Для повышения надежности действия схемы последовательно с параллельной обмоткой электродвигателя включается обмотка контактора *Г*. В случае обрыва этой цепи контактор *Г* разрывает цепь двигателя, он обесточивается и затормаживается, тогда как второй электродвигатель через свой редуктор продолжает работу на выпуск шасси.

На рис. 8.25 изображена схема управления одним двигателем шасси; управление вторым двигателем, аналогичное первому, не приведено полностью, однако на схеме показано, к каким клеммам необходимо подключить аналогичные цепи управления двигателя (*В* при выпуске и *У* — при уборке). Цепь управления двигателем створок описывалась ранее на рис. 8.25.

На рис. 8.26 приведена принципиальная схема управления приводом шасси (*МПШ*) на переменном токе. Управление приводом створок (*МСШ*) аналогично управлению приводом шасси и на схеме не показано. Оба механизма *МПШ* и *МСШ* имеют, как и в предыдущем случае, два электродвигателя на каждый механизм. Оба двигателя включаются одинаково, а поэтому на рис. 8.26 приведена схема управления только для одного двигателя *МПШ*. Предусмотрено питание двигателей как от основной сети перемен-

ного тока, так и от аварийной. Цепь управления имеет основное и аварийное питание от сети постоянного тока напряжением 28 в. При работе двигателя от основной сети электромагнитная муфта питается от основной сети цепи управления через замыкающие контакты реле 17, 18 и 19. Обмотки этих реле питаются через трансформаторы тока и выпрямители. В случае обрыва одного провода, подключенного к статору двигателя, электромагнитная муфта от-

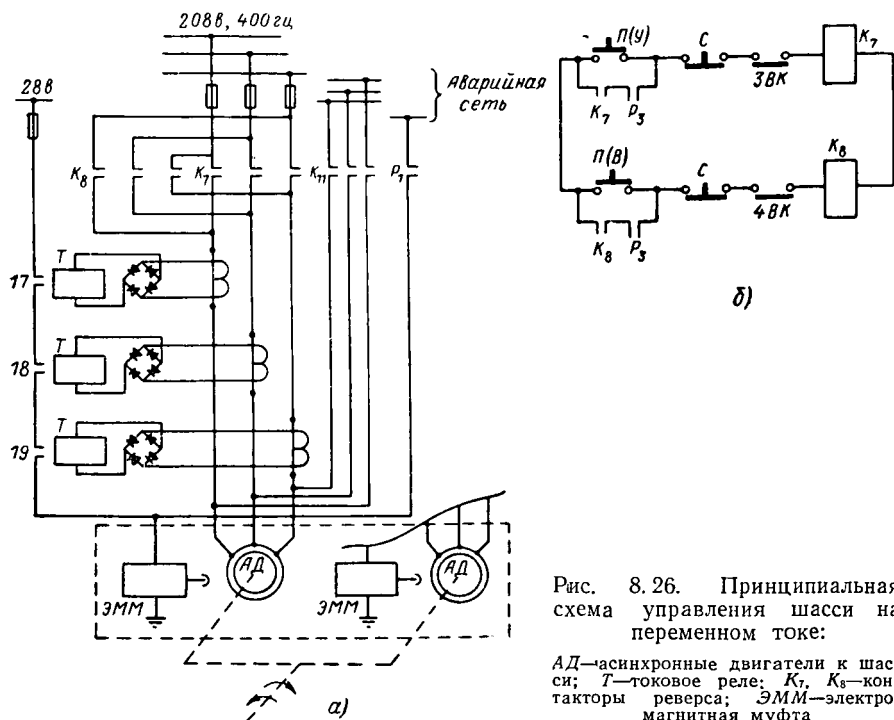


Рис. 8.26. Принципиальная схема управления шасси на переменном токе:

АД—асинхронные двигатели к шасси; Т—токовое реле;  $K_7$ ,  $K_8$ —контакты реверса; ЭММ—электромагнитная муфта

ключит этот двигатель от механизма. Двигатель, если он уже вращался, будучи включенным на 2 фазы, будет продолжать вращаться и далее (при  $M_c \approx 0$ ). Исполнительный механизм под действием момента, развиваемого вторым двигателем, полностью отработает программу, но за более продолжительное время. Очередной пуск можно осуществить после устранения обрыва провода, в противном случае двигатели могут сгореть. Во избежание этого в схеме необходимо предусмотреть специальную защиту двигателя от обрыва провода. Например, параллельно обмотке электромагнитной муфты включить обмотку реле защиты РЗ (на схеме не показана), замыкающие контакты которого включить в цепь управления, как показано на рис. 8.26, б (часть схемы). В случае обрыва одного провода двигатель отключится сразу. При повторном нажатии

кнопки  $P(U)$  или  $P(B)$  двигатель подключится к сети на две фазы и будет находиться под током до тех пор, пока будет нажата кнопка. При отпускании же кнопки двигатель отключится, что укажет об обрыве цепи. При исправной цепи достаточно кратковременного нажатия кнопки и двигатель будет подключен к сети на все время работы, до тех пор пока не сработает концевой выключатель. Возможны принципиально, разумеется, и другие схемные решения.

#### § 8.15. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЗМОВ

Существует большое количество электромеханизмов, отличающихся между собой, не только по назначению, но и по конструкции, а также по характеристикам, по роду движения выходной оси, по мощности и т. д.

Электромеханизм — очень сложное устройство. Конструктивно он оформлен в единый блок и содержит, кроме электродвигателя, редуктор, фрикционную муфту, электромагнитную муфту сцепления-торможения, программные, сигнальные и защитные и многие другие устройства, обеспечивающие надежное управление самолетом. При этом в одних механизмах часто применяются устройства, отличающиеся от аналогичных устройств других механизмов.

На рис. 8.27 приведен разрез электромеханизма вращательного движения, а на рис. 8.28 — электромеханизм поступательного движения, на которых видны различные узлы и элементы, составляющие единую конструкцию.

Редукторы используются в электромеханизмах как для уменьшения скорости вращения, так и для увеличения момента вращения ведомого вала. В них нашли широкое распространение обычные зубчатые передачи с цилиндрическими шестернями, с передаточным отношением до 6, соосные планетарные передачи внешнего и внутреннего зацепления с  $i=4\div 5$  (рис. 8.29), двойные планетарные передачи с внутренним зацеплением, дифференциально-планетарные передачи (рис. 8.30) с большим передаточным числом и низким к. п. д., червячные передачи с  $i=25\div 30$  и низким к. п. д.

Для преобразования вращательного движения в поступательное используются преимущественно винтовые передачи с углом подъема винтовой линии от  $3^\circ$  до  $7^\circ$ , в зависимости от диаметра винта.

При этом винтовая передача может быть обычной с прямоугольной нарезкой, шариковая с вращающейся гайкой или шариковая с вращающимся винтом. Коэффициент полезного действия у последних может достигнуть 90—95% и мало зависит от угла подъема винтовой линии.

Если угол подъема винтовой линии червяка меньше угла трения, то червячная передача является самотормозящей и к. п. д. ее

будет ниже 50%. Поэтому передача движения от ведомого звена к ведущему в такой системе невозможна.

В системах, где применена несамотормозящаяся передача, возникают опасения, что под действием момента сопротивления исполнительный механизм может прийти в движение. В таких меха-

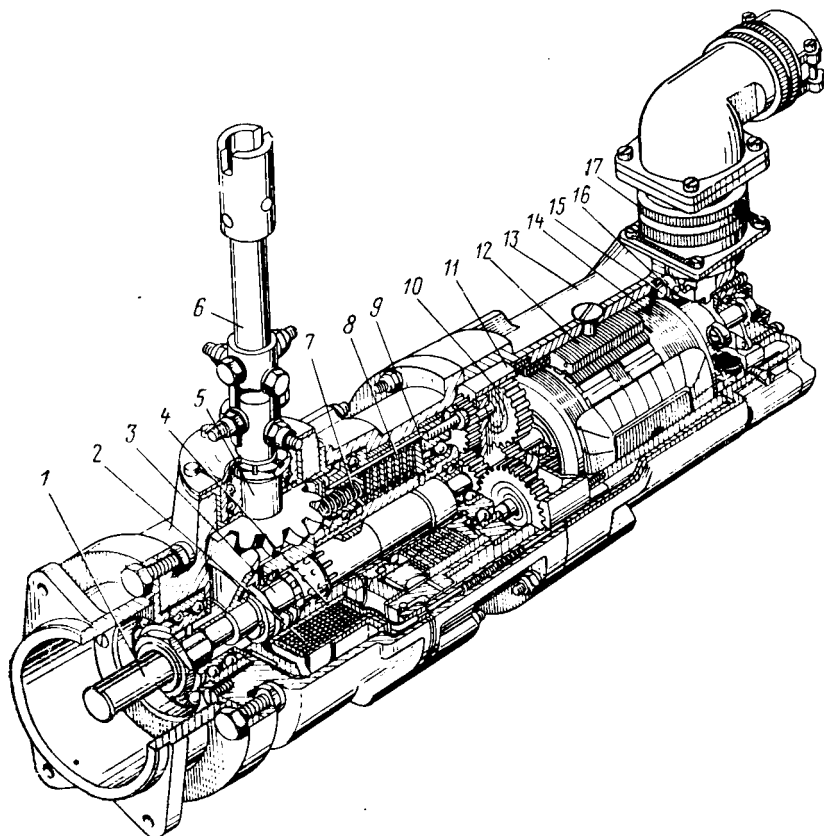


Рис. 8. 27. Электромеханизм привода щитков МПС-1:

1—выходной вал; 2—обмотка муфты; 3—кулачковая муфта; 4—электромагнитная муфта сцепления; 5—дополнительный редуктор; 6—вал аварийной передачи; 7—пружина; 8—фрикционные диски; 9—фрикционная муфта; 10—планетарная передача; 11—редуктор; 12—полюс; 13—электродвигатель; 14—якорь; 15—коллектор; 16—щетки; 17—штепсельный разъем

низмах надо специально предусматривать устройства торможения, обеспечивающие как фиксированную остановку, так и невозможность произвольного движения исполнительного механизма. Часто для таких целей применяют тормоза или комбинированные муфты сцепления-торможения.

Подобная муфта, применяемая в маломощных механизмах, изображена на рис. 12. 3.

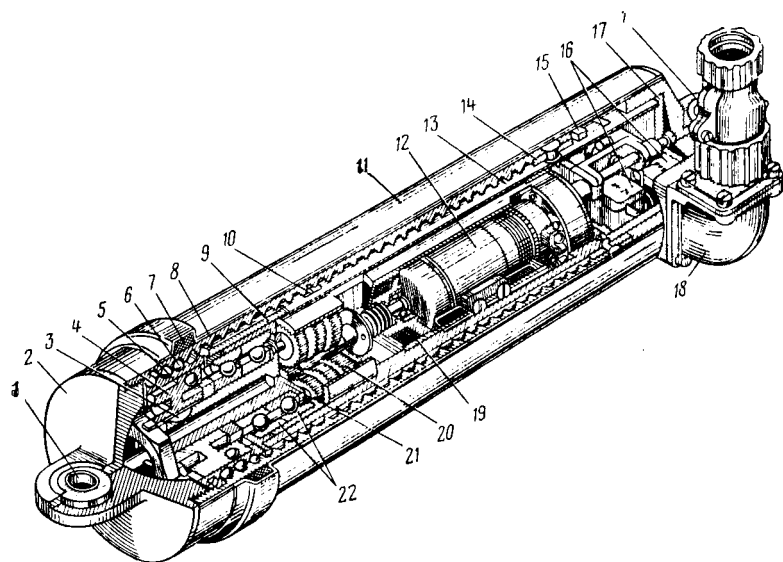


Рис. 8. 28. Электромеханизм МП-100:

1—ушки с шариковыми вкладышами для установки механизма на детальном аппарате; 2—щит; 3—шпонка; 4—вкладыш винта; 5—обойма винта; 6—шарики винтовой передачи; 7—фетровое уплотнение; 8—гайка (шток) механизма; 9—корпус электромеханизма; 10—упор на ленте; 11—кожух механизма; 12—электродвигатель; 13—лента с прорезами; 14—шлицевая втулка; 15—рычаг концевых выключателей; 16—концевой выключатель КВ-6; 17—диск; 18—штепсельный разъем; 19—муфта сцепления торможения; 20—планетарный редуктор; 21—выходной вал редуктора; 22—опорно-упорные шарикоподшипники

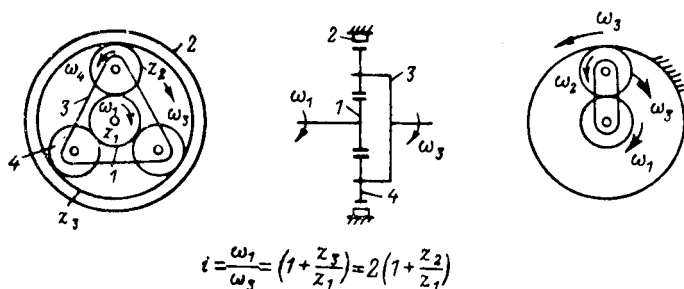


Рис. 8. 29. Схема соосной планетарной передачи с внешним и внутренним зацеплением:

1—солнечное колесо; 2—венец; 3—водило; 4—сателлиты

В качестве тормозного устройства используется, например, дисковый тормоз (рис. 8.31). Такое устройство закрепляется на двигателе с противоположной стороны от редуктора. При этом на вал двигателя 1 насаживается тормозной диск 2. При включении дви-

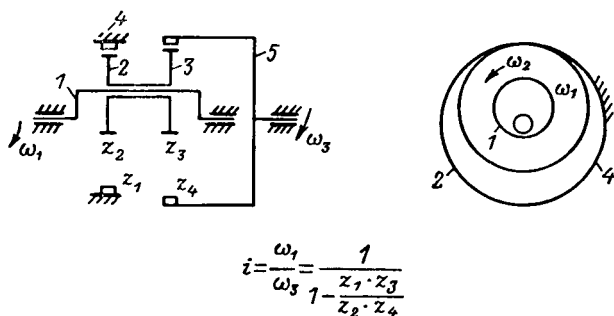


Рис. 8.30. Двойная планетарная передача внутреннего зацепления:

1—эксцентрик (водило); 2 и 3—сателлиты; 4—неподвижный венец; 5—подвижный венец

гателя в сеть одновременно включается обмотка электромагнита 5 дискового тормоза. В этом случае якорь электромагнита 4 перемещается влево, выходит из соприкосновения с тормозным кольцом

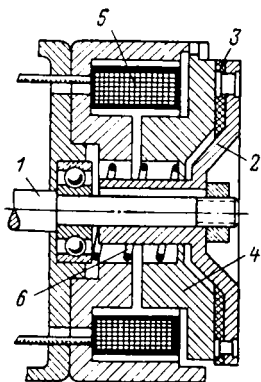


Рис. 8.31. Дисковый тормоз с электромагнитным управлением

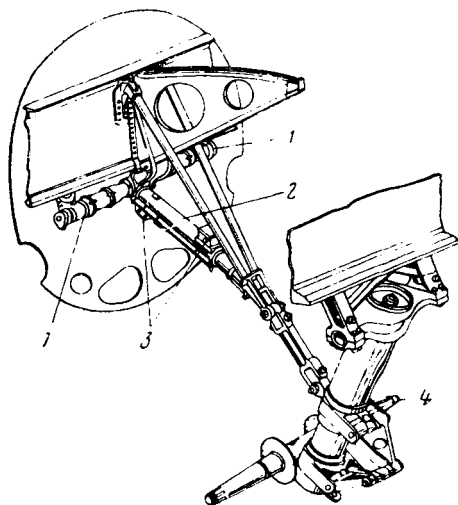


Рис. 8.32. Основная стойка шасси с электро-механизмом:

1—электро-механизм; 2—домкрат—винтовая передача; 3—коробка концевых выключателей; 4—стойка шасси



3, находящимся на диске 2, освобождает диск от зацепления и обеспечивает тем самым двигателю свободное вращение. При выключении двигателя якорь 4 под действием пружины 6 прижимается к тормозному кольцу 3, в результате чего диск 2, а следовательно, и двигатель затормаживаются. Подобные устройства применяются и в механизмах большой мощности.

Для предохранения деталей электромеханизма от повреждений, которые могут возникнуть при заедании механизма, применяются фрикционные муфты. Фрикционная муфта состоит из ведущих и ведомых дисков, прижатых с помощью пружин друг к другу. Если момент сопротивления превысит момент трения дисков, то диски начинают пробуксовывать, сохраняя однако неизменным вращающий момент, передаваемый от ведущего вала к ведомому.

Для предохранения муфты от заклинивания (вследствие нагрева ее), применяются специальные шариковые стабилизаторы (см. § 12.3).

На рис. 8.32 показана кинематическая схема основной стойки шасси, где видно размещение электромеханизма. В приводах большой мощности электромеханизм вращательного движения делают отдельно от винтовой пары (домкрата), а затем их соединяют вместе, как это показано на приведенном рисунке.



## Глава 9

# ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ РЕЛЕЙНО-КОНТАКТНЫХ СХЕМ

### § 9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Наряду с графическим изображением электрических схем в настоящее время все шире внедряется и аналитическая форма записи о включении и работе релейно-контактных схем. Такая форма записей позволяет вести анализ схем, находить различные варианты соединений элементов между собой, при которых обеспечивается равносильность схем, и среди таких равносильностей включе-

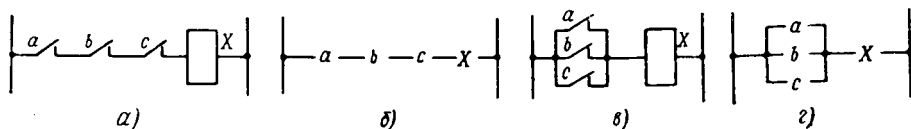


Рис. 9.1. Принципиальные электрические и их структурные схемы:

*а и в*—схемы «И»; *б и г*—схемы «ИЛИ»

ния выбрать для практических целей наиболее удобную схему. Существует и синтез схем, когда на основе условий работы исполнительных элементов находят структурную формулу в виде аналитической функции. Синтез схем — задача более сложная, чем анализ, и требует определенного навыка.

Как синтез, так и анализ основываются на некоторых законах, известных из алгебры логики.

На рис. 9.1 приведены графические изображения различных схем. Из условия включения следует, что исполнительный элемент  $X$  (схема *а*) сработает только тогда, если сработают последовательно соединенные замыкающие контакты  $a$  и  $b$  и  $c$ . Согласно схеме рис. 9.1, *в* исполнительный элемент сработает, если сработает какой-либо из замыкающих контактов  $a$  или  $b$  или  $c$ . Если обратить внимание на форму записи, которая использовалась нами для описания действия контактов схемы при последовательном и парал-

лельном соединении замыкающих контактов, то заметим, что при последовательном соединении контакта  $a$ ,  $b$  и  $c$  соединялись между собой союзом «И», а при параллельном соединении — союзом «ИЛИ». Как и в счетно-решающих устройствах, указанные соединения можно записать в виде так называемой структурной формулы.

Для схемы «И» (рис. 9.1,  $a$ ) структурная формула записи имеет вид

$$F(X) = abc.$$

Структурная схема приведена на рис. 9.1,  $b$ .

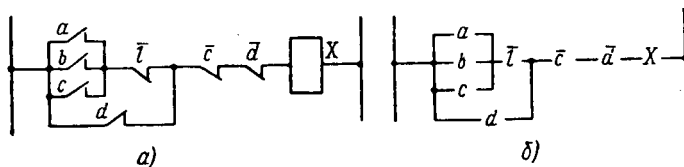


Рис. 9.2. Схемы смешанного соединения:

$a$ —принципиальная электрическая схема;  $b$ —ее структурное изображение

В схемах «ИЛИ» (см. рис. 9.1,  $в$  и  $г$ )

$$F(X) = a + b + c.$$

Для более сложной схемы, такой как схема, приведенная на рис. 9.2, структурная формула будет иметь вид

$$F(X) = [(a + b + c)\bar{d} + d]\bar{c}\bar{d}.$$

Размыкающие контакты будут обозначаться буквой с черточкой наверху.

В общем случае, если исполнительный орган  $X$  включен через контакты  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ... и т. д., которые могут между собой включаться как последовательно, так и параллельно, структурная формула может быть представлена в виде

$$f(X) = f_1(a, b, c, \dots k).$$

Для исполнительного элемента  $Y$  структурная формула будет

$$f(Y) = f_2(a, b, c \dots k) \text{ и т. д.}$$

Так как цепи, структурные формулы которых написаны выше, могут включаться в сеть между собой параллельно, то структурную формулу всей схемы можно записать в следующем виде:

$$F = f_1(a, b, c, \dots k)X + f_2(a, b, c \dots k)Y + \dots$$

или

$$F = \varphi(a, b, c, \dots k; X, Y, \dots W).$$

Малыми буквами обозначают функции, содержащие только контакты, большими буквами ( $F$ ) — как символы контактов, так и исполнительных элементов.

Последнее уравнение позволяет, анализируя схемы, производить алгебраические преобразования и получать в результате ряд равносильных аналитических выражений, которые можно реализовать при составлении схем включения аппаратов.

## § 9.2. ОСНОВНЫЕ ЗАКОНЫ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Четыре основных закона алгебры логики позволяют преобразовать структурные формулы в равносильные. Структурные формулы и схемы этих четырех законов сведены в таблицу.

При внимательном рассмотрении таблицы видно, что, за исключением инверсных законов и распределительного закона умножения (принято называть «сложение относительно умножения»), все остальные законы подчиняются обычным алгебраическим действиям.

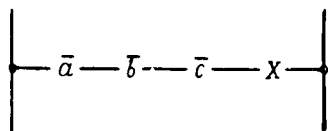


Рис. 9.3. Структурная схема записи по условию несрабатывания

Черта над левой частью в формулах инверсии означает отрицание (обратное значение функции, находящейся под знаком отрицания).

Бывают случаи, когда структурная форма записи составляется по условию несрабатывания.

На рис. 9.3 приведена структурная схема, из которой следует, что при срабатывании контактов  $\bar{a}$ ,  $\bar{b}$  или  $\bar{c}$  исполнительный элемент не работает. В отличие от схем срабатывания (рис. 9.1) для элементов, изображенных на схеме рис. 9.3, союз «И» будет относиться к параллельному соединению, а союз «ИЛИ» к последовательному. В дальнейшем при необходимости описать схему по условию несрабатывания, можно записать ее сначала по условию срабатывания, а затем, воспользовавшись законом инверсии, написать отрицание этой функции. Так, например, для рис. 9.1, в из условия срабатывания структурная формула будет:

$$F(X) = a + b + c.$$

Возьмем отрицание указанной функции

$$\bar{F}(X) = \overline{a + b + c} = \overline{a + (b + c)} = \overline{a + p},$$

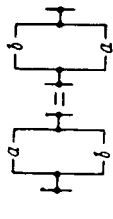
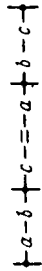
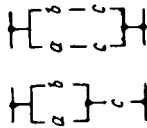
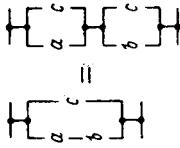
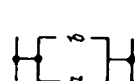
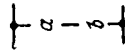
где  $p = b + c$ .

Согласно закону инверсии получим

$$\overline{a + p} = \bar{a} \cdot \bar{p} = \bar{a}(\bar{b} \cdot \bar{c}) = \bar{a}\bar{b}\bar{c},$$

т. е.

$$\bar{F}(X) = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c}.$$

| Законы            | «Сложение»                                           |                                                                                   | «Умножение»                                          |                                                                                                         |
|-------------------|------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|                   | Структурная формула                                  | Структурная схема                                                                 | Структурная формула                                  | Структурная схема                                                                                       |
| Переместительные  | $a + b = b + a$                                      |  | $a \cdot b = b \cdot a$                              |                        |
| Сочетательные     | $(a + b) + c = a + (b + c)$                          |  | $(a \cdot b) \cdot c = a \cdot (b \cdot c)$          |                         |
| Распределительные | $(a + b) \cdot c = ac + bc$                          |  | $ab + c = (a + c)(b + c)$                            |                        |
| Инверсные*        | $a + \overline{b} = \overline{a} \cdot \overline{b}$ |  | $\overline{a \cdot b} = \overline{a} + \overline{b}$ | <br><i>применяется</i> |

\* Закон инверсии в таблицу введен условно. Он не относится к «сложению» или «умножению».

Этому выражению и соответствует схема, приведенная на рис. 9.3.

Введем еще понятие о нуле и единице.

Если замкнутую цепь обозначить единицей, а разомкнутую нулем, то это может дать дополнительные возможности в получении равносильностей. Следует иметь в виду, что  $x \cdot \bar{x}$  всегда равно нулю, так как цепь всегда разомкнута. Простыми рассуждениями можно доказать, что:  $x + \bar{x} = 1$ ;  $x \cdot 1 = x$ ;  $x + 0 = x$ ;  $x + 1 = 1$ ;  $x \cdot 0 = 0$ .

### § 9.3. СИНТЕЗ И АНАЛИЗ РЕЛЕЙНО-КОНТАКТНЫХ СХЕМ

Чтобы создать полную структурную формулу всей цепи, необходимо четко сформулировать условия работы каждого отдельного исполнительного элемента. Это условие для каждого исполнительного элемента записывают в виде аналитической функции, и формулы складывают, если все цепи подключаются к сети параллельно. Полученное общее аналитическое выражение дает возможность на основании законов алгебры логики приступить к анализу схемы. Далее по наиболее удобному (простому) выражению нужно составить сначала структурную, а затем и электрическую схему.

Синтез схем, как уже отмечалось, даже для одноконтурных схем, когда нет промежуточных элементов, требует определенных навыков. Синтез же многоконтурных схем требует специальной подготовки в теории релейно-контактных схем, а потому рассматриваться здесь не будет.

### § 9.4. ПРИМЕР СОСТАВЛЕНИЯ СТРУКТУРНОЙ ФОРМУЛЫ И ЕЕ АНАЛИЗ ДЛЯ ПРИВОДА ПРЕДПОСАДОЧНОЙ РАСКРУТКИ КОЛЕС

Для обеспечения плавной посадки самолета, а также для уменьшения нагрузки на пневматику и стойки шасси, колеса шасси перед посадкой самолета раскручивают, приближая линейную скорость на внешней окружности колеса к посадочной скорости самолета.

При электрической раскрутке колес можно применять как двигатели постоянного, так и переменного тока. Однако желательно применять двигатели с жесткой механической характеристикой, т. е. либо двигатели постоянного тока с параллельным возбуждением, либо переменного — асинхронные. Необходимость применения двигателей с жесткой характеристикой объясняется тем, что скорость раскрутки каждого из колес должна быть одинаковой. Обычно исходя из конструктивных соображений, а также для уменьшения момента инерции вращающихся масс колесо раскручивается одновременно несколькими двигателями, встроенными в колесо. Несмотря на это инерционные массы, приведенные к валу двигателя, остаются большими и в момент раскрутки, длящейся несколько минут, двигателям приходится работать сравнительно в тяжелом режиме (режим пуска).

Возьмем для примера двигатели переменного тока — асинхронные, схема включения которых приведена на рис. 9.4, а. Как пока-

зано на схеме, двигатели подключаются к сети с помощью линейного контактора  $\mathcal{L}$ . Обмотка контактора  $\mathcal{L}$  включена в цепь управления (см. рис. 9.4, б). В цепь управления входят также реле и концевые выключатели:

$BK_1$  — концевой выключатель замыкается при полном выпуске шасси;

$BK_2$  — концевой выключатель, замыкается при выпуске шасси на  $30^\circ$ ;

$BK_3$  — концевой выключатель амортизатора — размыкается в момент, когда самолет касается земли;

$ВП_1$  и  $ВП_2$  — концевые выключатели, связанные с сектором газа ( $ВП_1$  — размыкается при форсированном режиме;

$ВП_2$  — замыкается при малом газе);

$P_1$  — промежуточное реле с двумя обмотками: включающей и удерживающей ( $P_{1BK}$  и  $P_{1УД}$ ).

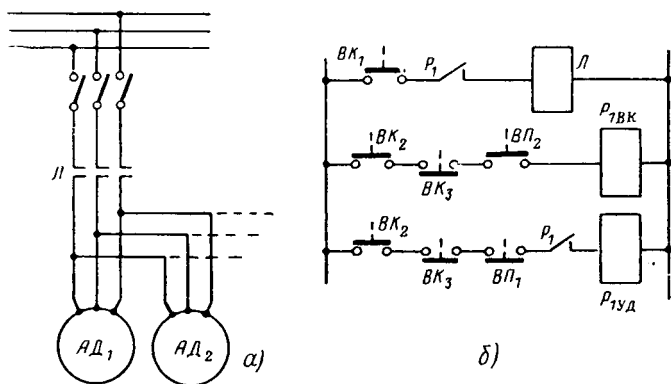


Рис. 9.4. Схема управления асинхронными двигателями для раскрутки колес шасси

Работа схемы сводится к следующему. При выпуске шасси на  $30^\circ$  замыкается концевой выключатель  $BK_2$ , а при полном выпуске замыкается концевой выключатель  $BK_1$ . Если в это время сектор газа перевести на малый газ, то включающая обмотка реле  $P_{1BK}$  окажется под напряжением, реле сработает и замкнет контакты  $P_1$ . В этом случае линейный контактор  $\mathcal{L}$  сработает и подключит асинхронные двигатели к сети. Когда самолет коснется земли, сработает концевой выключатель амортизатора  $BK_3$  и реле  $P_1$  отключит свои контакты, в результате чего линейный контактор  $\mathcal{L}$  и двигатели будут обесточены. Если посадка по каким-либо причинам не состоится и сектор газа переводится на большой газ, то это приведет к размыканию концевых выключателей  $ВП_2$ , а на некоторое время и  $ВП_1$  (в форсированном режиме). В этом случае также произойдет размыкание всей схемы и двигатели раскрутки колес остановятся.

В схеме можно предусмотреть тепловую защиту или реле времени на случай, если время работы двигателей раскрутки колес окажется значительно больше предусмотренного.

Согласно электрической схеме (см. рис. 9.4) и условиям работы для каждой цепи можно написать структурную формулу.

Так как для первой цепи следует, что обмотка контактора  $\mathcal{L}$  сработает тогда, когда сработает замыкающий контакт  $P_1$  и концевой выключатель  $BK_1$ . Откуда

$$F_1 = P_1 \cdot BK_1 \cdot \mathcal{L}.$$

Для второй цепи следует, что включающая обмотка реле  $P_{1BK}$  сработает, если сработает и замкнет свои контакты  $BK_2$  и замкнет свои контакты  $BП_2$  и не сработает  $BK_3$ .

Это условие запишется в виде

$$F_2 = BK_2 \cdot BП_2 \cdot \overline{BK_3} \cdot P_{1BK}.$$

Для третьей цепи вытекает, что удерживающая обмотка реле  $P_{1Уд}$  сработает тогда, когда сработает  $BK_2$  и замыкающий контакт  $P_1$  и не сработает  $\overline{BП_1}$  и  $\overline{BK_3}$ . Откуда следует, что

$$F_3 = BK_2 \cdot \overline{BП_1} \cdot P_1 \cdot \overline{BK_3} \cdot P_{1Уд}.$$

Поскольку все цепи подключаются между собой параллельно, то структурная формула для всей схемы управления будет:

$$F = F_1 + F_2 + F_3,$$

$$F = P_1 BK_1 \cdot \mathcal{L} + BK_2 \cdot BП_2 \cdot \overline{BK_3} P_{1BK} + BK_2 \cdot \overline{BП_1} \cdot P_1 \cdot \overline{BK_3} P_{1Уд}.$$

Из последней записи можно получить еще две равносильные формулы. Вынесем за скобку  $P_1$ , тогда получим

$$F = P_1 (BK_1 \cdot \mathcal{L} + BK_2 \cdot \overline{BП_1} \cdot \overline{BK_3} \cdot P_{1Уд}) + BK_2 \cdot BП_2 \cdot \overline{BK_3} \cdot P_{1BK}. \quad (9.1)$$

Структурная схема этой формулы приведена на рис. 9.5. Если вынести за скобки  $BK_2$  и  $\overline{BK_3}$ , то получим

$$F = P_1 \cdot BK_1 \cdot \mathcal{L} + BK_2 \cdot \overline{BK_3} \cdot (BП_2 \cdot P_{1BK} + P_1 \cdot \overline{BП_1} \cdot P_{1Уд}). \quad (9.2)$$

Запись последней формулы короче, следовательно, такая схема имеет меньшее число контактов. Структурная схема ее представлена на рис. 9.6.

Нетрудно заметить, что последнюю схему можно еще больше упростить за счет объединения контактов  $P_1$ . Структурная схема для этого случая, представленная на рис. 9.7, напоминает букву Н. Такие схемы принято называть мостовыми схемами типа Н (в отличие от ранее рассмотренных схем типа П). Заменяя буквенные обозначения на условные графические обозначения элементов схемы, получим принципиальную электрическую схему управления (см. рис. 9.8).



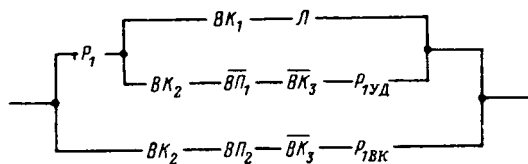


Рис. 9.5. Структурная схема, составленная по формуле (9.1)

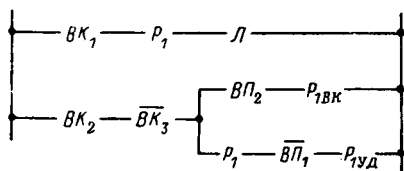


Рис. 9.6. Структурная схема, составленная по формуле (9.2)

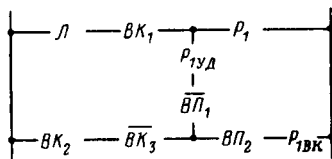


Рис. 9.7. Структурная мостовая схема типа Н

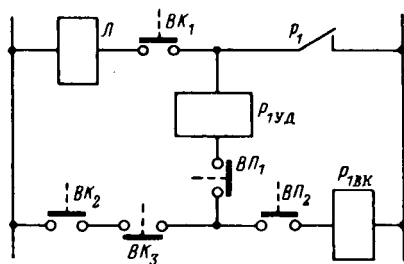


Рис. 9.8. Электрическая схема к рис. 9.7

Структурная формула для схем типа Н не отличается от записи, приведенной выше. При некоторых навыках можно заранее по виду формулы отличать, относится ли эта схема к типу Н. Для этого надо проделать преобразования формулы и вынести за скобки общие коэффициенты. По виду их можно определить, относится ли данная схема к типу Н или только к типу П.

Пользуясь структурной формулой или специальными таблицами включения, можно значительно упростить и сократить длинную словесную запись описания действия схемы.

Так, для рассматриваемого нами примера можно записать:

при выпуске шасси на  $30^\circ$   $BK_2 \rightarrow \overline{BK_2}$ ;

при полном выпуске шасси  $BK_1 \rightarrow \overline{BK_1}$ ;

при переводе сектора на малый газ  $B\Pi_2 \rightarrow \overline{B\Pi_2}$ , только тогда  $F \rightarrow F'$ .

$$F' = \overline{P_1} \cdot \overline{BK_1} \cdot J + \overline{BK_2} \cdot \overline{BK_3} (\overline{B\Pi_2} P_{1BK} + \overline{B\Pi_1} \cdot \overline{P_1} P_{1Y_d}). \quad (9.3)$$

Электродвигатели работают. При касании самолета земли  $F' \rightarrow F''$

$$F'' = P_1 \cdot \overline{BK_1} \cdot J + \overline{BK_2} \cdot BK_3 (\overline{B\Pi_2} P_{1BK} + \overline{B\Pi_1} \cdot P_1 \cdot P_{1Y_d}).$$

Электродвигатели и реле  $P_1$  отключены.

Очевидно, возможна и другая форма записи. Если, например, условиться включенное состояние элемента обозначить знаком «плюс», а выключенное — знаком «минус», то работу схемы описывают при помощи формулы включения. При работающих электро-двигателях:

$$P = P_1 + BK_1 + J + BK_2 + BK_3 + B\Pi_2 + P_{1BK} + \\ + B\Pi_1 + P_1 + P_{1Y_d}, \quad (9.4)$$

при касании самолета земли

$$P' = -P_1 + BK_1 - J + BK_2 - BK_3 + B\Pi_2 - P_{1BK} + B\Pi_1 - P_1 - P_{1Y_d}.$$

Однако такая запись не дает возможности сразу составить структурную схему. Для удобства составления структурной схемы и описания действия ее составляют таблицы включения.

В качестве упражнения рекомендуется составить структурную формулу цепи сигнализации для электропривода шасси.

## § 9.5. ПРИМЕР СИНТЕЗА СХЕМЫ

Синтез схемы рассмотрим на примере работы системы снабжения горючим турбореактивного двигателя.

В одноконтурных схемах, как уже отмечалось, промежуточные элементы отсутствуют. Количество приемных и исполнительных элементов может быть задано, исходя из условий работы схемы.

При работе авиационного двигателя расход горючего из бензобаков должен происходить в определенном порядке так, чтобы

центр тяжести летательного аппарата оставался постоянным. Порядок расходования горючего из баков для каждого типа летательного аппарата выбирается свой. Каждый бак с горючим имеет свой бензонасос с электродвигателем. При этом, если питание авиационного двигателя происходит из первого бака (или одной группы баков), то электродвигатель, вращающий первый бензонасос, имеет максимальную скорость. Чтобы заранее обеспечить некоторое предварительное давление в системе бензопитания от последующего бака, одновременно работает и второй электродвигатель со своим бензонасосом (второй группы баков). Вращение его осуществляется с меньшей скоростью (так как последовательно с якорем вводится добавочное сопротивление  $r_d$ ).

После того как первый бак с горючим опорожнится, с помощью специального датчика первый двигатель отключается от сети, и второй двигатель включается на максимальную скорость. Одновременно подключается третий двигатель на пониженную скорость и т. д. При израсходовании горючего во всех баках включают вновь все насосы на случай, если где-либо осталось горючее.

Условия срабатывания для исполнительных элементов при наличии четырех электродвигателей  $D_1; D_2; D_3; D_4$ , командного аппарата  $A$  и датчиков уровня горючего  $BCEQ$  следующие:

1. При срабатывании первого элемента  $A$  (командный аппарат) и несрабатывании элемента  $B$  (датчик уровня горючего) должен сработать исполнительный элемент  $D_1$ . На основании этого условия срабатывания можно записать  $f_1 = a\bar{b}D_1$ . Но такое же условие срабатывания относится и к двигателю  $D_2$ , который в этом случае должен работать на пониженной скорости, так как последовательно с якорем подключено добавочное сопротивление  $r_d$ . Поэтому структурная формула для этого двигателя запишется как

$$f_2 = a\bar{b}D_2r_d.$$

Очевидно, первое условие срабатывания для двух двигателей может быть записано следующей формулой

$$F_1 = f_1 + f_2 = a\bar{b}(D_1 + D_2r_d).$$

По аналогии с первым условием можно записать условие срабатывания для других двигателей, которые мы запишем несколько в сокращенном виде.

2. При срабатывании элемента  $B$  и несрабатывании элемента  $C$  должны сработать элементы  $D_2$  и  $D_3$  (второй из них через  $r_d$ ).

3. При срабатывании элемента  $C$  и несрабатывании элемента  $E$  должны сработать элементы  $D_3$  и  $D_4$  (последний через  $r_d$ ).

4. При срабатывании элемента  $E$  и несрабатывании элемента  $Q$  должен сработать элемент  $D_4$ .

5. При срабатывании элемента  $Q$  должны сработать все элементы  $D_1; D_2; D_3; D_4$ .

На основании условий срабатывания можем записать:

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= a\bar{b}(D_1 + D_2 r_d); \\ F_2 &= b\bar{c}(D_2 + D_3 r_d); \\ F_3 &= c\bar{e}(D_3 + D_4 r_d); \\ F_4 &= e\bar{q}D_4; \\ F_5 &= q(D_1 + D_2 + D_3 + D_4). \end{aligned} \right\} \quad (9.5)$$

В этих формулах малыми буквами  $a, b, c, e, q$  обозначены контакты элементов  $A, B, C, E, Q$ .

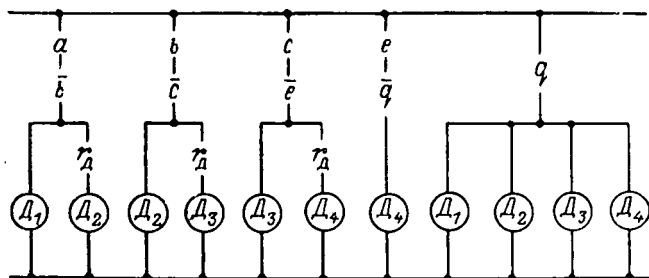


Рис. 9.9. Структурная схема, составленная по формуле (9.5)

Если по этим формулам составить схему (см. рис. 9.9), то можно сразу заметить, что, хотя она по своему действию и удовлетворяет условиям работы, однако такая схема не может быть реализована, так как для ее реализации потребуются по несколько электродвигателей  $D_2, D_3, D_4$ .

Пользуясь известными приемами анализа, получим следующие равносильные формулы. Сложим все пять формул и раскроем скобки

$$\begin{aligned} F &= a\bar{b}D_1 + a\bar{b}D_2 r_d + b\bar{c}D_2 + b\bar{c}D_3 r_d + c\bar{e}D_3 + c\bar{e}D_4 r_d + \\ &+ e\bar{q}D_4 + qD_1 + qD_2 + qD_3 + qD_4. \end{aligned}$$

Вынесем за скобки одноименные числа, выражающие исполнительные элементы, тогда получим

$$\begin{aligned} F &= (a\bar{b} + q)D_1 + (a\bar{b}r_d + b\bar{c} + q)D_2 + \\ &+ (b\bar{c}r_d + c\bar{e} + q)D_3 + (c\bar{e}r_d + e\bar{q} + q)D_4. \end{aligned} \quad (9.6)$$

По этой формуле составлена структурная схема (см. рис. 9.10). На схеме показано большое количество контактов, что, конечно, является большим недостатком схемы. Предыдущая схема имеет меньше контактов приемных элементов, но больше исполнительных.

Если ввести ventильные элементы, то можно схему преобразовать таким образом, что в ней окажется лишь минимальное число

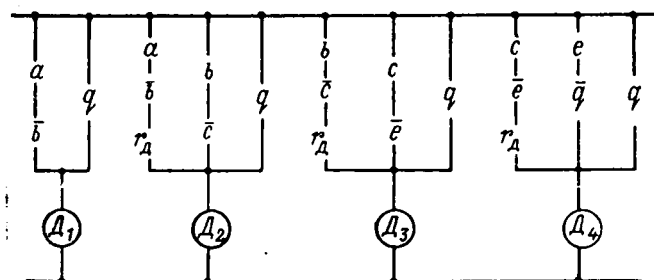


Рис. 9.10. Структурная схема, составленная по формуле (9.6)

приемных контактов с заданным числом исполнительных электродвигателей. Хотя теория построения релейно-контактных схем позволяет и в этом случае получить структурную формулу, по которой можно составить электрическую схему, однако мы эти рассуж-

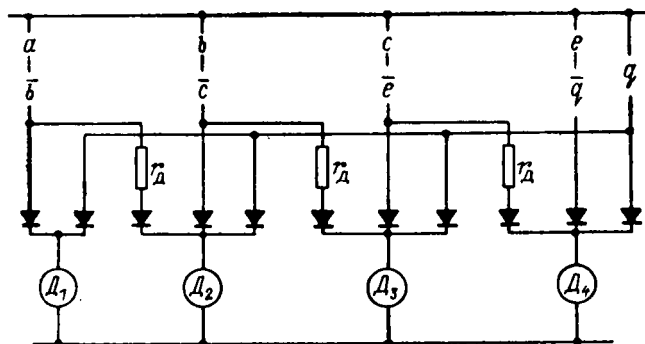


Рис. 9.11. Структурная схема

дения опустим и ограничимся только показом окончательной структурной схемы (рис. 9.9) после введения в нее ventильных элементов (рис. 9.11). По этой схеме нетрудно составить и электрическую. При рассмотрении работы схемы (см. рис. 9.11) можно заметить, что она не нарушится и даже упростится, если вывести левый ventиль двигателя  $D_1$  и размыкающий контакт  $\bar{q}$  в цепи двигателя  $D_4$ , сохранив лишь замкнутые их цепи.

## Глава 10

# РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

### § 10.1. ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ КАК ОБЪЕКТ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ

В большинстве случаев регулирование скорости вращения в электроприводе осуществляется воздействием на электродвигатель. Если считать, что длительность электрических переходных процессов в цепи якоря двигателя мала, а следовательно, этими

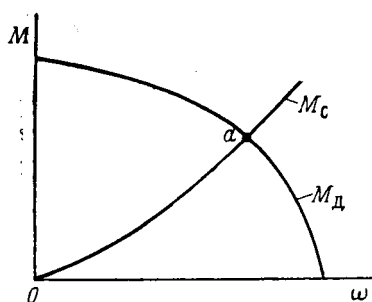


Рис. 10.1. Механическая характеристика электродвигателя

переходными процессами можно пренебречь, то можно считать, что вращающий момент двигателя зависит лишь от скорости вращения. На рис. 10.1 изображена механическая характеристика электродвигателя, представляющая зависимость скорости вращения  $\omega$  от развиваемого двигателем вращающего момента  $M_d$  и статическая характеристика исполнительного механизма  $M_c$ . Точка  $a$ , в которой пересекаются характеристики, соответствует установившемуся режиму работы электропривода.

Для малых отклонений от равновесного состояния приращения вращающего момента двигателя и момента статического сопротивления равны

$$\Delta M_d = -\beta_d \Delta \omega + Kx,$$

$$\Delta M_c = \beta_m \Delta \omega.$$

Здесь  $\beta_d = -\left(\frac{\partial M_d}{\partial \omega}\right)_0$  — жесткость механической характеристики двигателя;

$\beta_m = \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega}\right)_0$  — жесткость статической характеристики исполнительного механизма;

$K = \left( \frac{\partial M_d}{\partial x} \right)_0$  — коэффициент чувствительности двигателя, определяющий зависимость вращающего момента двигателя от управляющего фактора  $x$ .

Управляющим фактором  $x$  может быть напряжение на зажимах якоря в двигателе постоянного тока, сопротивление в цепи якоря или обмотки возбуждения, индуктивность в цепи статора асинхронного двигателя и пр.

В дальнейшем в целях упрощения записи знак приращения  $\Delta$  опускается.

Подставляя выражения для моментов двигателя и сопротивления в уравнение движения, можно получить

$$-\beta_d \omega + Kx = \beta_m \omega + J \frac{d\omega}{dt}.$$

Сделав замену, можно это же выражение записать таким образом:

$$Kx = \beta \omega + J \frac{d\omega}{dt},$$

где  $\beta = \beta_d + \beta_m$  — жесткость механической характеристики агрегата.

Полученное уравнение определяет связь между скоростью вращения двигателя и управляющим фактором. Для изображений при нулевых начальных условиях имеем

$$\omega(p) = \frac{K}{\beta + Jp} x(p).$$

Здесь  $W(p) = \frac{K}{\beta + Jp}$  является передаточной функцией двигателя.

Возможны три характерных случая:

1)  $\beta > 0$ , тогда

$$\omega(p) = \frac{K/\beta}{1 + Bp} x(p).$$

Здесь  $K/\beta = k$  — передаточный коэффициент и  $B = J/\beta$  — постоянная времени передаточной функции.

Т. е. двигатель в системе автоматического управления является инерционным звеном с постоянной времени  $B$ . Чем выше жесткость механической характеристики агрегата, тем меньше постоянная времени.

2)  $\beta = 0$ . В этом случае двигатель является безынерционным и интегрирующим звеном:

$$\omega(p) = \frac{K/J}{p} x(p).$$

3)  $\beta < 0$ . Двигатель является неустойчивым инерционным звеном.

Рассмотренные случаи показывают значение жесткости механической характеристики  $\beta$ . Обычно желательно иметь как можно

более высокую жесткость, что соответствует меньшей инерционности электропривода, при которой достижимы более высокие динамические показатели всей системы автоматического регулирования. В такую систему входит в качестве одного из последовательных звеньев электродвигатель. Чем меньше постоянная времени  $B$ , тем легче достигается устойчивость замкнутой системы регулирования, тем легче достигается высокое быстродействие системы.

В том случае, когда в системе автоматического регулирования в качестве последовательного звена имеется двигатель с жесткостью механической характеристики, равной нулю, т. е. в случае интегрирующего звена, система является астатической, что способствует снижению ошибок в установившемся режиме. Но, с другой стороны, наличие интегрирующего звена осложняет достижение устойчивости системы. Если же жесткость механической характеристики двигателя отрицательна, т. е. двигатель является неустойчивым инерционным звеном, то достижение устойчивости системы еще более сложно и необходимо применение весьма эффективных стабилизирующих средств.

## **§ 10.2. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ**

Во многих авиационных установках необходим электропривод, снабженный регулирующим или поддерживающим скорость устройством.

Развитие самолетостроения все более настойчиво требует постепенного перехода на автоматические и следящие системы регулирования. Уже в настоящее время регулируемый привод используется в большом количестве установок: пулеметно-пушечные установки, радиолокационные установки и т. д. Регулируемый привод является неотъемлемым звеном многих следящих систем.

Изучение методов регулирования, используемых в приводах, позволяет правильно применять их в исполнительных механизмах.

Методов регулирования скорости вращения двигателей постоянного и переменного тока имеется много, но все эти методы сводятся к основным четырем видам: параметрическим, генераторным, импульсным и с применением электронно-ионных или полупроводниковых приборов.

К *параметрическим методам* регулирования скорости вращения относятся такие, при использовании которых регулирование происходит за счет изменения тех или иных параметров в цепях питания двигателей постоянного или переменного тока (активное или реактивное сопротивление, число пар полюсов, число витков и др.).

*Генераторные методы* регулирования скорости вращения двигателей основаны на применении специальных генераторов или преобразователей, с помощью которых можно изменять в широких пределах напряжение или частоту тока.



*Импульсные методы* регулирования скорости вращения основаны на изменении энергии, подводимой к электродвигателю импульсами.

*Метод регулирования скорости вращения с помощью электронных, ионных или полупроводниковых приборов* основан на использовании этих преобразователей в главных цепях двигателя для плавного регулирования скорости.

Однако ввиду того, что изучение регулируемого привода методически более целесообразно рассматривать отдельно для машин постоянного тока и для машин переменного тока, в дальнейшем мы

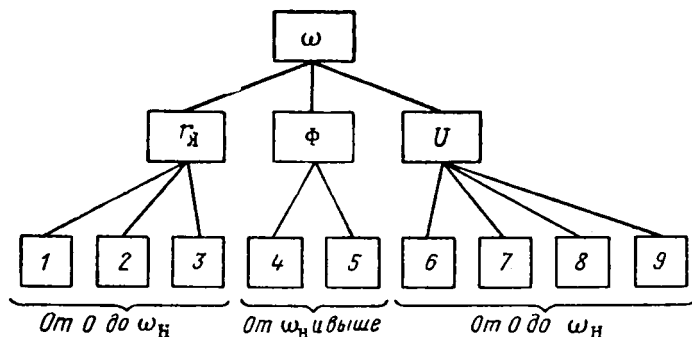


Рис. 10.2. Диаграмма способов регулирования скорости вращения двигателей

введем несколько иную классификацию методов регулирования.

Способы регулирования скорости вращения машин постоянного тока определяются из уравнения механической характеристики двигателя. Так как

$$\omega = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{M_{\text{л}} r_{\text{я}}}{c_e c_{\text{м}} \Phi^2},$$

то регулировать скорость можно, изменяя либо сопротивление якоря ( $r_{\text{я}}$ ), либо магнитный поток двигателя ( $\Phi$ ), либо напряжение  $U$ , подводимое к якорю двигателя. Классификация способов регулирования скорости иллюстрируется диаграммой, представленной на рис. 10.2. Из этой диаграммы следует, что  $\omega$  зависит от  $U$ ,  $r_{\text{я}}$  и  $\Phi$ . Изменять эти параметры можно в зависимости от тех средств и возможностей, которыми мы располагаем. Поэтому на диаграмме цифрами обозначены те способы, которые можно применять для регулирования скорости вращения двигателей постоянного тока.

Теоретически регулирование скорости от 0 до  $\omega_{\text{н}}$  обеспечивают все способы, при которых происходит изменение подводимого напряжения и сопротивления в цепи якоря. Регулирование скорости

изменением магнитного потока двигателя, как правило, можно осуществить при скорости, выше номинальной.

В приведенной диаграмме цифры обозначают следующие способы регулирования скорости вращения двигателей постоянного тока:

1. Регулирование изменением сопротивления цепи якоря.
2. Регулирование шунтированием якоря.
3. Регулирование импульсным методом.
4. Регулирование изменением сопротивления в цепи обмотки возбуждения.
5. Импульсное регулирование в цепи обмотки возбуждения двигателя.
6. Регулирование скорости при питании двигателя от отдельного генератора в системе Г—Д.
7. Регулирование скорости двигателя с независимым возбуждением с помощью электромашинного усилителя.
8. Регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока с независимым возбуждением с помощью ионных преобразователей или управляемых диодов (тириستоров).
9. Регулирование скорости вращения двигателя постоянного тока с помощью дросселей (феррореакторов) с подмагничиванием и полупроводников.

### § 10.3. ПОКАЗАТЕЛИ РЕГУЛИРУЕМОГО ПРИВОДА

Для того чтобы сравнить между собой разные методы регулирования, необходимо условиться об основных показателях, определяющих статические и динамические свойства регулируемого привода. В практике установились следующие показатели:

1) диапазон (кратность) регулирования — отношение максимальной скорости регулирования к минимальной  $\frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}$ ;

2) плавность регулирования — отношение двух скоростей, находящихся на ближайших характеристиках,  $\frac{\omega_i}{\omega_{i-1}}$ ;

3) жесткость регулируемых механических характеристик — отношение изменения момента к изменению скорости, взятое со знаком минус,  $\beta = - \frac{\partial M_d}{\partial \omega}$ .

Это отношение определяется механической характеристикой двигателя и зависит от параметров, с помощью которых осуществляется регулирование скорости;

- 4) возможность изменять направление вращения;
- 5) допустимая нагрузка при данной характеристике;
- 6) надежность системы;
- 7) мощность управления;
- 8) инерционность системы (быстродействие);

- 9) количество вспомогательных машин (двигателей и генераторов), кроме основного двигателя;
- 10) вес, габариты, стоимость, удобство эксплуатации и т. д.;
- 11) возможность создания тормозных режимов;
- 12) экономичность регулирования, определяемая к. п. д. данной системы:

$$\eta = \frac{P}{P + \Delta P},$$

где  $P$  — полезная мощность двигателя;  
 $\Delta P$  — мощность потерь.

#### § 10.4. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ИЗМЕНЕНИЕМ СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПИ ЯКОРЯ

Схема включения двигателя с независимым возбуждением, в цепи якоря которого регулируется добавочное сопротивление, приведена на рис. 10.3.

Механическая характеристика двигателя выражается, как известно, уравнением

$$\omega = \frac{U}{k_e} - \frac{M_d(r_{я} + r_{доб})}{k_e k_m}.$$

Для данного случая в системе СИ коэффициенты  $k_e = k_m = \text{const}$  и  $U = \text{const}$ , зависимость  $\omega = f(M_d)$  при заданном  $r_d$  и меняющемся

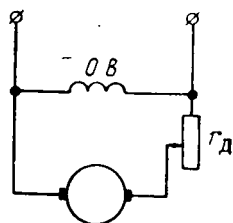


Рис. 10.3. Принципиальная схема двигателя с независимым возбуждением с резистором в цепи якоря

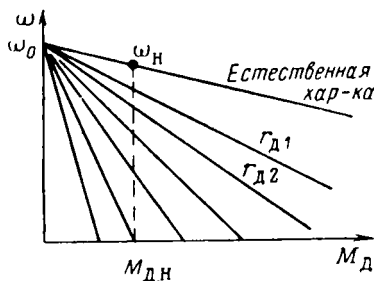


Рис. 10.4. Механические характеристики двигателя

момента будет иметь вид прямой (рис. 10.4). Если момент на валу будет постоянным и равным  $M_{д.н}$ , то регулирование может быть осуществлено в пределах от 0 до  $\omega_H$ . При уменьшении момента кратность регулирования уменьшается, а при нагрузке, равной или близкой к нулю, регулирование уже невозможно. Практически диапазон регулирования не превышает 3—4.

При увеличении дополнительного сопротивления в цепи якоря жесткость механических характеристик снижается. Это обстоятельство приводит к тому, что при работе двигателя, например, на нижней искусственной характеристике изменение момента на валу двигателя вызывает резкое изменение его скорости, что является большим недостатком такого привода.

С уменьшением скорости вращения возрастают потери в цепи добавочных сопротивлений (рис. 10.5). Резисторы, особенно работающие в длительном режиме, должны быть в этой цепи большими как по весу, так и габаритам. С увеличением добавочного сопротивления возрастает также электромеханическая постоянная времени двигателя  $B$ .

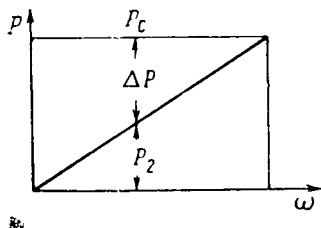


Рис. 10.5. График изменения полезной мощности и мощности потерь при изменении скорости

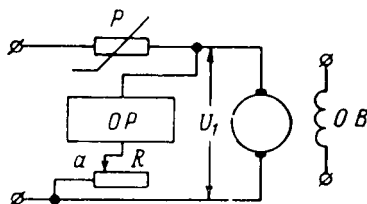


Рис. 10.6. Принципиальная схема регулирования скорости вращения двигателя с помощью угольного реостата

Процессы пуска, торможения и реверса двигателя на регулировочных характеристиках протекают значительно медленнее, чем на естественной характеристике.

В случае двигателя с самовентиляцией охлаждение при малых оборотах ухудшается, следовательно, в этом случае для данного типа двигателя необходимо уменьшать нагрузку или сокращать длительность работы его. Таким образом, регулирование скорости вращения двигателей изменением сопротивления в цепи якоря не является во всех случаях удовлетворительным и экономичным. На практике такой способ регулирования используется в электроприводах в случае двигателей небольшой мощности, когда момент сопротивления мало изменяется (например, в приводе бензонасосов, в механизмах аэрофотоаппаратов и др.). В промышленности такое регулирование иногда применяется при кратностях регулирования, близких к единице.

На рис. 10.6. приведена несколько иная схема регулирования скорости вращения электродвигателя постоянного тока. В этой схеме вместо обычного реостата применен угольный регулятор  $P$ , включенный последовательно с якорем и состоящий из набора графитовых шайб, соприкасающихся между собой. Сопротивление этого угольного столба определяется в основном переходными со-

противлениями между шайбами. Значения этих сопротивлений определяются в свою очередь степенью сжатия шайб: чем больше давление на столб, тем меньше сопротивление, и наоборот. В нормальном состоянии шайбы сжаты пружинами и имеют небольшое сопротивление. При прохождении тока по обмотке управления регулятора (ОР) давление на шайбы уменьшается и сопротивление их возрастает.

При изменении положения ползунка  $a$  реостата  $R$  происходит изменение скорости вращения двигателя. Такая схема включения двигателя может служить также для поддержания постоянства оборотов при некотором небольшом изменении напряжения сети. Так, если напряжение на двигателе должно быть  $U$  при номинальном напряжении сети, равном  $U_n$ , то при уменьшении напряжения сети давление на шайбы возрастает, сопротивление столба уменьшается и, следовательно, скорость вращения двигателя останется почти неизменной.

Как показали исследования, использование угольного регулятора позволяет получать более жесткие механические характеристики и, следовательно, достичь большего диапазона регулирования.

Все изложенные здесь рассуждения полностью относятся к двигателям постоянного тока с последовательным и смешанным возбуждением.

Схемы включения таких двигателей с добавочными сопротивлениями приводились в гл. 2.

В тех случаях, когда в приводе используются два и более двигателей, ступенчатое регулирование скорости можно осуществить, включая якоря последовательно и параллельно. Работа двух двигателей на один исполнительный механизм увеличивает надежность привода и уменьшает момент инерции системы. Иногда удобнее разместить в каком-либо месте летательного аппарата два двигателя, чем один большей мощности.

На рис. 10.7 приведена схема ступенчатого регулирования скорости вращения двухколлекторного двигателя независимого возбуждения, применяемая в механизме аэрофотоаппарата.

В первый момент включаются последовательно две обмотки якоря и добавочное сопротивление (замкнут контакт  $K_1$  и разомкнут контакт  $K_2$ ). При достижении определенной скорости происходит переключение контактов, в результате коллекторы соединяются параллельно, то есть так, как показано на схеме рис. 10.7. Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  служат для регулирования скорости вра-

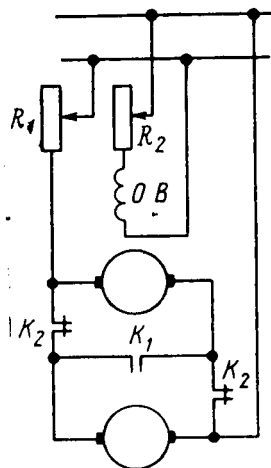


Рис. 10.7. Схема регулирования двухколлекторного двигателя

щения соответственно ниже и выше номинальной. Точно так же можно переключать двигатели с последовательным возбуждением (рис. 10.8).

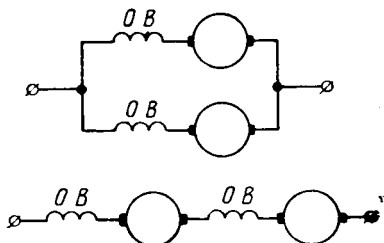


Рис. 10.8. Схема регулирования с использованием двух двигателей последовательного возбуждения

Такой метод регулирования скорости вращения дает возможность получать более жесткие механические характеристики и экономичное регулирование по сравнению с реостатным.

Для получения еще более жестких механических характеристик используется регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока способом шунтирования якоря.

## § 10.5. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ ШУНТИРОВАНИИ ЯКОРЯ

На схеме рис. 10.9 изображен способ включения двух реостатов, регулируя величины сопротивлений которых можно подбирать нужные механические характеристики привода.

Для нахождения зависимости, выражающей математически механическую характеристику двигателя, составим на основании законов Кирхгофа три уравнения:

для контура  $ab\gamma z$

$$E = -I_{\text{я}}r_{\text{я}} + I_{\text{ш}}r_{\text{ш}}; \quad (10.1)$$

для контура  $b\gamma z\delta$

$$U = I_{\text{ш}}r_{\text{ш}} + I_{\text{п}}r_{\text{п}} \quad (10.2)$$

и третье уравнение

$$I_{\text{ш}} = I_{\text{я}} + I_{\text{п}}. \quad (10.3)$$

Из этих трех уравнений найдем вначале зависимость

$$E = f(I_{\text{я}}).$$

Для этого значение  $I_{\text{п}}$  из уравнения (10.3) подставим в выражение (10.2) и после небольших преобразований получим

$$I_{\text{ш}} = \frac{U - I_{\text{я}}r_{\text{п}}}{r_{\text{ш}} + r_{\text{п}}}.$$

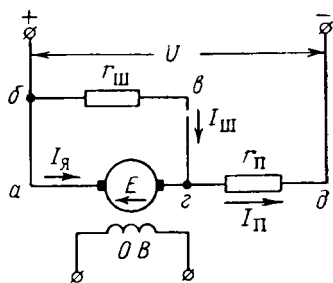


Рис. 10.9. Принципиальная схема регулирования скорости вращения двигателя при шунтировании якоря

Далее значение тока  $I_{\text{ш}}$  подставим в уравнение (10.1), тогда  $E = f(I_{\text{я}})$  будет

$$E = \frac{U - I_{\text{я}} r_{\text{п}}}{r_{\text{ш}} + r_{\text{п}}} r_{\text{ш}} - I_{\text{я}} r_{\text{я}},$$

или

$$E = U \left( \frac{r_{\text{п}}}{r_{\text{ш}} + r_{\text{п}}} \right) - I_{\text{я}} \left( r_{\text{я}} + \frac{r_{\text{п}} r_{\text{ш}}}{r_{\text{ш}} + r_{\text{п}}} \right).$$

Обозначим  $\frac{r_{\text{ш}}}{r_{\text{ш}} + r_{\text{п}}} = k \leq 1$ , тогда

$$E = U k - I_{\text{я}} (r_{\text{я}} + r_{\text{п}} k).$$

Из этого выражения можно получить уравнение механической характеристики двигателя, подставив значения  $E = k_e \omega$  и  $U = k_e \omega_0$ .

После преобразования находим

$$\omega = \omega_0 k - \frac{I_{\text{я}}}{k_e} (r_{\text{я}} + r_{\text{п}} k). \quad (10.4)$$

Заменив ток якоря на момент, получим

$$\omega = \omega_0 k - \frac{M_{\text{л}}}{k_e k_{\text{м}}} (r_{\text{я}} + r_{\text{п}} k),$$

или

$$\omega = \omega_0 k - \frac{M_{\text{л}}}{k_e^2} (r_{\text{я}} + r_{\text{п}} k). \quad (10.5)$$

Из уравнений (10.4) и (10.5) следует, что все характеристики являются прямолинейными.

При нагрузке двигателя, равной нулю, скорость идеального холостого хода теперь будет в  $k$  раз меньше, чем  $\omega_0$ .

Значение скорости идеального холостого хода и жесткость механических характеристик зависят от отношения  $\frac{r_{\text{ш}}}{r_{\text{ш}} + r_{\text{п}}}$ . Рассмотрим, какой будут иметь вид механические характеристики при неизменном сопротивлении  $r_{\text{п}}$ , если менять сопротивление  $r_{\text{ш}}$ .

В начале построим две крайние характеристики при  $r_{\text{ш}} = \infty$  и  $r_{\text{ш}} = 0$  ( $r_{\text{п}} = \text{const}$ ).

В первом случае, когда  $r_{\text{ш}} = \infty$ , в цепи якоря двигателя включено лишь одно сопротивление  $r_{\text{п}}$ . Механическая характеристика выходит из точки идеального холостого хода (при  $\omega_0$ ) и обладает жесткостью, определяемой величиной этого сопротивления, включенного последовательно с цепью якоря. На рис. 10.10 этот случай соответствует характеристике  $\omega_0 - H$ .

Во втором случае, когда  $r_{\text{ш}} = 0$ , а величина  $r_{\text{п}}$  остается неизменной, значение  $k = 0$ , и характеристика, соответствующая этому случаю, выходит из начала координат и идет параллельно естественной характеристике двигателя. Перепад скорости в обоих случаях будет

одинаков, так как механическая характеристика двигателя при  $r_{ш}=0$  определяется как

$$\omega = 0 - \frac{M_{д} r_{я}}{k_e^2},$$

а естественная механическая характеристика как

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_{д} r_{я}}{k_e^2}.$$

На рис. 10.10 показано, что характеристики двигателя, соответствующие  $r_{ш}=0$  и  $r_{ш}=\infty$ , пересекаются в точке  $H$ . При других зна-

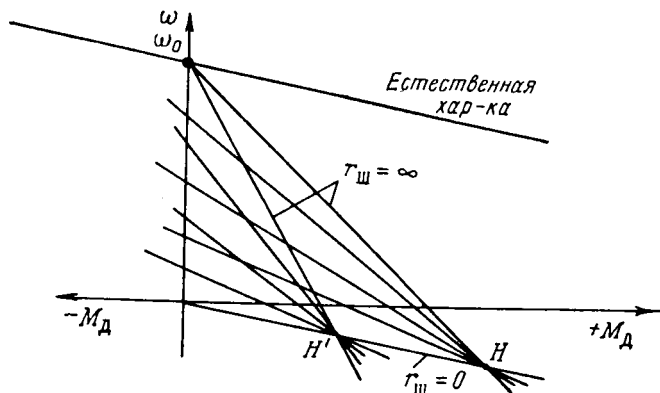


Рис. 10.10. Механические характеристики двигателя при  $r_{ш} = \text{var}$ ,  $r_{п} = \text{const}$

чениях  $r_{ш}$  и при постоянном сопротивлении  $r_{п}$  можно получить семейство характеристик, выходящих из точки  $H$  и пересекающих ось ординат под различными углами, в пределах, ограниченных характеристиками для  $r_{ш}=0$  и  $r_{ш}=\infty$

$$\omega_0 k = \omega_0 \frac{r_{ш}}{r_{ш} + r_{п}}.$$

Если же изменить сопротивление  $r_{п}$ , например, в сторону увеличения, то точка  $H$  переместится по характеристике, соответствующей  $r_{ш}=0$ , влево (точка  $H'$ ).

Установим теперь, какой вид будут иметь механические характеристики при изменении  $r_{п}$  и постоянном значении  $r_{ш}$ . Возьмем два случая, рассмотренных выше. Первый, когда  $r_{п}=0$ , и второй, когда  $r_{п}=\infty$  при  $r_{ш}=\text{const}$  и в том, и в другом случае. Не трудно заметить, что при  $r_{п}=0$ , мы получаем естественную характеристику двигателя, так как якорь подключен непосредственно на сеть. Это следует также из уравнения (10.5). Так как  $k=1$ , то

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_{д} r_{я}}{k_e^2}.$$



При  $r_{\Pi} = \infty$  двигатель отключен от сети и замкнут на цепь динамического торможения, состоящую из сопротивлений  $r_{\text{я}}$  и  $r_{\text{ш}}$ . При этом механическая характеристика будет выходить из начала координат и выражается соотношением

$$\omega = - \frac{M_{\text{д}}(r_{\text{я}} + r_{\text{ш}})}{k_{\text{е}}^2}.$$

Обе указанные характеристики пересекаются во втором квадранте в точке  $A$  (рис. 10.11), причем, если изменить сопротивление  $r_{\text{ш}}$ , например, в сторону увеличения, то точка  $A$  переместится вправо в точку  $A'$ .

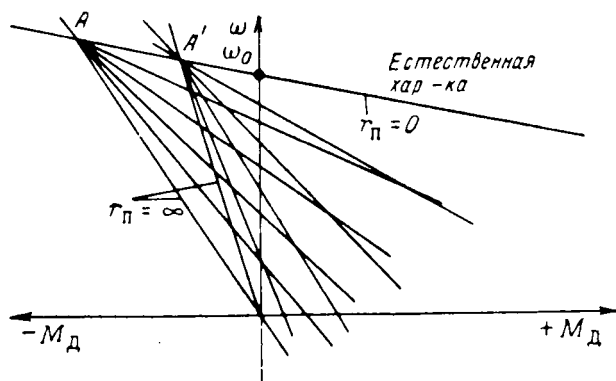


Рис. 10.11. Механические характеристики двигателя при  $r_{\Pi} = \text{var}$ ,  $r_{\text{ш}} = \text{const}$

Таким образом, если менять  $r_{\Pi}$ , оставляя неизменным  $r_{\text{ш}}$ , то мы получим семейство характеристик, выходящих из одной точки  $A$ .

Более простой способ управления двигателями постоянного тока небольшой мощности можно осуществить по схеме, приведенной на рис. 10.12. При таком включении  $r_{\text{ш}} + r_{\Pi} = \text{const}$ . Скорость идеального холостого хода пропорциональна  $r_{\text{ш}}$  и может меняться от 0 до  $\omega_0$  при изменении  $r_{\text{ш}}$  от 0 до  $\infty$  (рис. 10.13).

Регулирование по схеме рис. 10.14 можно осуществить перемещением движков  $a$  и  $b$  во взаимно противоположных направлениях. Если движки находятся в крайних противоположных положениях, скорость двигателя максимальна. При положении движков в средних положениях на реостатах скорость двигателя становится равной нулю. Так как полярность напряжения на якоре двигателя зависит от взаимного положения ползунков, то, соответственно перемещая их, можно осуществить как регулирование скорости, так и реверсирование. Механические характеристики при таком способе регулирования получаются более мягкими, чем характеристики, представленные на рис. 10.13.

Для двигателя с последовательным возбуждением (рис. 10.15) соответствующие характеристики, построенные по аналогии с двигателем параллельного возбуждения, приведены на рис. 10.16 и 10.17. Способ построения указанных характеристик здесь подробно не приводится, и в случае, если возникнет необходимость ознакомиться детально с описанием его, рекомендуем обратиться к соответствующей дополнительной литературе [3].

Из рассмотрения этих характеристик можно сделать следующие выводы. Механические характеристики при  $r_{\Pi}=0$  являются более жесткими, чем те же характеристики при последовательном включении в цепь сопротивления.

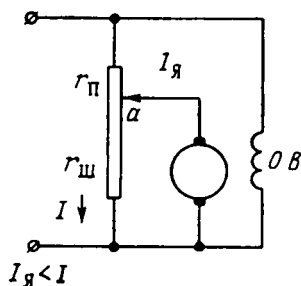


Рис. 10.12. Принципиальная схема регулятора скорости вращения маломощного двигателя при  $r_{\Pi} + r_{\Pi} = \text{const}$

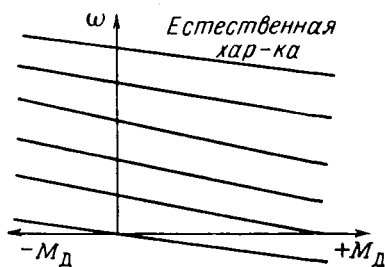


Рис. 10.13. Механические характеристики

Поэтому низкие устойчивые скорости можно получить даже при холостом ходе, что, конечно, является большим преимуществом этого способа регулирования, тем более для двигателей с последовательным возбуждением. Шунтирование якоря двигателя с последовательным возбуждением дополнительным сопротивлением используется и в нерегулируемом приводе, в частности, когда имеется опасность, что двигатель может «пойти в разнос». Тогда параллельно якорю (или якорю и одной обмотке возбуждения) включается сопротивление или обмотка, например, электромагнитной муфты (рис. 10.18). Ток, проходя через подключенное сопротивление, увеличивает суммарный ток в обмотке возбуждения и тем самым увеличивается поток двигателя. Вследствие этого скорость двигателя при малых токах ограничивается.

Если включить сопротивление так, как показано на схеме рис. 10.18 пунктирной линией, то жесткость механической характеристики для одного направления вращения значительно возрастет (положение 1 переключателя). Дополнительный ток, который в этом случае пройдет через обе обмотки возбуждения, создаст больший, чем обычно, суммарный поток, не зависящий от тока якоря. Однако этот способ регулирования менее экономичен и

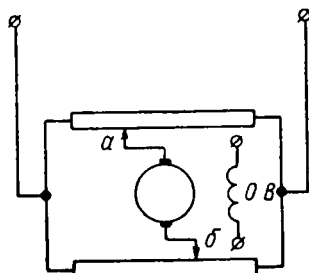


Рис. 10.14. Мостовая схема регулирования скорости вращения двигателя

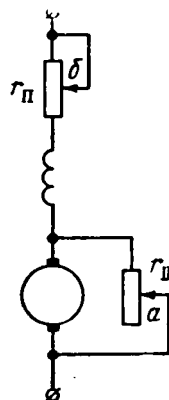


Рис. 10.15. Принципиальная схема регулирования двигателя с последовательным возбуждением

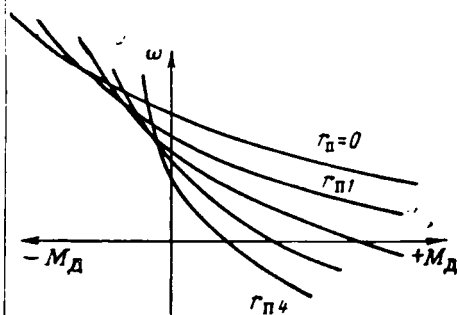


Рис. 10.16. Механические характеристики  $r_{\text{п}} = \text{var}$ ,  $r_{\text{ш}} = \text{const}$

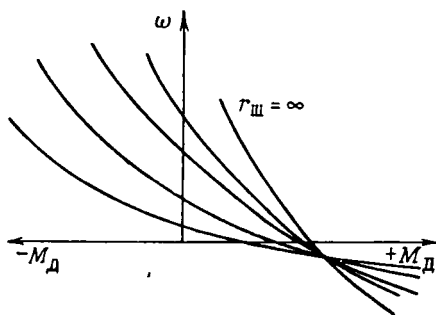


Рис. 10.17. Механические характеристики  $r_{\text{ш}} = \text{var}$ ,  $r_{\text{п}} = \text{const}$

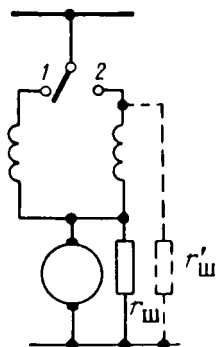


Рис. 10.18. Схема включения  $r_{\text{ш}}$  для ограничения скорости при  $M_{\text{с}} = 0$

имеет те же недостатки, что и способ с последовательным включением сопротивления. Примером применения такого способа регулирования могут служить привод лебедки, привод шасси и другие устройства, используемые в авиационной технике.

## § 10.6. ИМПУЛЬСНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Простейшая схема импульсного регулирования скорости двигателя независимого возбуждения изображена на рис. 10.19. Согласно этой схеме в цепь якоря включены контакты, которые периодически замыкаются, причем имеется возможность изменять длительности замыкания контактов и паузы между замыканиями.

На рис. 10.20 изображены диаграммы тока якоря и скорости вращения при импульсном воздействии на цепь якоря. Скорость вращения вначале в момент замыкания цепи падает, затем, когда вращающий момент дви-

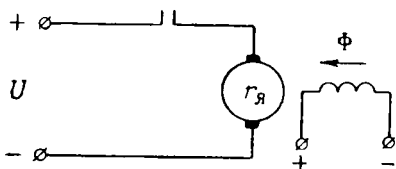


Рис. 10.19. Схема импульсного регулирования скорости вращения двигателя

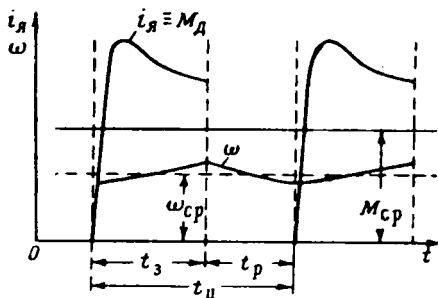


Рис. 10.20. Диаграммы скорости и тока якоря при импульсном регулировании

гателя становится равным моменту статического сопротивления, уменьшение скорости прекращается и при дальнейшем увеличении вращающего момента, когда он становится больше момента сопротивления, скорость вращения возрастает. Ток якоря при замыкании контактов быстро возрастает до максимума и затем медленно спадает при увеличении скорости вращения.

Во время паузы ток якоря равен нулю, и скорость вращения из-за момента сопротивления уменьшается.

Ниже выводится уравнение для механической регулировочной характеристики.

Обычно, если частота повторения импульсов составляет не менее десяти в секунду (частота пульсаций 10 гц), пульсации скорости невелики, то считают, что скорость вращения при этом постоянна и равна среднему значению  $\omega_{ср}$ .

В целях упрощения считают также, что во время прохождения импульса ток якоря и вращающий момент двигателя остаются постоянными.

Тогда во время прохождения импульса справедливы соотношения

$$M_{\text{я}} = c_e \Phi I_{\text{я}};$$

$$\omega_{\text{ср}} = \frac{U - I_{\text{я}} r_{\text{я}}}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{M_{\text{я}} r_{\text{я}}}{c_e^2 \Phi^2}.$$

Так как

$$\frac{r_{\text{я}}}{c_e^2 \Phi^2} = \frac{U r_{\text{я}}}{U c_e^2 \Phi^2} = \frac{\omega_0}{M_{\text{к}}},$$

то

$$\omega_{\text{ср}} = \omega_0 \left[ 1 - \frac{M_{\text{я}}}{M_{\text{к}}} \right].$$

По закону сохранения энергии

$$M_{\text{ср}} \omega_{\text{ср}} t_{\text{ц}} = M_{\text{д}} \omega_{\text{ср}} t_{\text{з}},$$

где  $M_{\text{ср}}$  — средний за цикл вращающий момент двигателя. Следовательно,

$$M_{\text{ср}} = M_{\text{д}} \tau_{\text{з}},$$

где  $\tau_{\text{з}} = \frac{t_{\text{з}}}{t_{\text{ц}}}$  — относительная длительность замыкания цепи якоря;  
 $t_{\text{з}}$  — длительность замкнутого состояния;  
 $t_{\text{ц}}$  — длительность цикла.

С учетом последнего соотношения уравнение регулировочной механической характеристики принимает вид

$$\omega_{\text{ср}} = \omega_0 \left[ 1 - \frac{M_{\text{ср}}}{M_{\text{к}} \tau_{\text{з}}} \right]. \quad (10.6)$$

На рис. 10.21 изображены механические регулировочные характеристики, получаемые при различных значениях  $\tau_{\text{з}}$ .

Найдем передаточный коэффициент и постоянную времени передаточной функции для малых отклонений от равновесного состояния.

Из уравнения регулировочной механической характеристики следует, что

$$M_{\text{ср}} = M_{\text{к}} \tau_{\text{з}} \left( 1 - \frac{\omega_{\text{ср}}}{\omega_0} \right),$$

и коэффициенты, выражающие жесткость и чувствительность двигателя, определяется как

$$\beta_{\text{д}} = - \frac{\partial M_{\text{ср}}}{\partial \omega_{\text{ср}}} = \frac{M_{\text{к}}}{\omega_0} \tau_{\text{з}},$$

$$K = \frac{\partial M_{\text{ср}}}{\partial \tau_{\text{з}}} = M_{\text{к}} \left( 1 - \frac{\omega_{\text{ср}}}{\omega_0} \right),$$

Передаточный коэффициент и постоянная времени соответственно равны

$$k = \frac{K}{\beta_d} = \frac{\omega_0}{\tau_3} \left( 1 - \frac{\omega_{cp}}{\omega_0} \right); \quad (10.7)$$

$$B = \frac{J}{\beta_d} = \frac{J \omega_0}{M_k \tau_3}. \quad (10.8)$$

Импульсному методу управления присущи потери на скольжение, выделяющиеся в цепи якоря.

Средняя за цикл мощность, потребляемая цепью якоря из сети, равна

$$P_1 = U I_{cp} = U \frac{M_{cp}}{c_e \Phi} = M_{cp} \omega_0.$$

Средняя за цикл мощность на валу двигателя

$$P = M_{cp} \omega_{cp}.$$

Разность этих мощностей представляет собой мощность тепловых потерь, выделяющихся в цепи якоря

$$\Delta P = P_1 - P = M_{cp} (\omega_0 - \omega_{cp}).$$

Как видно из формулы, потери тем больше, чем меньше скорость вращения. Если двигатель должен работать при малых скоростях вращения, то в цепь якоря включают добавочное сопротивление  $r_d$ , тогда потери в обмотке якоря уменьшатся и будут равны

$$\Delta P_{\text{я}} = \frac{r_{\text{я}}}{r_{\text{я}} + r_d} M_{cp} (\omega_0 - \omega_{cp}). \quad (10.9)$$

Основным достоинством данного метода управления является простота и малый вес управляющего устройства, в которое входит реле или контактор и преобразователь сигналов управления в импульсы тока определенной длительности. Такое импульсное устройство должно обладать малой инерционностью.

Однако этому методу, наряду с достоинствами, присущи и существенные недостатки:

1. Небольшой срок службы импульсного (контактного) устройства.

2. Невозможность повысить жесткость характеристик, в особенности при малых нагрузках.

3. Невозможность управления при холостом ходе. Как видно из формулы (10.7) при холостом ходе, когда  $\omega_{cp} = \omega_0$ ,  $k = 0$ .

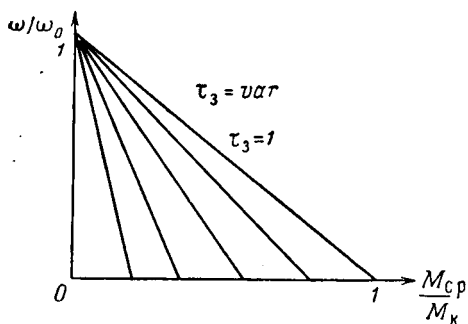


Рис. 10.21. Механические характеристики двигателя при импульсном регулировании

4. Невозможность воздействием на усилитель добиться реверса.

5. Большие потери при малых скоростях вращения, вызывающие интенсивный нагрев обмотки якоря.

Отмеченные достоинства и недостатки такого метода управления определяют область его применения — главным образом, в малоомощных нереверсируемых электроприводах и обычно тогда, когда требуется стабилизация скорости вращения. В качестве примеров можно указать на приводы генераторов, двигательных реле времени и пр.

Для того чтобы иметь возможность управлять двигателем при холостом ходе, применяют схему с динамическим торможением, изображенную на рис. 10.22.

Управление в данном случае осуществляется с помощью двух контакторов 1 и 2.

В первую часть периода замкнуты контакты 1, а контакты 2 разомкнуты и имеет место двигательный режим, во вторую часть периода замкнуты контакты 2, а контакты 1 разомкнуты и осуществляется динамическое торможение. Управление осуществляется изменением относительной длительности замыкания контактора 1.

Приняв ранее изложенные допущения в отношении скорости вращения и тока якоря, найдем уравнение механической регулировочной характеристики. В первой части цикла включения, когда имеет место двигательный режим, скорость вращения равна

$$\omega_{cp} = \frac{U - I_{я1}R_1}{c_e\Phi} = \omega_0 - \frac{M_1R_1}{c_e^2\Phi^2}. \quad (10.10)$$

Для второй части цикла, соответствующей тормозному режиму, ток якоря и скорость вращения  $\omega_{cp}$  равны соответственно

$$I_{я2} = \frac{\omega_{cp}c_e\Phi}{R_2}; \quad \omega_{cp} = \frac{I_{я2}R_2}{c_e\Phi} = \frac{M_2R_2}{c_e^2\Phi^2}. \quad (10.11)$$

Уравнение баланса энергии имеет вид

$$M_{cp}\omega_{cp}t_{ц} = M_1\omega_{cp}t_3 - M_2\omega_{cp}t_p$$

или

$$M_{cp} = M_1\tau_3 - M_2\tau_p,$$

где

$$\tau_3 = \frac{t_3}{t_{ц}}, \quad \tau_p = \frac{t_p}{t_{ц}}.$$

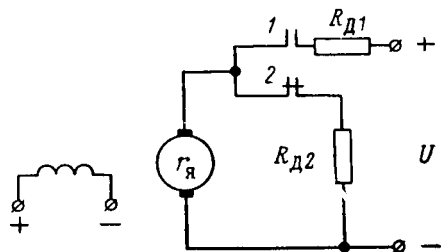


Рис. 10.22. Схема импульсного регулирования с динамическим торможением

Подставляя сюда  $M_2$  из уравнения (10.11), находим

$$M_{cp} = M_1 \tau_3 - \omega_{cp} \frac{c_e^2 \Phi^2}{R_2} \tau_p.$$

Выразив отсюда  $M_1$  и подставив в уравнение (10.10), получаем

$$\omega_{cp} = \omega_0 - \frac{M_{cp} + \omega_{cp} \frac{c_e^2 \Phi^2}{R_2} \tau_p}{\tau_3 c_e^2 \Phi^2} R_1 = \omega_0 - \frac{M_{cp} R_1}{\tau_3 c_e^2 \Phi^2} - \omega_{cp} \frac{R_1 \tau_p}{R_2 \tau_3},$$

где

$$\omega_{cp} \left( 1 + \frac{R_1 \tau_p}{R_2 \tau_3} \right) = \omega_0 - M_{cp} \frac{R_1}{\tau_3 c_e^2 \Phi^2},$$

или после преобразований и замены  $\tau_3 = 1 - \tau_p$ :

$$\omega_{cp} = \omega_0 \frac{R_2 (1 - \tau_p)}{R_2 (1 - \tau_p) + R_1 \tau_p} - \frac{M_{cp}}{c_e^2 \Phi^2} \frac{R_1 R_2}{R_2 (1 - \tau_p) + R_1 \tau_p}. \quad (10.12)$$

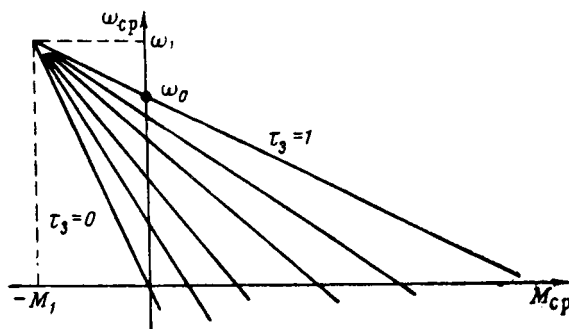


Рис. 10.23. Механические регулировочные характеристики для схемы рис. 10.22

На рис. 10.23 изображено семейство механических регулировочных характеристик для случая, когда  $R_2 > R_1$ . Характеристики пересекаются в точке с координатами

$$M_1 = -\frac{\omega_0 c_e^2 \Phi^2}{R_2 - R_1}; \quad \omega_1 = \omega_0 \frac{R_2}{R_2 - R_1}.$$

В частном случае, когда  $R_1 = R_2$ , характеристики изображаются параллельными прямыми.

Достоинством рассмотренного способа регулирования является постоянство жесткости механических характеристик, которая может быть такой же, как при естественной характеристике, и возможность управления двигателем при холостом ходе. Так же, как и в предыдущем случае, данному способу регулирования присущи большие потери энергии в цепи якоря, в особенности при малых скоростях.



Для осуществления реверса применяют более сложную схему с переключением цепи якоря, а в тех случаях, когда необходимо управлять двигателем при вращении как в прямом, так и в обратном направлении и осуществлять реверс, используется схема импульсного регулирования с торможением противовключением (рис. 10.24).

Как видно из рис. 10.24, в схеме используются четыре пары контактов, из которых контакты 2—2 периодически включают двигатель в прямом направлении, а контакты 1—1 — в обратном. Соответственно вал двигателя вращается или в прямом или в обратном направлении.

Обозначим длительность замкнутого состояния в прямом направлении через  $\tau'_3$ , а в обратном — через  $\tau''_3$ . Очевидно, что если переключатель во время работы переходит без задержки из одного положения в другое, то между  $\tau'_3$  и  $\tau''_3$  существует соотношение

$$\tau''_3 = 1 - \tau'_3,$$

и при изменении  $\tau'_3$  от 1 до 0 длительность времени  $\tau''_3$  изменяется от 0 до 1.

При сделанных для предыдущих схем допущениях в отношении скорости и формы импульса тока, получаем для прямого включения

$$\omega_{ср} = \frac{U - I_{я1} R_{я}}{c_e \Phi} = \omega_0 - \frac{M_1}{c_e^2 \Phi^2} R_{я};$$

для обратного включения

$$\omega_{ср} = \frac{-U + I_{я2} R_{я}}{c_e \Phi} = -\omega_0 + \frac{M_2}{c_e^2 \Phi^2} R_{я}.$$

Уравнение баланса энергии имеет вид

$$M_{ср} = M_1 \tau'_3 - M_2 \tau''_3 = M_1 \tau'_3 - M_2 (1 - \tau'_3).$$

Подставляя сюда выражения для  $M_1$  и  $M_2$  из предыдущих уравнений, получаем

$$M_{ср} = \frac{c_e^2 \Phi^2}{R_{я}} (\omega_0 - \omega_{ср}) \tau'_3 - \frac{c_e^2 \Phi^2}{R_{я}} (\omega_0 + \omega_{ср}) (1 - \tau'_3).$$

Отсюда

$$M_{ср} \frac{R_{я}}{c_e^2 \Phi^2} = \omega_0 (\tau'_3 - 1 + \tau'_3) + \omega_{ср} (-\tau'_3 - 1 + \tau'_3)$$

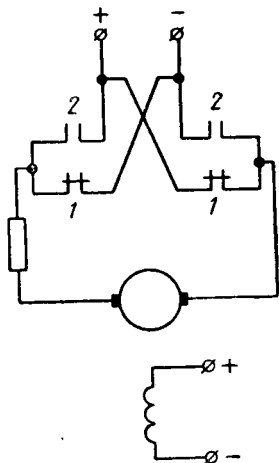


Рис. 10.24. Схема импульсного регулирования с торможением противовключением

и после преобразований для механической регулировочной характеристики получают

$$\omega_{ср} = \omega_0 (2\tau'_3 - 1) - M_{ср} \frac{R_{я}}{c^2 \Phi^2}.$$

На рис. 10.25 изображены механические регулировочные характеристики при разных значениях длительности замыкания контактов. Как видно из характеристик, жесткость и коэффициент зависимости вращающего момента от  $\tau'_3$  постоянны, т. е. система линейна.

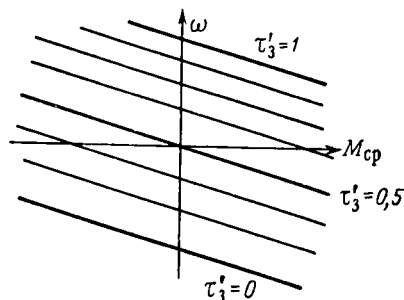


Рис. 10.25. Механические регулировочные характеристики для схемы рис. 10.24

Недостатком этого способа регулирования так же, как и предыдущих, являются большие тепловые потери в цепи якоря, в особенности при малых скоростях вращения. Схемы с динамическим торможением и схемы с торможением противовключением применяются при малых мощностях двигателя в различных авиационных следящих системах.

В качестве примеров можно привести электроприводы органов управления ракет, следящие системы различных вычислительных устройств, радиотехнических установок и пр.

#### § 10.7. ПОТЕРИ НА НАГРЕВАНИЕ В ЦЕПИ ЯКОРЯ ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ

Средняя мощность потерь на нагревание в цепи якоря за полный цикл равна

$$\Delta P = \frac{I_1^2 R_1 t_1 + I_2^2 R_2 t_2}{t_{ц}} = I_1^2 R_1 \tau_1 + I_2^2 R_2 \tau_2,$$

где  $I_1$ ,  $R_1$ ,  $t_1$  — среднее значение тока, сопротивление цепи якоря и длительность времени включения для двигательного режима;

$I_2$ ,  $R_2$ ,  $t_2$  — то же для тормозного режима;

$t_{ц}$  — период (длительность полного цикла включения).

Падения напряжения в цепи якоря равны:  
при двигательном режиме

$$I_1 R_1 = U - E = U \left( 1 - \frac{E}{U} \right) = U \left( 1 - \frac{\omega}{\omega_0} \right);$$

при тормозном режиме

$$I_2 R_2 = k_{т} U - E = U \left( k_{т} - \frac{E}{U} \right) = U \left( k_{т} - \frac{\omega}{\omega_0} \right).$$

Здесь  $k_T$  — коэффициент, определяющий вид торможения. При торможении способом увеличения сопротивления цепи якоря  $k_T=1$ , при динамическом торможении  $k_T=0$  и при торможении противовключением  $k_T=-1$ .

Подставляя падения напряжения в выражение для  $\Delta P$ , находим

$$\Delta P = U \left( 1 - \frac{\omega}{\omega_0} \right) I_1 \tau_1 + U \left( k_T - \frac{\omega}{\omega_0} \right) I_2 \tau_2,$$

или

$$\begin{aligned} \Delta P = \omega_0 c_e \Phi \left( 1 - \frac{\omega}{\omega_0} \right) \frac{M_1}{c_e \Phi} \tau_1 + \omega_0 c_e \Phi \left( k_T - \frac{\omega}{\omega_0} \right) \frac{M_2}{c_e \Phi} \tau_2 = (\omega_0 - \omega) M_1 \tau_1 + \\ + (\omega_0 k_T - \omega) M_2 \tau_2 = (\omega_0 - \omega) M_c + \omega_0 \left( k_T - 1 \right) M_2 \tau_2. \end{aligned} \quad (10.13)$$

В этой формуле при регулировании с динамическим торможением или торможением противовключением  $M_2 < 0$ , и поэтому второе слагаемое в правой части всегда положительно.

Как видно, наиболее тяжелые тепловые режимы наблюдаются в двигателе при малых или отрицательных скоростях вращения  $\omega$ . Причем снижение скорости вращения сопровождается увеличением потерь. Наибольшей величины потери достигают при использовании торможения противовключением, когда  $k_T = -1$ , и наименьшего — при торможении увеличением сопротивления цепи якоря, когда  $k_T = 1$ . Из формулы (10.13) следует, что мощность потерь на нагрев в цепи якоря равна или больше мощности скольжения  $(\omega_0 - \omega) M_c$ , т. е. при импульсном регулировании скорости вращения возможен интенсивный нагрев обмотки якоря. Для предотвращения перегрева обмотки якоря в цепь ее включают добавочные сопротивления. Однако включение добавочного сопротивления в цепь якоря снижает жесткость механических характеристик, т. е. ведет к ухудшению регулировочных свойств двигателя.

#### § 10.8. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ, В КОТОРЫХ ИСПОЛЬЗУЕТСЯ ВИБРАЦИОННАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ

Методы импульсного регулирования скорости вращения основаны на изменении относительной длительности импульсов напряжения, прикладываемого к цепи якоря. При этом частота следования импульсов должна быть на порядок выше наибольшей частоты следования управляющих и возмущающих воздействий. Пульсации скорости вращения в данном случае будут незначительными и можно считать, что имеет место плавная зависимость среднего за период значения скорости вращения от значения медленно меняющихся управляющих воздействий.

Плавное регулирование скорости вращения при использовании импульсного метода управления освещается в курсе основ автоматики и известно под названием вибрационной линеаризации.

Существо линеаризации заключается в регулировании вращения двигателя за счет изменения соотношений длительности замкнутого и разомкнутого состояний контактов в цепи якоря двигателя.

Известно, что при одинаковой относительной длительности замыкания и размыкания контактов средний ток за полный цикл в такой двухтактной схеме равен нулю. При изменении этого соотношения создается преимущественное направление суммарного тока. Это означает, что, изменяя относительную длительность замкнутого и разомкнутого состояний контактов, можно менять направление вращения якоря двигателя, а меняя величину управляющего напряжения — и скорость вращения.

В этом разделе будут рассмотрены основные принципы построения схем импульсного регулирования скорости вращения, в которых используется вибрационная линеаризация.

### Линеаризация вынужденными колебаниями

Схема, иллюстрирующая этот метод регулирования для электропривода двигателя, изображена на рис. 10.26. Замыканием контактов  $K_1$  осуществляется двигательный режим, замыканием контактов  $K_2$  — режим динамического торможения. Включение контактора осуществляется с помощью двухпозиционного поляризованного реле, которое является источником управляющих импуль-

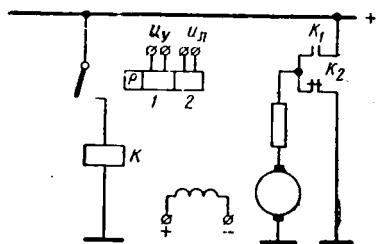


Рис. 10.26. Схема импульсного регулирования скорости вращения

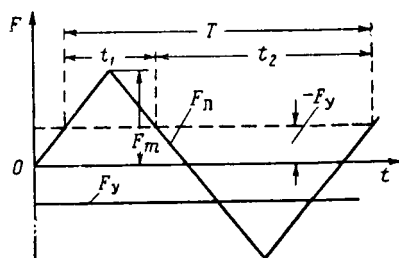


Рис. 10.27. Диаграмма м. д. с. реле для схемы 10.26

сов, относительная длительность которых регулируется. Реле имеет две обмотки. На обмотку 1 подается управляющее напряжение, на обмотку 2 — линеаризующее переменное напряжение пилообразной формы.

На рис. 10.27 изображена диаграмма магнитодвижущих сил обмоток реле. Частота линеаризующей намагничивающей силы берется на порядок выше, чем наибольшая возможная частота управляющей магнитодвижущей силы. В течение одного периода линеаризующей магнитодвижущей силы магнитодвижущую силу управления можно считать неизменной. Срабатывание поляризованного реле происходит тогда, когда алгебраическая сумма магнитодвижущих сил (м. д. с.) обмоток положительна. На рис. 10.27 изобра-

жена диаграмма для случая, когда м. д. с. управляющей обмотки отрицательна. Как видно, в этом случае продолжительность включения и отключения реле получаются равными соответственно  $t_1$  и  $t_2$ , если не учитывается м. д. с. срабатывания реле. В этом случае зависимость относительной длительности замыкания цепи в прямом направлении ( $\tau_1 = \frac{t_1}{t_u}$ ) от управляющей м. д. с. изображается

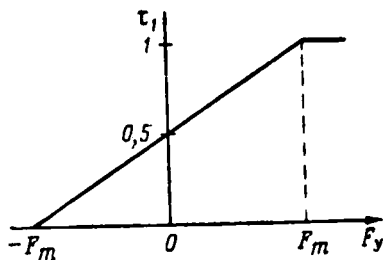


Рис. 10.28. Зависимость относительной длительности замыкания от м. д. с. управления

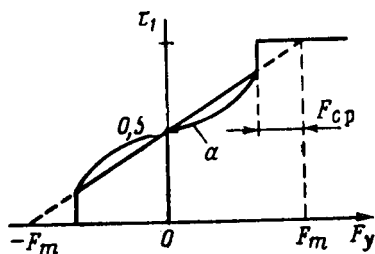


Рис. 10.29. Зависимость относительной длительности замыкания реле от м. д. с. управления при учете м. д. с. срабатывания

прямой линией (рис. 10.28). С учетом м. д. с. срабатывания зависимость  $\tau_1 = f(F_y)$  принимает вид, изображенный на рис. 10.29.

Если в качестве линеаризующего напряжения используется напряжение синусоидальной формы, то зависимость  $\tau_1 = f(F_y)$  несколько отличается от прямолинейной (рис. 10.29, а), однако с достаточной для практических целей точностью ее обычно принимают также прямолинейной.

### Линеаризация способом создания запаздывающей обратной связи вокруг релейного элемента

Для вибрационной линеаризации вынужденными колебаниями необходим специальный генератор линеаризующего напряжения. Вибрационную линеаризацию можно осуществить и без специального генератора за счет автоколебаний, возникающих в случае использования запаздывающей обратной связи вокруг релейного элемента. Поясним принцип действия запаздывающей обратной связи на примере схемы, приведенной на рис. 10.30. Схема может быть использована для импульсного регулирования скорости вращения двигателя с динамическим торможением. Управление в данном случае производится с помощью поляризованного реле, имеющего характеристику, изображенную на рис. 10.31. Характеристика реле определяет зависимость выходной величины — напряжения, включаемого реле, от входной — магнитодвижущей силы обмоток  $F$ . На рис. 10.31  $F_{ср}$  означает м. д. с. срабатывания реле,

а  $F_{отп}$  — м. д. с. отпускания реле. Если ток управляющей обмотки 1 поляризованного реле, меньше тока срабатывания, то цепь обмотки контактора  $K$  остается разомкнутой, т. е. относительная длительность замыкания равна нулю и двигатель работает в режиме динамического торможения.

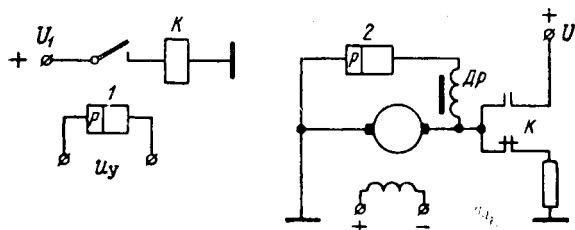


Рис. 10.30. Схема вибрационной линейризации с запаздывающей обратной связью

Если ток, протекающий через управляющую обмотку, больше тока срабатывания, то реле и контактор, замыкающий цепь якоря двигателя, срабатывают, и якорь двигателя подключается к источнику тока. Одновременно начинает увеличиваться ток в обмотке 2 реле  $P$ , являющейся обмоткой обратной связи. Магнитное поле, создаваемое при этом, противоположно по знаку полю обмотки управления. Для увеличения постоянной времени цепи обратной связи последовательно с обмоткой 2 реле включен дроссель  $Др$ .

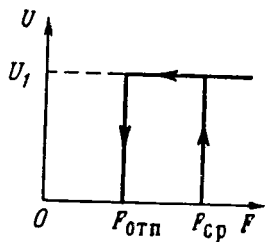


Рис. 10.31. Характеристика поляризованного реле в схеме рис. 10.30

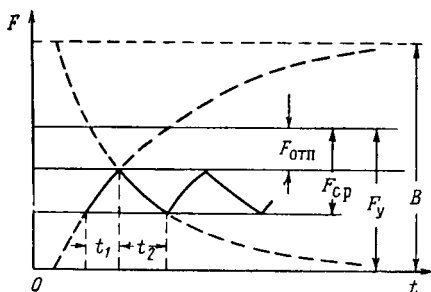


Рис. 10.32. Диаграмма м. д. с. обратной связи

$$B = \frac{U \omega_{o.c}}{R_{o.c}}$$

До тех пор пока разность между ампер-витками обмотки управления и ампер-витками обмотки обратной связи достаточно велика, реле не отпускает свои контакты, что соответствует двигательному режиму. Когда эта разность уменьшится настолько, что реле разомкнет свои контакты, контактор отключит якорь двигателя от сети и двигатель перейдет в режим динамического торможения.

Одновременно начнется уменьшение тока в цепи обратной связи. Режим динамического торможения длится до тех пор, пока разность м. д. с. обмотки управления и м. д. с. обмотки обратной связи не достигнет значения, при котором происходит срабатывание реле, после чего опять наступит двигательный режим и т. д. Изменение м. д. с. обратной связи соответствующей этим режимам, изображено на рис. 10.32.

Магнитодвижущая сила (в ампер-витках), возникающая в обмотке обратной связи, выражается экспонентами

$$F_{o.c} = \frac{U w_{o.c}}{R_{o.c}} (1 - e^{-t/T}) \text{ — при двигательном режиме;}$$

$$F_{o.c} = \frac{U w_{o.c}}{R_{o.c}} e^{-t/T} \text{ — при тормозном режиме.}$$

Здесь  $T$  — постоянная времени цепи обратной связи.

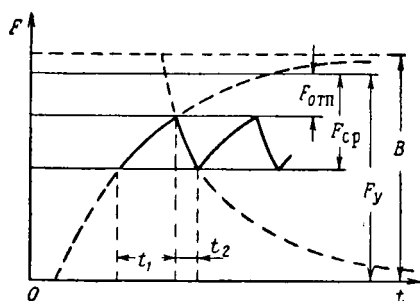


Рис. 10.33. Диаграмма м. д. с. обратной связи при большой скорости вращения

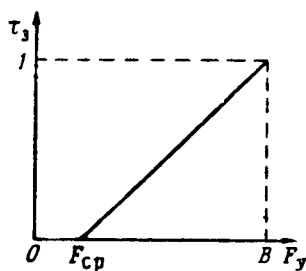


Рис. 10.34. Зависимость относительной длительности замыкания реле от м. д. с. управления

Промежутки времени  $t_1$  и  $t_2$  соответствуют времени работы в двигательном режиме и времени работы в тормозном режиме. Относительная длительность замыкания цепи якоря двигателя равна

$$\tau_3 = \frac{t_1}{t_1 + t_2}.$$

На рис. 10.33 изображена диаграмма, подобная рис. 10.32, но для большего значения магнитодвижущей силы обмотки управления. Как видно из сравнения рисунков, в этом случае относительная длительность замыкания цепи получается больше, чем в предыдущем случае.

Зависимость относительной длительности замыкания от магнитодвижущей силы обмотки управления имеет сложный вид. Однако с достаточной для практических целей точностью эту зависимость можно выразить прямой линией (рис. 10.34).

## Вибрационная линейризация за счет выбора структуры и параметров линейной части системы

При наличии реле в замкнутой системе, применяемой для регулирования скорости вращения двигателя, и при определенной

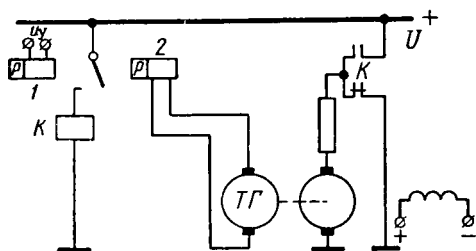


Рис. 10.35. Схема системы с вибрационной линейризацией за счет выбора параметров линейной части

структуре системы и соотношении параметров линейной части возможно возникновение собственных колебаний, используемых для линейризации. Поясним этот метод на примере схемы регулирования скорости вращения двигателя независимого возбуждения, приведенной на рис. 10.35. Как показано на схеме, здесь применена обратная связь с помощью тахогенератора

ТГ. На рис. 10.36 изображена структурная схема этой системы регулирования. Нетрудно убедиться, что структурная схема может

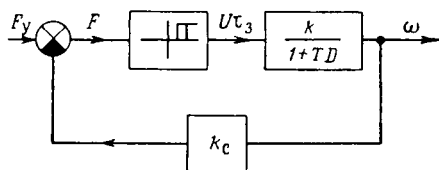


Рис. 10.36. Структурная схема системы рис. 10.35

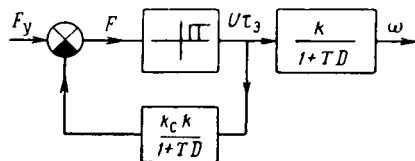


Рис. 10.37. Преобразованная структурная схема

быть преобразована к виду, показанному на рис. 10.37, т. е. схема рис. 10.35 равносильна рассмотренному выше случаю, когда реле-ный элемент охвачен запаздывающей обратной связью, а следовательно, в схеме рис. 10.35 возможно возникновение автоколебаний. Для того чтобы частота автоколебаний была достаточно высокой, а именно: такой, при которой имеет место эффект вибрационной линейризации, параметры системы должны быть выбраны определенной величины. Другим примером системы подобного же рода является электропривод

со стабилизацией скорости вращения воздействием импульсов на цепь якоря. В такой схеме (рис. 10.38) контакты, включенные па-

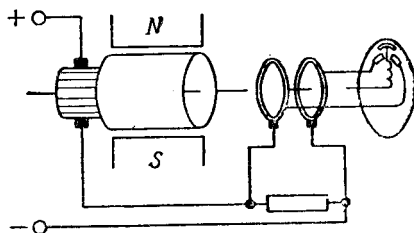


Рис. 10.38. Схема стабилизации скорости вращения двигателя



раллельно сопротивлению в цепи якоря, размыкаются под действием центробежной силы. Размыкание контактов вызывает уменьшение тока якоря и скорости вращения, вследствие чего, под действием пружины контакты вновь замыкаются и т. д. Обычно частота замыканий контактов получается такой, что возникает эффект вибрационной линеаризации. Причем с изменением напряжения в сети или нагрузки на валу двигателя относительная длительность замыкания контактов изменяется так, что средняя скорость вращения сохраняется неизменной. Величина средней скорости определяется натяжением пружины.

### § 10.9. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОМОЩЬЮ ИМПУЛЬСОВ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

#### Нереверсивные схемы

Применение полупроводниковых триодов в схемах управления электродвигателями постоянного тока открывает возможность использования импульсных методов управления, в которых применяется повышенная частота следования импульсов, что существенно улучшает как регулировочные свойства электропривода, так и экономичность его по сравнению с обычными методами импульсного управления.

Рассмотрим простейшую схему (рис. 10.39) управления двигателем независимого возбуждения при импульсном воздействии на цепь якоря.

Схема состоит из триода  $T$ , широтно-импульсного модулятора (ШИМ), воздействующего на триод импульсами повышенной частоты  $f$ , выпрямителя  $B$ , шунтирующего якорь двигателя  $D$ . Возбуждение двигателя может быть как электромагнитным, так и от постоянных магнитов.

Управление вращением двигателя достигается с помощью изменения импульсов тока в цепи питания двигателя воздействием на триод, последовательно включенный в эту цепь, управляющими импульсами регулируемой длительности от ШИМ. Пиковое значение импульсов тока, подаваемых на триод, таково, что во время импульса триод полностью открывается.

Вместо триода можно также применять кремниевый управляемый диод — тиристор. Длительность управляющих импульсов на порядок меньше электрической постоянной времени обмотки якоря двигателя  $D$ , определяемой отношением индуктивности обмотки  $L_{\text{я}}$  к сопротивлению  $r_{\text{я}}$ . Для регулирования скорости вращения

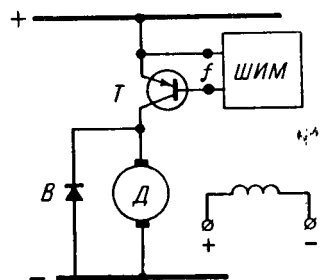


Рис. 10.39. Схема импульсного управления двигателем с помощью полупроводникового триода

двигателей обычного исполнения частота управляющих импульсов должна быть в пределах от нескольких сот герц до двух тысяч герц — в зависимости от мощности двигателя.

Изменение скорости вращения двигателя осуществляется также, как и в обычных схемах импульсного управления — изменением длительности управляющих импульсов. Если длительность импульса равна периоду следования импульсов, то двигатель все время включен и его скорость максимальна. Если длительность импульса равна нулю — то двигатель отключен и вал его неподвижен (при реактивном моменте сопротивления). При промежуточных значениях длительности импульса двигатель имеет некоторую скорость вращения, отличную от максимальной.

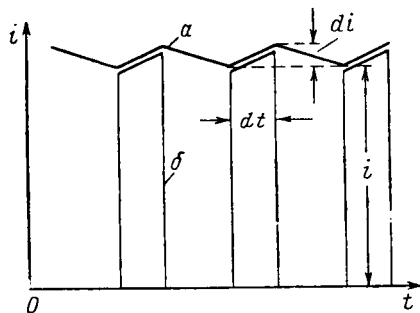


Рис. 10.40. Диаграмма тока якоря двигателя

Принципиальное отличие данной схемы от обычных схем импульсного регулирования вытекает из применения повышенной частоты импульсов. Если соотношение между периодом пульсации и постоянной времени цепи якоря соответствует указанному выше, то ток в цепи якоря двигателя вследствие шунтирующего действия выпрямителя на обмот-

ку якоря не имеет характера импульсов, а практически непрерывен. На рис. 10.40 кривой *a* изображена диаграмма тока в обмотке якоря, а кривой *b* — диаграмма тока, потребляемого от источника. Как видно из диаграммы, ток, потребляемый от источника, имеет импульсный характер, причем во время импульса ток источника равен току якоря.

Среднее значение тока источника меньше среднего значения тока якоря. Во время импульса происходит увеличение энергии, запасенной в индуктивности обмотки якоря. За счет этой энергии поддерживается ток в якоря во время паузы импульсов.

Таким образом, ток в цепи якоря почти постоянен, что не вызывает больших тепловых потерь. В то же время триод работает в наиболее выгодном импульсном режиме — он или полностью открыт или закрыт, вследствие чего тепловые потери в нем минимальны.

Чтобы уменьшить по возможности частоту следования импульсов, в цепь обмотки якоря может быть включена добавочная индуктивность в виде реактора (дресселя).

Рассмотрим механические регулировочные характеристики двигателя в этом режиме.

Предположим, что частота следования импульсов бесконечно большая и соответственно период следования импульсов бесконечно мал. Обозначим длительность импульса  $dt$ , а увеличение тока

во время импульса  $di$  (рис. 10.40). Тогда во время импульса баланс напряжений и э. д. с. определяется уравнением

$$U = k_e \omega + L_{\text{я}} \frac{di}{dt} + i_{\text{я}}(r_{\text{т}} + r_{\text{я}}), \quad (10.14)$$

где  $U$  — напряжение источника постоянного тока;  
 $\omega$  — скорость вращения двигателя;  
 $k_e$  — коэффициент э. д. с.;  
 $L_{\text{я}}$  — индуктивность цепи обмотки якоря;  
 $r_{\text{я}}$  — сопротивление обмотки якоря;  
 $r_{\text{т}}$  — сопротивление цепи эмиттер—коллектор триода;  
 $i_{\text{я}}$  — ток якоря, во время импульса равный току источника;  
 $\tau_{\text{з}}$  — относительная длительность замыкания цепи, равная отношению длительности импульса к периоду следования импульсов;  
 $\tau_{\text{р}} = 1 - \tau_{\text{з}}$  — относительная длительность размыкания.

Во время паузы, длительность которой равна  $\frac{\tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}} dt$ , ток якоря уменьшается на  $di$ , баланс энергии определяется уравнением

$$\begin{aligned} L_{\text{я}} \frac{(i_{\text{я}} + di)^2}{2} - L_{\text{я}} \frac{i_{\text{я}}^2}{2} &= L_{\text{я}} i_{\text{я}} di + L_{\text{я}} \frac{(di)^2}{2} = \\ &= (k_e \omega i_{\text{я}} + i_{\text{я}}^2 r_{\text{я}} + i_{\text{я}}^2 r_{\text{в}}) dt \frac{\tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}}. \end{aligned} \quad (10.15)$$

Здесь  $r_{\text{в}}$  — сопротивление выпрямителя;  
 $\tau_{\text{р}}$  — относительная длительность размыкания цепи, равная отношению времени паузы к периоду следования импульсов.

Из уравнения (10.15), пренебрегая  $(di)^2$ , как величиной второго порядка малости, имеем

$$L_{\text{я}} \frac{di}{dt} = (k_e \omega + i_{\text{я}} r_{\text{я}} + i_{\text{я}} r_{\text{в}}) \frac{\tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}}.$$

Подставим это выражением в уравнение (10.14)

$$\begin{aligned} U &= k_e \omega + \frac{k_e \omega}{\tau_{\text{з}}} \tau_{\text{р}} + i_{\text{я}} r_{\text{я}} \frac{\tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}} + i_{\text{я}} r_{\text{в}} \frac{\tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}} + i_{\text{я}} r_{\text{т}} + i_{\text{я}} r_{\text{я}} = \\ &= k_e \omega \frac{\tau_{\text{з}} + \tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}} + i_{\text{я}} r_{\text{я}} \frac{\tau_{\text{з}} + \tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}} + i_{\text{я}} \left( r_{\text{в}} \frac{\tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}} + r_{\text{т}} \right). \end{aligned}$$

Так как  $\tau_{\text{з}} + \tau_{\text{р}} = 1$ , то

$$U = \frac{k_e \omega}{\tau_{\text{з}}} + \frac{i_{\text{я}} r_{\text{я}}}{\tau_{\text{з}}} + i_{\text{я}} \left( r_{\text{в}} \frac{\tau_{\text{р}}}{\tau_{\text{з}}} + r_{\text{т}} \right).$$

Отсюда

$$\omega = \frac{U}{k_e} \tau_3 - i_{\text{я}} \frac{r_{\text{я}} + r_{\text{в}} \tau_{\text{р}} + r_{\text{т}} \tau_3}{k_e},$$

или, так как  $U/k_e$  равно скорости вращения двигателя при идеальном холостом ходе  $\omega_0$ , то уравнение скоростной регулировочной характеристики, определяющей зависимость скорости вращения от тока якоря, получаем в виде

$$\omega = \omega_0 \tau_3 - i_{\text{я}} \frac{r_{\text{я}} + r_{\text{в}} \tau_{\text{р}} + r_{\text{т}} \tau_3}{k_e}. \quad (10.16)$$

Так как электромагнитный момент двигателя равен  $M_e = k_e i_{\text{я}}$ , а момент короткого замыкания  $M_{\text{к}} = k_e I_{\text{к}}$ , то

$$i_{\text{я}} = \frac{M_e}{k_e} = \frac{M_e}{M_{\text{к}}} I_{\text{к}} = \frac{M_e}{M_{\text{к}}} \frac{U}{r_{\text{т}} + r_{\text{я}}} = \frac{M_e}{M_{\text{к}}} \frac{\omega_0 k_e}{r_{\text{т}} + r_{\text{я}}}.$$

Подставив это значение тока в уравнение (10.16), получим уравнение механической регулировочной характеристики

$$\omega = \omega_0 \left[ \tau_3 - \frac{M_e}{M_{\text{к}}} \frac{r_{\text{я}} + r_{\text{в}} \tau_{\text{р}} + r_{\text{т}} \tau_3}{r_{\text{т}} + r_{\text{я}}} \right]. \quad (10.17)$$

Из уравнения (10.17) следует, что при  $r_{\text{в}} = r_{\text{т}}$  механические регулировочные характеристики при различных  $\tau_3$  изображаются параллельными прямыми (рис. 10.41). Жесткость характеристик постоянна, регулирование возможно как под нагрузкой, так и при холостом ходе.

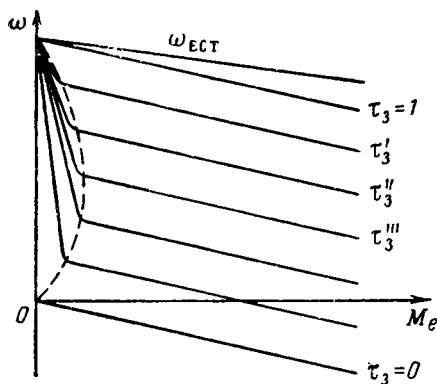


Рис. 10.41. Регулировочные характеристики для схемы рис. 10.39

Снижение скорости вращения не сопровождается увеличением тепловых потерь, как это имеет место в обычных схемах импульсного регулирования. Физически это объясняется тем, что при скоростях вращения, меньших естественной, избыток напряжения источника над э. д. с. якоря уравновешивается не падением напряжения в сопротивлении цепи якоря, как при обычном импульсном регулировании, а в основном э. д. с. самоиндукции в обмотке якоря.

Определим электрические потери в рассматриваемой схеме, пренебрегая током триода во время паузы и обратным током выпрямителя.

Энергия потерь в триоде за время замкнутого состояния  $t_3$  равна

$$W_{\text{т}} = i_{\text{я}}^2 r_{\text{т}} t_3.$$

Разделив эту величину на период следования импульсов, получим среднюю мощность потерь в триоде за период

$$\Delta P_{\tau} = i_{\text{я}}^2 r_{\tau} \tau_3.$$

Мощность потерь в обмотке якоря

$$\Delta P_{\text{я}} = i_{\text{я}}^2 r_{\text{я}}.$$

Мощность потерь в выпрямителе

$$\Delta P_{\text{в}} = i_{\text{я}}^2 r_{\text{в}} \tau_{\text{р}}.$$

Суммарная мощность электрических потерь

$$\Delta P_{\text{е}} = i_{\text{я}}^2 (r_{\tau} \tau_3 + r_{\text{в}} \tau_{\text{р}} + r_{\text{я}}). \quad (10.18)$$

Из диаграммы токов рис. 10.40 нетрудно получить среднее значение тока источника, считая, что импульсы тока имеют прямоугольную форму

$$I_{\text{ср}} = i_{\text{я}} \tau_3.$$

а среднеквадратичное значение этого же тока

$$I_{\text{ср. кв}} = i_{\text{я}} \sqrt{\tau_3}.$$

Так как  $\tau_3 < 1$ , то как среднее, так и среднеквадратичное значения тока источника меньше тока якоря.

Ранее были получены характеристики двигателя в предположении, что частота следования импульсов бесконечно большая, а триоды переключаются мгновенно.

В действительности частота следования импульсов конечна и имеется некоторое запаздывание при открывании и закрывании триодов. Поэтому в реальных условиях, при малых нагрузках имеет место режим прерывистого тока в цепи якоря и регулировочные характеристики выходят из точки, соответствующей скорости холостого хода при номинальном напряжении (см. рис. 10.41).

На рис. 10.42 изображена схема, аналогичная рассмотренной, но применительно к двигателю с последовательным возбуждением (серийному). Цепь управляющих импульсов на схеме не показана, она может быть такой же, как и в предыдущем случае.

Так как серийная обмотка обладает значительной индуктивностью, то нет необходимости в применении высокой частоты следования импульсов.

Рассуждая аналогично предыдущему, нетрудно получить уравнение

$$U = \frac{E}{\tau_3} + \frac{i_{\text{я}} r_{\text{я}}}{\tau_3} + i_{\text{я}} \left( r_{\text{в}} \frac{\tau_{\text{р}}}{\tau_3} + r_{\tau} \right),$$

где  $E$  — э. д. с. обмотки якоря, равная  $k_e \omega$ .

Здесь  $k_e$  не постоянно, как это бывает в случае двигателя независимого возбуждения, а зависит от тока якоря и определяется по граничной характеристике  $\omega_{гр} = f(i)$ :

$$k_e = \frac{U}{\omega_{гр}}.$$

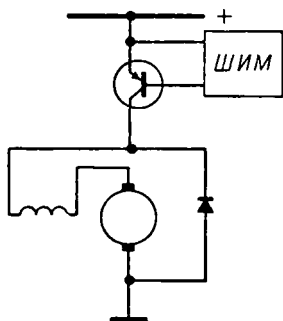


Рис. 10.42. Схема импульсного управления серийным двигателем

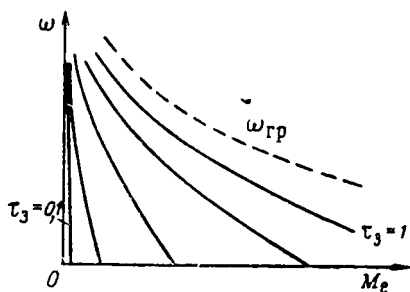


Рис. 10.43. Механические регулировочные характеристики серийного двигателя

С учетом выражений для  $E$  и  $k_e$  получают

$$\omega = \omega_{гр} \tau_3 - i_a \frac{r_{я} + r_{с.в} \tau_p + r_T \tau_3}{k_e},$$

или, так как электромагнитный вращающий момент  $M_e = k_e i_a$ ,

$$\omega = \omega_{гр} \tau_3 - M_e \frac{r_{я} + r_{с.в} \tau_p + r_T \tau_3}{k_e^2}. \quad (10.19)$$

Механические регулировочные характеристики серийного двигателя изображены на рис. 10.43.

### Мостовая реверсивная схема

На рис. 10.44 изображена принципиальная схема управления реверсивным двигателем с независимым возбуждением.

Рассмотрим процессы в схеме при идеальной коммутации, когда время переключения равно нулю. В схеме переключения используется принцип противовключения; в первый полупериод открыты триоды 1, во второй полупериод — триоды 2.

В целях упрощения задачи и выявления основных закономерностей скорость вращения будем считать равномерной и постоянной. Это допущение тем справедливее, чем выше частота следования импульсов.

Для цепи якоря двигателя имеем

$$U = E + iR + L_{\text{я}} \frac{di}{dt}, \quad (10.20)$$

где  $U$  — напряжение источника электроэнергии;  
 $E$  — э. д. с. двигателя, которую мы считаем, так же, как и скорость вращения, постоянной;  
 $R = r_{\text{я}} + r_{\text{т}}$  — сопротивление цепи якоря равное сумме сопротивления обмотки и сопротивления открытого триода, которое принимается равным сопротивлению выпрямителя в прямом направлении;  
 $L_{\text{я}}$  — индуктивность цепи якоря.

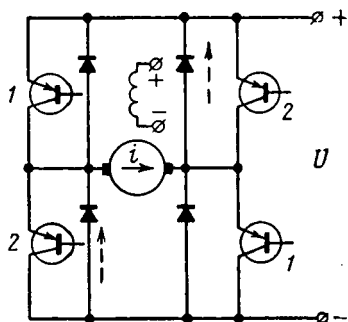


Рис. 10.44. Схема управления реверсивным двигателем с помощью импульсов повышенной частоты

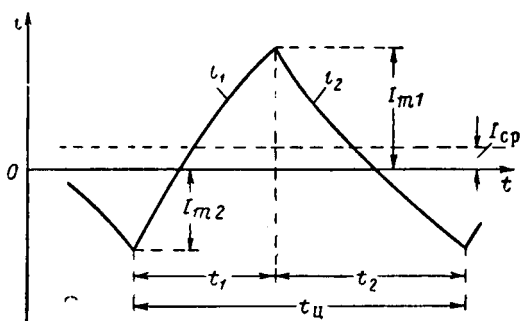


Рис. 10.45. Диаграмма тока якоря для схемы рис. 10.44

В установившемся режиме изменения тока якоря происходят около среднего значения  $I_{\text{ср}}$  (рис. 10.45) между одними и теми же предельными значениями — от  $I_{m2}$  в начале первой части цикла переключения до  $I_{m1}$  в начале второй части цикла переключения.

Решим уравнение (10.20) для первой части цикла переключения, когда открыты триоды 1. Так как  $E$  мы считаем постоянной, то уравнение (10.20) соответствует включению цепи, содержащей последовательное соединение  $R$  и  $L_{\text{я}}$  к источнику с постоянным напряжением  $U - E$ . Как известно из курса теоретических основ электротехники, ток в такой цепи в переходном режиме равен

$$i = i_{\text{вн}} + [i_{(0)} - i_{\text{вн}(0)}] e^{-t/T_{\text{я}}},$$

где  $i_{\text{вн}}$  — вынужденная составляющая переходного тока;  
 $i_{(0)}$  — начальное значение тока;  
 $i_{\text{вн}(0)}$  — значение вынужденной составляющей при  $t=0$ ;  
 $T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R}$  — постоянная времени цепи якоря.

Будем отсчитывать время от начала первой части цикла переключений. Тогда  $i_{(0)} = I_{m2}$ ,  $i_{\text{вн}} = i_{\text{вн}(0)} = \frac{U - E}{R}$  и решение уравнения (10.20) для первой части цикла переключений, когда открыты триоды 1, получаем в виде

$$i_1 = \frac{U - E}{R} (1 - e^{-t/T_{\text{я}}}) + I_{m2} e^{-t/T_{\text{я}}}. \quad (10.21)$$

Во второй части цикла переключений, когда закрыты триоды 1 и открыты триоды 2, напряжение источника электроэнергии приложено к обмотке якоря двигателя в противоположном направлении. Так как ток в цепи якоря мгновенно измениться не может вследствие наличия индуктивности, то в первое время он течет в прежнем направлении, замыкаясь через выпрямители и источник электроэнергии так, как показано на схеме рис. 10.44, пунктирными стрелками.

Решим уравнение (10.20) для второй части цикла переключений, отсчитывая время от начала второй части. Очевидно, что в этом случае

$$i_{(0)} = I_{m1}, \quad i_{\text{вн}} = i_{\text{вн}(0)} = \frac{-U - E}{R}$$

и решение получаем в виде

$$i_2 = \frac{-U - E}{R} (1 - e^{-t/T_{\text{я}}}) + I_{m1} e^{-t/T_{\text{я}}}. \quad (10.22)$$

Определим предельные значения тока якоря. Положим в уравнении (10.21)  $t = t_1$ , тогда

$$i_1 = I_{m1} = \frac{U - E}{R} (1 - e^{-t_1/T_{\text{я}}}) + I_{m2} e^{-t_1/T_{\text{я}}}.$$

Аналогично, полагая в уравнении (10.22)  $t = t_2$ , имеем

$$I_{m2} = \frac{-U - E}{R} (1 - e^{-t_2/T_{\text{я}}}) + I_{m1} e^{-t_2/T_{\text{я}}}.$$

Подставив это значение тока в предыдущее выражение, получаем

$$I_{m1} = \frac{U - E}{R} (1 - e^{-t_1/T_{\text{я}}}) - \frac{U + E}{R} (1 - e^{-t_2/T_{\text{я}}}) e^{-t_1/T_{\text{я}}} + I_{m1} e^{-\frac{t_1 + t_2}{T_{\text{я}}}}.$$

Отсюда

$$I_{m1} = \frac{\frac{U - E}{R} (1 - e^{-t_1/T_{\text{я}}}) - \frac{U + E}{R} (1 - e^{-t_2/T_{\text{я}}}) e^{-t_1/T_{\text{я}}}}{1 - e^{-t_{\text{ц}}/T_{\text{я}}}}, \quad (10.23)$$

где  $t_{\text{ц}} = t_1 + t_2$  — длительность полного цикла переключений.



Подставим найденное значение  $I_{m1}$  в выражение для  $I_{m2}$

$$I_{m2} = -\frac{U+E}{R}(1 - e^{-t_2/T_{я}}) + \\ + \frac{\frac{U-E}{R}(1 - e^{-t_1/T_{я}}) - \frac{U+E}{R}(1 - e^{-t_2/T_{я}})e^{-t_1/T_{я}}}{1 - e^{-t_{ц}/T}} e^{-t_2/T_{я}}.$$

После приведения к общему знаменателю и сокращений получаем

$$I_{m2} = \frac{\frac{U-E}{R}(1 - e^{-t_1/T_{я}})e^{-t_2/T_{я}} - \frac{U+E}{R}(1 - e^{-t_2/T_{я}})}{1 - e^{-t_{ц}/T_{я}}}. \quad (10.24)$$

Среднее значение тока якоря равно

$$I_{cp} = \frac{1}{t_{ц}} \left[ \int_0^{t_1} i_1 dt + \int_0^{t_2} i_2 dt \right].$$

После интегрирования и алгебраических преобразований, подставляя сюда выражения для токов  $i_1$  и  $i_2$ , находим

$$I_{cp} = \frac{U}{R} (\tau_1 - \tau_2) - \frac{E}{R}.$$

Здесь

$$\tau_1 = t_1/t_{ц}, \quad \tau_2 = t_2/t_{ц}.$$

Учитывая, что электромагнитный момент

$$M_e = c_e \Phi I_{cp},$$

где  $c_e$  — постоянная двигателя;

$\Phi$  — поток якоря,

и что э. д. с. якоря

$$E = c_e \omega \Phi,$$

а напряжение источника тока

$$U = c_e \omega_0 \Phi,$$

где  $\omega$  — скорость вращения;

$\omega_0$  — скорость вращения при холостом ходе

получаем уравнение механической регулировочной характеристики:

$$\omega = \omega_0 (2\tau_1 - 1) - M_e \frac{R}{c_e^2 \Phi^2}. \quad (10.25)$$

На рис. 10.46 изображены механические регулировочные характеристики для различных значений относительной длительности первой части цикла переключения  $\tau_1$ . Как видно, жесткость харак-

теристик неизменна, а управление скоростью вращения возможно как в двигательном режиме, так и в тормозном режиме, а также и при идеальном холостом ходе, т. е. по регулировочным характеристикам рассматриваемая

схема аналогична системе генератор—двигатель.

При такой схеме включения вид механической регулировочной характеристики, ее жесткость, не зависят от частоты следования импульсов. От частоты следования импульсов не зависит также среднее значение тока, но она определяет эффективное значение тока якоря, которое, в свою очередь, обуславливает потери в обмотке якоря и его нагрев.

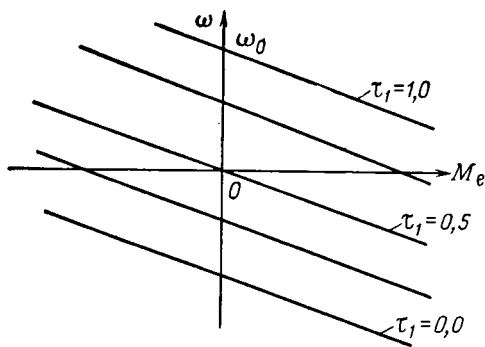


Рис. 10. 46. Механические регулировочные характеристики для схемы рис. 10. 41

Двойное значение амплитуды пульсации тока якоря равно

$$2\Delta i = I_{m1} - I_{m2}.$$

Подставив сюда значения  $I_{m1}$  и  $I_{m2}$  по формулам (10. 23) и (10. 24), получим после сокращений

$$2\Delta i = \frac{2U}{R} \frac{1 + e^{-t_{ц}/T_{я}} - e^{-t_1/T_{я}} - e^{-t_2/T_{я}}}{1 - e^{-t_{ц}/T_{я}}}.$$

Или, так как  $t_1 = t_{ц}\tau_1$  и  $t_2 = t_{ц}(1 - \tau_1)$ ,

$$\Delta i = \frac{U}{R} \frac{1 + e^{-t_{ц}/T_{я}} - e^{-t_{ц}\tau_1/T_{я}} - e^{-t_{ц}(1-\tau_1)/T_{я}}}{1 - e^{-t_{ц}/T_{я}}}. \quad (10. 26)$$

Из этой формулы следует, что амплитуда пульсаций тока якоря зависит от отношения  $t_{ц}/T_{я}$  и от относительной длительности включения  $\tau_1$ . В качестве примера, на рис. 10. 47 изображена зависимость  $\Delta i/U/R$  от  $t_{ц}/T_{я}$  при неизменной относительной длительности включения  $\tau_1$ .

Как видно из рис. 10. 47 для получения малых значений амплитуды пульсаций тока якоря необходимо выполнить условие

$$t_{ц} \ll T_{я}.$$

На рис. 10. 48 изображены диаграммы токов цепи якоря (кривая а) и источника (кривая б) в двигательном режиме.

Если период пульсаций бесконечно мал, то, как следует из рис. 10.48, среднее значение тока  $I_{\text{и}}$ , потребляемого от источника, равно

$$I_{\text{и}} = I_{\text{ср}}\tau_1 - I_{\text{ср}}\tau_2 = I_{\text{ср}}(2\tau_1 - 1). \quad (10.27)$$

Так как  $\tau_1$  находится в пределах от  $1 \div 0$ , то абсолютное значение тока источника всегда меньше тока якоря.

При  $\tau_1 < 0,5$ , среднее значение тока источника отрицательно, т. е. имеет место режим рекуперации энергии. Это замечательное свой-

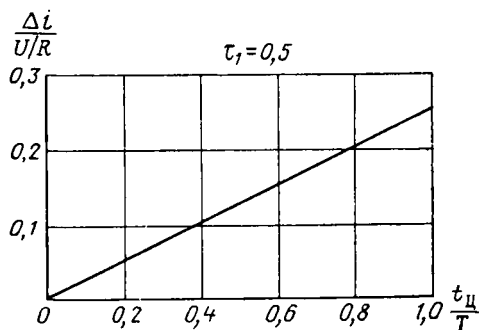


Рис. 10.47. Зависимость амплитуды пульсаций тока якоря от периода пульсаций

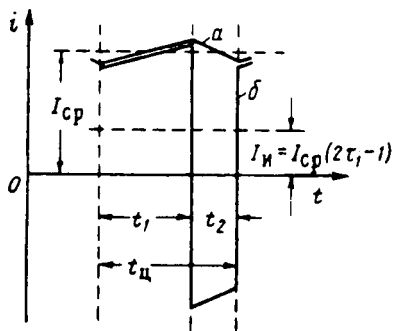


Рис. 10.48. Диаграмма токов якоря и источника для схемы рис. 10.44

ство схемы отдавать энергию источнику при э. д. с. вращения якоря меньшей, чем напряжение источника, физически объясняется действием э. д. с. самоиндукции. Э. д. с. самоиндукции, складываясь с э. д. с. вращения, создает напряжение, превышающее по величине напряжение источника. Именно поэтому и наблюдается рекуперация энергии.

Определим мощность потерь в триодах.

При включении в прямом направлении мощность потерь равна

$$\Delta P_{\tau_1} = 2I_{\text{ср}}^2 r_{\tau} \tau_1 = 2 \frac{M_{\text{д}}^2}{c_e^2 \Phi^2} r_{\tau} \tau_1.$$

При обратном включении

$$\Delta P_{\tau_2} = 2I_{\text{ср}}^2 r_{\text{в}} \tau_2 = 2 \frac{M_{\text{д}}^2}{c_e^2 \Phi^2} r_{\text{в}} \tau_2.$$

Здесь, как и ранее,  $r_{\text{в}}$  означает сопротивление выпрямителя в прямом направлении.

Мощность потерь при  $r_{\tau} = r_{\text{в}}$

$$\Delta P_{\tau} = 2 \frac{M_{\text{д}}^2}{c_e^2 \Phi^2} r_{\tau}, \quad (10.28)$$

т. е. мощность потерь в триодах зависит лишь от тока якоря и не зависит от относительной длительности включения в прямом направлении  $\tau_1$ .

Рассмотрим теперь другой предельный случай, когда электрической инерцией цепи якоря можно пренебречь (э. д. с. самоиндукции близка к нулю), что соответствует малой частоте управляющих импульсов, примерно, равной  $10 \div 20$  гц.

В этом случае, полагая  $T=0$  в формулах (10.21), (10.22), получим

$$i_1 = I_{m1} = \frac{U - E}{R_{\text{я}}},$$

$$i_2 = I_{m2} = -\frac{U + E}{R_{\text{я}}},$$

т. е. в цепи якоря протекают импульсы тока прямоугольной формы.

Свойствам рекуперации энергии при этих условиях схема не обладает. Нетрудно убедиться, что потери в якоре и триодах зависят от относительной длительности прямого включения и могут в несколько раз превышать потери при большой частоте следования импульсов. Так, при  $\omega=0$  по цепи якоря все время протекает ток короткого замыкания и приходится принимать специальные меры для интенсивного охлаждения двигателя или же включать добавочные сопротивления, что, однако, снижает жесткость механических характеристик.

Таким образом, для получения благоприятных энергетических соотношений и улучшения регулировочных свойств, постоянная времени цепи якоря должна быть много больше периода следования импульсов, что может быть достигнуто или повышением частоты следования их, или включением добавочной индуктивности в цепь якоря. Однако повышение частоты следования импульсов целесообразно лишь до определенной величины, после которой начинает сказываться запаздывание в срабатывании триодов, приводящее в конечном итоге к увеличению потерь в триодах и ухудшению регулировочных характеристик.

Выведем выражения для передаточного коэффициента и постоянной времени передаточной функции двигателя, управляемого с помощью рассмотренной мостовой схемы. В соответствии с § 10.1 будем считать двигатель инерционным звеном.

Согласно § 10.1 передаточный коэффициент равен

$$k = \frac{K}{\beta_{\text{л}}},$$

где  $K$  — коэффициент чувствительности двигателя, определяющий зависимость вращающего момента двигателя от управляющего фактора. Управляющим фактором при импульсном регулировании является относительная длительность включения, поэтому

$$K = \left( \frac{\partial M_{\text{л}}}{\partial \tau_1} \right)_0.$$

Жесткость механической характеристики двигателя согласно § 10.1 равна

$$\beta_d = - \left( \frac{\partial M_d}{\partial \omega} \right)_0.$$

Для определения  $K$  и  $\beta_d$  выразим из уравнения механической регулировочной характеристики (10.25) вращающий момент

$$M_d = \frac{\omega_0(2\tau_1 - 1) - \omega}{R} c_e^2 \Phi^2.$$

После дифференцирования по  $\tau_1$  и  $\omega$ , получаем

$$K = 2 \frac{\omega_0 c_e^2 \Phi^2}{R},$$

$$\beta_d = \frac{c_e^2 \Phi^2}{R}$$

и для передаточного коэффициента имеем

$$k = 2\omega_0.$$

Постоянная времени согласно § 10.1 равна

$$B = \frac{J}{\beta_d} = \frac{JR}{c_e^2 \Phi^2}.$$

Как видно, передаточный коэффициент и постоянная времени не зависят от скорости вращения и вращающего момента, т. е. являются постоянными величинами для всех равновесных состояний. Другими словами, двигатель является инерционным звеном не только при малых отклонениях от равновесного состояния, но и при больших отклонениях. К этому же заключению можно прийти на основании вида механических регулировочных характеристик, изображенных на рис. 10.46.

Регулирование скорости вращения с помощью импульсов повышенной частоты может применяться как при малой, так и при большой мощности привода. Возможные области применения — различные следящие системы, системы управления стартерами и пр.

#### § 10.10. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ

Простейшая схема управления двигателем независимого возбуждения изменением потока возбуждения с помощью реостата, включенного в цепь обмотки возбуждения, изображена на рис. 10.49. В принципе изменение тока возбуждения можно менять и иначе — с помощью каких-либо усилителей, например магнитных или полупроводниковых.

На рис. 10.50 изображены скоростные регулировочные характеристики, определяющие зависимость скорости вращения от тока

якоря. При изменении потока, проходящего через якорь, изменяется скорость идеального холостого хода

$$\omega_0 = \frac{U}{c_e \Phi},$$

а все характеристики пересекаются в точке, соответствующей току короткого замыкания  $I_K$ .

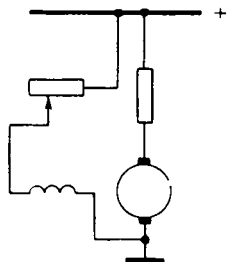


Рис. 10.49. Схема регулирования скорости вращения изменением потока возбуждения

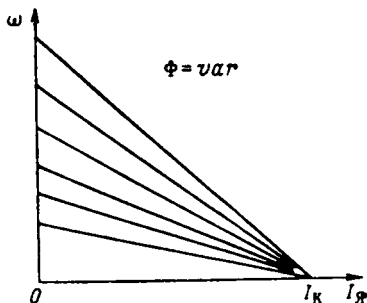


Рис. 10.50. Скоростные регулировочные характеристики

Регулировочные механические характеристики, выражающие зависимость скорости вращения от вращающего момента, определяемые уравнением (см. § 10.2)

$$\omega = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{M_d}{c_e^2 \Phi^2} R_{\text{я}}, \quad (10.29)$$

также представляются прямыми линиями, но не пересекающимися в одной точке (рис. 10.51).

Согласно уравнению (10.29) скорость вращения равна нулю при двух значениях потока: — при  $\Phi \rightarrow \infty$  и при  $\Phi = \Phi_0 = \frac{M_d R_{\text{я}}}{U c_e}$ .

Зависимость  $\omega$  от  $\Phi$  при  $M_d = \text{const}$  изображена на рис. 10.52. Как видно, с увеличением потока скорость вращения возрастает, достигает максимума и при дальнейшем увеличении потока уменьшается.

Для определения координат точки экстремума приравнивают нулю производную от скорости по потоку:

$$\frac{d\omega}{d\Phi} = -\frac{U}{c_e \Phi^2} + \frac{2M_d}{c_e^2 \Phi^3} R_{\text{я}} = 0.$$

Отсюда

$$\Phi = \Phi_m = \frac{2M_d R_{\text{я}}}{U c_e} = 2\Phi_0. \quad (10.30)$$

При этом согласно уравнению (10.29) скорость вращения

$$\omega_m = \frac{U^2}{4M_d R_{\text{я}}} . \quad (10.31)$$

Найдем постоянные передаточной функции. Из уравнения механической характеристики

$$M_d = -\omega \frac{c_e^2 \Phi^2}{R_{\text{я}}} + \frac{U c_e \Phi}{R_{\text{я}}} .$$

Отсюда жесткость характеристик равна

$$\beta_{\text{ж}} = -\left(\frac{\partial M_d}{\partial \omega}\right)_0 = \frac{c_e^2 \Phi^2}{R_{\text{я}}} . \quad (10.32)$$

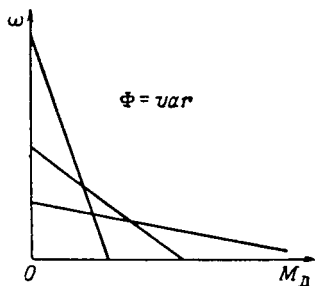


Рис. 10.51. Регулировочные механические характеристики

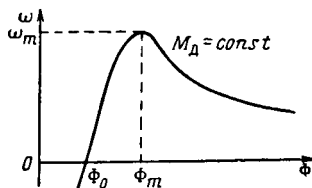


Рис. 10.52. Зависимость скорости вращения от потока

Коэффициент чувствительности двигателя в данном случае определяется зависимостью вращающего момента от потока

$$K = \left(\frac{\partial M_d}{\partial \Phi}\right)_0 = -\frac{\omega c_e^2}{R_{\text{я}}} 2\Phi + \frac{U c_e}{R_{\text{я}}} .$$

Подставляя сюда вместо  $\omega$  ее выражение (10.29), находим

$$K = -\frac{c_e^2 2\Phi}{R_{\text{я}}} \left[ \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{M_d R_{\text{я}}}{c_e^2 \Phi^2} \right] + \frac{U c_e}{R_{\text{я}}} = \frac{2M_d}{\Phi} - \frac{U c_e}{R_{\text{я}}} . \quad (10.33)$$

Из полученного выражения следует, что по мере увеличения  $\Phi$   $K$  уменьшается и при

$$\Phi = \Phi_m = 2\Phi_0 = \frac{2M_d R_{\text{я}}}{U c_e}$$

обращается в 0, т. е. двигатель становится неуправляемым. При больших значениях потока  $K$  отрицательно.

Следовательно, при изменении тока возбуждения возможны два режима управления двигателем. Первый режим соответствует изменению потока от  $\Phi_0$  (когда  $\omega=0$ ) до  $\Phi_m$  (когда  $\omega=\omega_m$ ). Этот

режим характеризуется тем, что с увеличением потока момент возрастает; режим позволяет изменять скорость от нулевой до максимальной, а также реверсировать двигатель изменением направления потока. Данный режим используется в следящих системах. Но так как энергетические показатели этого режима низки, в особенности при малых скоростях вращения, когда двигатель работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания, то он используется лишь в системах малой мощности. Для ограничения тока короткого замыкания в цепь якоря включают добавочное сопротивление и, как следует из формулы (10.32), жесткость характеристик получается низкой, в особенности при малых значениях  $\Phi$ .

Второй режим соответствует изменению потока от  $\Phi_m$  до наибольшего значения. В этом режиме с увеличением потока момент уменьшается. Управление скоростью вращения здесь возможно от некоторой конечной скорости, соответствующей максимально возможному по условиям насыщения потоку, до некоторой максимальной скорости, допустимой по условиям механической прочности и коммутации. Режим этот характеризуется хорошими энергетическими показателями, так как включать дополнительное сопротивление в цепь якоря нет необходимости.

Второй режим используется для управления мощными двигателями, например, стартер-генераторами для запуска газотурбинных двигателей.

#### § 10.11. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ СЕРИЕСНОГО ДВИГАТЕЛЯ ШУНТИРОВАНИЕМ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Для регулирования скорости вращения серийного двигателя иногда используется схема с шунтированием обмотки возбуждения сопротивлением (см. рис. 10.53).

Ток возбуждения в этом случае равен

$$I_{\text{в}} = \alpha I_{\text{я}},$$

где коэффициент  $\alpha$ , равный

$$\alpha = \frac{r_{\text{ш}}}{r_{\text{ш}} + r_{\text{о.в}}}, \quad (10.34)$$

носит название коэффициента шунтирования поля.

Найдем уравнение механических регулировочных характеристик при разных значениях  $\alpha$ .

В целях упрощения выводов и для выявления основных особенностей такого способа регулировки пренебрегаем насыщением магнитной цепи, принимая  $\Phi = k I_{\text{о.в.}}$ . Здесь  $k$  — коэффициент пропорциональности между током и потоком.



Тогда уравнение баланса напряжений имеет вид

$$U = E + I_{\text{я}}(r_{\text{доб}} + r_{\text{я}} + \alpha r_{\text{о.в}}) = c_e \omega k \alpha I_{\text{я}} + I_{\text{я}}(r_{\text{доб}} + r_{\text{я}} + \alpha r_{\text{о.в}}).$$

Отсюда зависимость скорости вращения от тока якоря можно выразить так:

$$\omega = \frac{U}{c_e k \alpha I_{\text{я}}} - \frac{r_{\text{доб}} + r_{\text{я}}}{c_e k \alpha} - \frac{r_{\text{о.в}}}{c_e k}. \quad (10.35)$$

Так как вращающий момент равен

$$M_{\text{д}} = c_e \Phi I_{\text{я}} = c_e k I_{\text{в}} I_{\text{я}} = c_e k \alpha I_{\text{я}}^2,$$

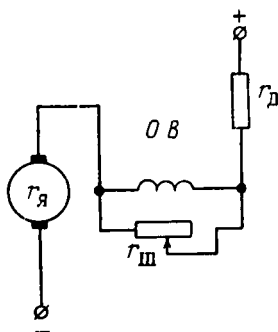


Рис. 10.53. Схема серийного двигателя с шунтированной обмоткой возбуждения

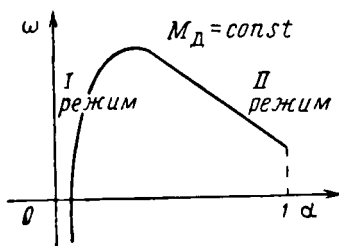


Рис. 10.54. Зависимость скорости вращения от коэффициента шунтирования поля

то уравнение механической характеристики получается в виде

$$\omega = \frac{U \sqrt{c_e k}}{\sqrt{\alpha} \sqrt{M_{\text{д}}}} - \frac{r_{\text{я}} + r_{\text{я}}}{c_e k \alpha} - \frac{r_{\text{о.в}}}{c_e k}. \quad (10.36)$$

На рис. 10.54 изображена зависимость скорости вращения от коэффициента шунтирования поля при постоянном моменте  $M_{\text{д}}$ . Как видно, с уменьшением  $\alpha$  скорость вращения может и увеличиваться и уменьшаться — в зависимости от значений  $\alpha$ ,  $M_{\text{д}}$ ,  $r_{\text{д}}$  и  $r_{\text{я}}$ .

В соответствии с этим возможны два режима регулирования, так же, как и в случае двигателя с независимым возбуждением, управление скоростью вращения которого ведется изменением тока в обмотке возбуждения. Первый режим соответствует восходящему участку характеристики  $\omega = f(\alpha)$ . Он используется лишь в мало-мощных двигателях, так как в этом режиме в цепи якоря выделяются относительно большие потери. Вторым режим работы — на нисходящем участке характеристики — отличается высокими энергетическими показателями и используется для управления мощными двигателями, как например, двигателями топливных насосов. Недостатком второго режима является ограниченная кратность регулирования скорости, практически не превосходящая  $3 \div 4$ .

## § 10.12. ИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЕМ НА ЦЕПЬ ВОЗБУЖДЕНИЯ

При управлении двигателем, когда импульсы напряжения подаются на обмотку возбуждения, ток возбуждения, вследствие значительной индуктивности обмотки, не имеет характер импульсов, а лишь меняется с небольшой амплитудой около какого-то среднего значения. В этом случае можно считать, что обмотка возбуждения управляется релейным усилителем с вибрационной линеаризацией.

На рис. 10.55 изображена схема импульсного регулирования скорости вращения реверсивного двигателя с помощью тиратрон-

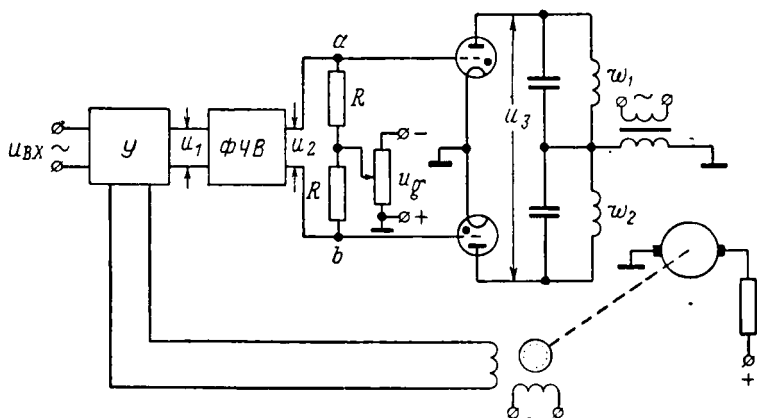


Рис. 10.55. Схема импульсного регулирования воздействием на цепь возбуждения двигателя

ного усилителя. Двигатель имеет две обмотки возбуждения  $w_1$  и  $w_2$ , ампер-витки которых действуют навстречу друг другу.

Обмотки возбуждения подключены к выходу тиратронного усилителя, на вход которого подается управляющий сигнал в виде напряжения постоянного тока от фазо-чувствительного выпрямителя ФЧВ. На фазо-чувствительный усилитель сигнал управления поступает от усилителя переменного тока  $У$ . Управляющий сигнал  $U_{вх}$  и сигнал обратной связи по скорости вращения от тахогенератора ТГ подаются на вход усилителя  $У$ .

Если управляющий сигнал равен нулю, то потенциалы точек  $a$  и  $b$  (см. схему) одинаковы и оба тиратрона заперты постоянным отрицательным смещением  $U_g$ , подаваемым на их сетки.

Если на вход усилителя подан сигнал определенной амплитуды и фазы, то усиленное напряжение сигнала после выпрямления поступает на сетки тиратронов в противофазе. Это означает, что если на сетку одного тиратрона подается положительный потенциал, то на сетку второго тиратрона — отрицательный. Тиратрон, на сетку которого подается положительный потенциал, загорается в момент, когда избыток отрицательного запирающего смещения компенси-

руется приложенным напряжением, и суммарное напряжение на сетке становится равным напряжению зажигания. В анодной цепи тиратрона, в которую включена одна из обмоток возбуждения двигателя в этот момент возникает ток и двигатель начинает вращаться. По мере увеличения скорости вращения увеличивается напря-

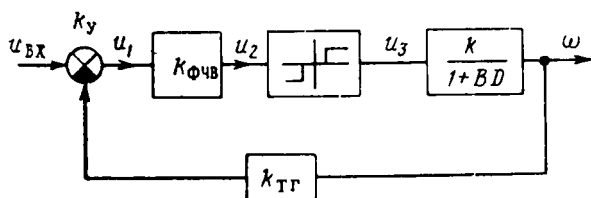


Рис. 10.56. Структурная схема системы рис. 10.55

жение тахогенератора, что приводит к уменьшению напряжения на сетке того тиратрона, через который проходит ток и к увеличению потенциала на сетке второго тиратрона.

На рис. 10.56 изображена структурная схема системы управления. На ней тиратронный усилитель представлен нелинейным звеном с зоной нечувствительности. Как было показано в § 10.8, такая система соответствует системе с гибкой запаздывающей обратной связью и, следовательно, при определенных значениях коэффициента обратной связи, определенных границах зоны нечувствительности и соответствующих значениях параметров в системе могут возникать автоколебания, причем может иметь место эффект вибрационной линеаризации. Обычно параметры системы подбирают такими, чтобы частота автоколебаний составляла  $5 \div 10$  гц. Тиратроны при автоколебаниях поочередно выдают импульсы разной длительности. Длительность импульсов будет больше у того тиратрона, у которого фаза анодного напряжения совпадает с фазой управляющего сигнала. В соответствии с принципом вибрационной линеаризации, разность в длительности импульсов тока, идущих через тиратроны каждого из плеч, будет пропорциональна управляющему сигналу. Скорость вращения двигателя при этом колеблется около среднего значения. Зависимость средней скорости вращения от величины управляющего сигнала показана на рис. 10.57.

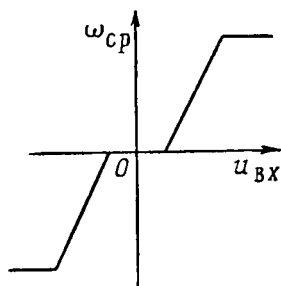


Рис. 10.57. Зависимость средней скорости вращения от управляющего сигнала в системе рис. 10.55

На рис. 10.58 и 10.59 приведены другие варианты схем импульсного регулирования скорости вращения двигателя способом

воздействия на цепи возбуждения. Здесь вместо тиратронов применены кремниевые управляемые вентили (рис. 10.58) и переключа-

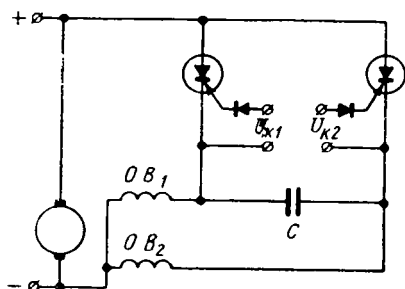


Рис. 10.58. Схемы импульсного регулирования воздействием на цепь возбуждения с управляемыми диодами

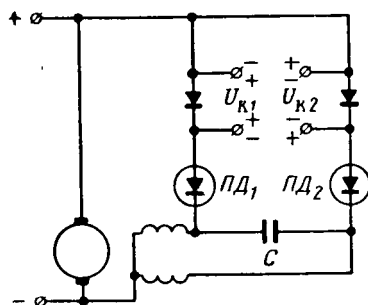


Рис. 10.59. Схемы импульсного регулирования воздействием на цепь возбуждения с переключающими диодами

чающие диоды (рис. 10.59). На схемах показаны лишь силовые цепи.

### § 10.13. ГЕНЕРАТОРНЫЕ МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В современной технике и промышленности широкое распространение получило регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока с помощью отдельного генератора — система генератор—двигатель. Схематически такая система регулирования изображена на рис. 10.60. Здесь в качестве генератора взята машина с независимым воз-

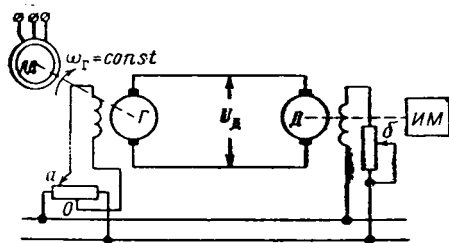


Рис. 10.60. Принципиальная электрическая схема системы генератор—двигатель

буждением.

Тип первичного двигателя выбирается в зависимости от имеющейся основной сети электропитания на борту самолета. Обмотки возбуждения генератора  $\Gamma$  и двигателя  $\Delta$  подключаются к бортсети постоянного тока. В промышленных приводах иногда ставится даже

специальный генератор для питания обмоток возбуждения, а в последнее время — выпрямительный блок на полупроводниках, служащий для регулирования тока возбуждения.

Работа такого агрегата протекает следующим образом. Сначала запускают асинхронный двигатель, вращающий вал генератора

с постоянной скоростью. В обмотке двигателя устанавливают номинальный ток, ток в обмотке возбуждения генератора равен при этом нулю. Если пренебречь остаточным магнетизмом генератора, то э. д. с. генератора в этом случае также равна нулю. При перемещении движка  $a$  потенциометра вправо или влево от нулевого положения в генераторе должен появиться магнитный поток, в результате чего возникнет э. д. с.

$$E_{\Gamma} = c_e \omega_{\Gamma} \Phi_{\Gamma} = c_{\Gamma} \Phi_{\Gamma}.$$

Так как двигатель  $D$  является нагрузкой генератора  $\Gamma$ , то при возбуждении генератора на зажимы двигателя появится напряжение и он придет во вращение.

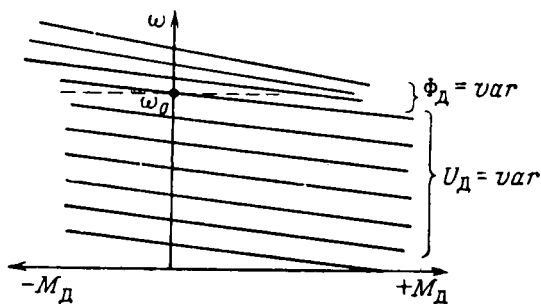


Рис. 10.61. Механические характеристики двигателя

Уравнение механической характеристики двигателя можно записать

$$\omega = \frac{E_{\Gamma}}{k_e} - \frac{M_{\text{л}} (r_{\text{я.}\Gamma} + r_{\text{я.д}})}{k_e^2}. \quad (10.37)$$

Каждому значению  $E_{\Gamma}$  соответствует своя механическая характеристика двигателя. Скорость идеального холостого хода определяется как напряжением генератора  $E_{\Gamma}$ , так и магнитным потоком двигателя  $\Phi_{\text{д}}$ . Сами механические характеристики имеют большую крутизну, чем механические характеристики двигателя, непосредственно включаемого в сеть.

На рис. 10.61 приведены механические характеристики двигателя при регулировании скорости от 0 до  $\omega_{\text{н}}$  изменением подводимого напряжения к двигателю и от  $\omega_{\text{н}}$  и выше — за счет уменьшения магнитного потока двигателя при неизменном напряжении на якоре двигателя.

Как следует из рассмотрения характеристик, использование системы генератор — двигатель дает возможность в очень широких пределах изменять скорость вращения двигателя. Нижним пределом, ограничивающим регулирование, является остаточный магнит-

ный поток генератора. На скорость двигателя, когда она мала, будет больше сказываться влияние реакции якоря генератора и непостоянство падения напряжения под щетками генератора и двигателя.

Верхним пределом регулирования при  $U_d = \text{var}$  является насыщение магнитной системы генератора и допустимая температура нагрева обмотки возбуждения.

При учете этих условий кратность регулирования при  $U_d = \text{var}$  составляет практически 1 : 10. Если учесть, что иногда для повышения скорости вращения изменяют магнитный поток, то в этом случае общая кратность регулирования возрастет и составит 1 : 30. Указанная система регулирования дает возможность достаточно просто осуществлять реверсирование. Для этого достаточно движок  $a$  переместить из положения  $O$  вправо или влево. В этом случае направление тока в обмотке возбуждения генератора меняется, что приводит в конечном итоге к изменению полярности напряжения на двигателе  $D$ .

Перемещая движок  $a$ , в принципе возможно осуществлять все виды электрического торможения. Динамическое торможение наступает в том случае, когда  $E_r = 0$  и двигатель будет замкнут на сопротивление  $r_{я.д} + r_{я.г}$ . Торможение с возвратом энергии в сеть возможно при повышении  $E_d$  (если вначале магнитный поток был ослаблен) за счет увеличения магнитного потока двигателя. При этом  $E_d$  будет больше  $E_r$ , генератор перейдет в двигательный режим и может заставить вращаться асинхронный двигатель выше синхронной скорости с отдачей энергии в сеть. При быстром осуществлении реверса возможно получить режим противовключения.

Рассмотрим, как изменяется мощность и момент на валу двигателя  $D$  при данном способе регулирования. Если принять, что во всем диапазоне регулирования ток якоря не изменяется, то при регулировании скорости вращения за счет изменения напряжения на якоре двигателя ( $U_d = \text{var}$  и  $\Phi_d = \text{const}$ ) момент двигателя  $M_d = c_m I_a \Phi_d = \text{const}$ , а мощность двигателя  $P = M_d \omega$  будет меняться по прямой, выходящей из начала координат, как показано на рис. 10. 62.

На этом же рисунке показаны изменения мощности и момента при изменении скорости, когда  $U_d = \text{const}$  и  $\Phi_d = \text{var}$ . Так как  $I_a$  и в этом случае будем считать постоянным, то при уменьшении магнитного потока  $\Phi_d$  момент двигателя в зависимости от изменения скорости должен уменьшаться по гиперболическому закону, как это показано на рис. 10. 62.

Мощность двигателя в этом диапазоне регулирования остается неизменной. Поэтому принято считать, что регулирование скорости от 0 до  $\omega_n$  — это регулирование при постоянном моменте, а регулирование от  $\omega_n$  и выше — это регулирование при постоянной мощности. Если момент на валу двигателя остается неизменным, то в действительности с уменьшением  $\Phi_d$  и увеличением числа оборотов сильно возрастет ток якоря.

Преимущества системы генератор — двигатель следующие: простота управления; малая мощность управления; относительно высокий к. п. д.; высокая кратность регулирования.

К недостаткам рассматриваемой системы следует отнести: использование большого числа вращающихся машин; высокую стоимость оборудования; значительную крутизну механических характеристик; относительно высокое значение постоянной времени системы.

Для уменьшения крутизны механической характеристики двигателя применяются системы, в которых падение напряжения в цепи якоря компенсируется повышением э. д. с. генератора. Подобные системы обеспечивают большую кратность регулирования.

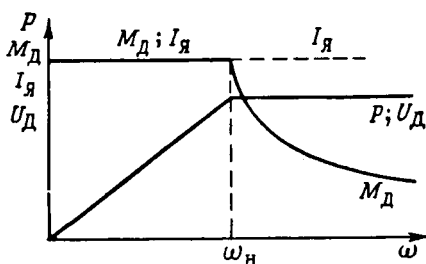


Рис. 10.62. Значения  $P$ ,  $U_d$ ,  $M_d$ ,  $I_a$  в функции скорости

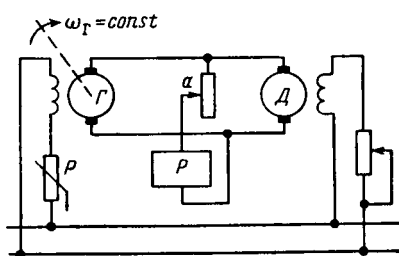


Рис. 10.63. Принципиальная схема системы генератор—двигатель с регулировкой скорости изменением сопротивления угольного столба

Так, например, если включить обмотку возбуждения генератора по схеме рис. 10.63, то можно и поддерживать постоянство скорости вращения двигателя, и осуществлять регулирование ее.

При отсутствии напряжения на шинах двигателя угольный столб сжат и сопротивление его мало. При подаче напряжения на обмотку возбуждения, генератор возбуждается в результате чего на двигатель будет подано напряжение. Часть напряжения с генератора будет приложена к обмотке угольного регулятора; давление на угольный столб начнет при этом уменьшаться, сопротивление его возрастает и на зажимах двигателя в результате перераспределения токов устанавливается заданное напряжение. Двигатель при этом будет вращаться со скоростью, соответствующей положению движка  $a$ .

При увеличении нагрузки напряжения на двигателе уменьшается вследствие падения напряжения в системе. Уменьшение э. д. с. генератора (за счет реакции якоря и уменьшения оборотов генератора) приводит к тому, что угольный регулятор сжимается. Сжатие угольного столба и вызванное этим изменение тока в обмотке возбуждения приводит к частичной компенсации падения напряжения в системе. Таким образом использование угольного регуля-

тора позволяет получить более жесткие механические характеристики.

В некоторых специальных установках вместо угольного регулятора напряжения применяется вибрационный, включаемый по такой же схеме. При изменении положения движка  $a$  меняется относительная длительность замыкания контактов, чем и достигается регулирование скорости вращения двигателя.

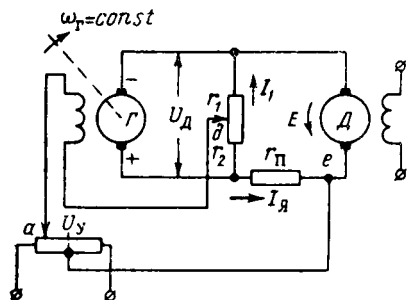


Рис. 10. 64. Принципиальная схема системы генератор—двигатель с обратными связями по  $I_я$  и  $\omega$

Жесткость механической характеристики значительно возрастает, если включить обмотку возбуждения так, как показано на схеме рис. 10. 64. В этом случае напряжение между точками  $\partial$  и  $e$  будет

$$U_{\partial e} = r_2 I_1 - I_я r_п$$

где

$$I_1 = \frac{U_л}{r_2 + r_1} = \frac{U_л}{R_1}.$$

Ток в сопротивлениях  $r_1$  и  $r_2$  можно считать одним и тем же, если величиной тока управления  $I_y$  можно пренебречь. Обычно это можно сделать, так как ток в обмотке возбуждения генератора относительно большой, а поэтому напряжение  $U_{\partial e}$  необходимо включить через усилитель мощности. Чтобы не усложнять наши рассуждения, ограничимся только этой схемой. Ток якоря двигателя

$$I_я = \frac{U_л - E}{r_я + r_п}.$$

Подставив оба значения тока в уравнение  $U_{\partial e}$ , после преобразования получим

$$U_{\partial e} = \frac{r_2 r_я - r_1 r_п}{(r_1 + r_2)(r_я + r_п)} U_л + \frac{r_п}{r_я + r_п} E.$$

Если сопротивления подобраны так, что выполняется равенство

$$r_2 r_я - r_1 r_п = 0,$$

то

$$U_{\partial e} = \frac{r_п}{r_я + r_п} E,$$

т. е. напряжение между точками  $\partial$  и  $e$  пропорционально противо-э. д. с. двигателя.

Так как противо-э. д. с. двигателя с независимым возбуждением пропорциональна скорости вращения двигателя, то напряжение



$U_{\partial e}$  может быть использовано как напряжение обратной связи по скорости вращения:

$$U_{\partial e} = k_{o.c} E,$$

где  $k_{o.c} = \frac{r_n}{r_{я.д} + r_n}$  — коэффициент обратной связи.

Напряжение обратной связи по скорости вращения действует противоположно управляющему напряжению, а потому ток в обмотке возбуждения

$$I_y = \frac{U_y - U_{\partial e}}{r_y} = \frac{U_y - k_{o.c} E}{r_y}. \quad (10.38)$$

Из последней формулы следует, что если изменяется скорость вращения двигателя, то произойдет изменение тока  $I_y$ , в результате чего напряжение на двигателе изменится так, что скорость вращения начнет возвращаться к заданной.

Последнюю формулу можно написать и в другом виде, заменив  $k_{o.c} E = U_{\partial e}$  или  $k_{o.c} E = -r_n I_y + k_n U_d$ , тогда

$$I_y = \frac{U_y + r_n I_y - k_n U_d}{r_y}, \quad (10.39)$$

где

$$k_n = \frac{r_2}{r_1 + r_2}.$$

Таким образом в данной схеме осуществлена положительная обратная связь по току и отрицательная — по скорости, чем и достигается жесткость механических характеристик.

#### § 10.14. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРАТОР—ДВИГАТЕЛЬ С ПРИМЕНЕНИЕМ МАШИН ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

При изменении шунтирующего сопротивления  $R_1$ , включенного параллельно обмотке возбуждения генератора, меняется  $\Phi_r$ , э. д. с.  $E_r$ , а следовательно, напряжение и скорость вращения двигателя. В этом случае возможно осуществить регулирование скорости вращения от 0 до  $\omega_n$  (рис. 10.65).

Увеличить верхний предел скорости регулирования можно изменением магнитного потока двигателя. Интересно отметить, что эта система позволяет получить механические характеристики двигателя самой различной жесткости.

Нетрудно доказать, что если пренебречь влиянием реакции якоря, то при работе двигателя на ненасыщенной части кривой намагничивания скорость вращения двигателя не зависит от нагрузки его. В самом деле, так как

$$\omega = \frac{E_r - I_a R}{c_e \Phi_d},$$

где  $R$  — общее сопротивление всей якорной цепи, а  $E_r = aI_a$  (где  $a$  — коэффициент пропорциональности) и  $\Phi_d = c_1 I_a$ , то, подставляя указанные значения в предыдущую формулу, получим

$$\omega = \frac{aI_a - I_a R}{c_e \cdot c_1 I_a} \quad \text{или} \quad \omega = \frac{a - R}{c_e c_1}, \quad (10.40)$$

т. е. характеристика получается абсолютно жесткой и не зависит от тока якоря. В действительности же, влияние реакции якоря и насыщение магнитной цепи нарушает это условие и характеристики получаются более мягкие.

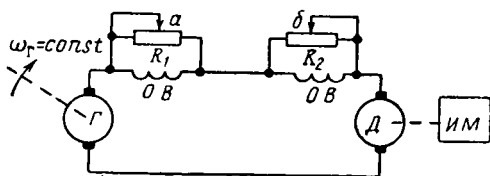


Рис. 10.65. Принципиальная схема системы генератор—двигатель с применением машин последовательного возбуждения

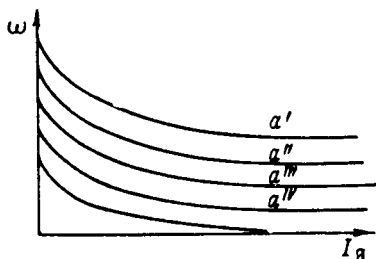


Рис. 10.66. Механические характеристики системы Г—Д (рис. 10.65) при разных положениях ползушки  $a$

На рис. 10.66 приведены характеристики двигателя  $\omega = f(I_a)$  при разных положениях ползушки  $a$ . Особенностью этих характеристик является то, что при нагрузках холостого хода скорость вращения двигателя остается конечной, т. е. двигатель не идет «в разнос». Данная система дает также возможность получить большие пусковые моменты.

Недостаток системы: невозможность осуществить реверс и торможение воздействием на цепь управления.

#### § 10.15. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ПО СХЕМЕ СОГЛАСНОВСТРЕЧНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ

Большой интерес представляет схема, изображенная на рис. 10.67. Она используется в тех случаях, когда имеется мощная сеть постоянного тока (иногда такая сеть используется на самолетах).

В этой схеме генератор  $G$ , двигатель  $D$  включены в сеть постоянного тока последовательно. Вследствие этого напряжение на двигателе будет равно алгебраической сумме напряжения сети постоянного тока и э. д. с. генератора. Поэтому, если э. д. с. генератора направлена навстречу напряжению сети и равна ему, то на двигателе  $D$  напряжение  $U_d = 0$ . В этом случае имеем

$$U_d = E_g - U_c = 0.$$

Уменьшение э. д. с. генератора вызывает увеличение напряжения на двигателе, а следовательно, и увеличение скорости вращения его. При э. д. с. генератора, равной нулю, напряжение на двигателе  $U_d = U_c$ . При перемене полярности э. д. с. генератора напряжение на двигателе будет складываться из  $U_c$  и  $E_r$ . Когда  $E_r = U_c$ , напряжение на двигателе будет равно  $U_d = 2U_c$ .

Таким образом, передвигая движок  $a$ , можно менять напряжение на двигателе от 0 до  $2U_c$ . В этом случае, если номинальное напряжение двигателя составляет  $2U_c$ , то регулирование теоретически можно осуществлять в пределах от 0 до  $\omega_n$ .

Особенность данной схемы заключается в том, что при номинальном токе якоря генератора мощность двигателя в два раза превышает мощность генератора, и в общем система оказывается приблизительно на одну треть легче, чем система генератор — двигатель, рассмотренная ранее.

При максимальной мощности двигателя энергия, поступающая от генератора, составляет 50% и непосредственно от сети — 50%.

Недостатком схемы является невозможность осуществления реверса двигателя  $D$  одним лишь изменением положения движка  $a$ .

Данная схема включения используется на самолете в специальных установках. При этом нормально двигатель работает по системе генератор — двигатель и только при форсированных режимах включается по схеме согласно включения. В системе должны быть предусмотрены специальные контакты, переключающие систему с обычной работы на согласовстречное включение.

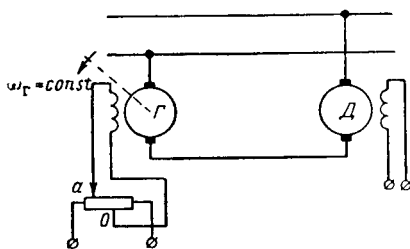


Рис. 10. 67. Схема согласно встречного включения

## § 10.16. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ. ФОРСИРОВКА ПРОЦЕССА ВОЗБУЖДЕНИЯ

Ранее отмечалось, что при регулировании скорости вращения двигателей по системе  $G—D$  особенностью системы является относительно высокая инерционность. Как показывают исследования, основными инерционными звеньями такой системы являются обмотки возбуждения генератора и инерционные массы привода.

Но от скорости изменения тока в обмотке возбуждения зависят, в свою очередь, скорость изменения магнитного потока, э. д. с. генератора, величина тока якоря в переходном периоде, ускорение двигателя и т. д. На практике постоянная времени обмотки возбуждения для небольших двигателей составляет доли секунды и только в крупных промышленных приводах величина постоянной времени может достигать нескольких секунд.

Рассмотрим процессы, протекающие в обмотке возбуждения, и определим факторы, определяющие значение постоянной времени. При подключении обмотки возбуждения к источнику постоянного тока ток в обмотке изменяется в зависимости от времени по экспоненциальному закону:

$$i_{o.b} = \frac{U_{o.b}}{r_{o.b}} (1 - e^{-t/T_{o.b}}),$$

где  $T_{o.b} = \frac{L_{o.b}}{r_{o.b}}$  — постоянная времени обмотки возбуждения;  
 $r_{o.b}$  — сопротивление обмотки возбуждения;  
 $L_{o.b}$  — индуктивность обмотки возбуждения.

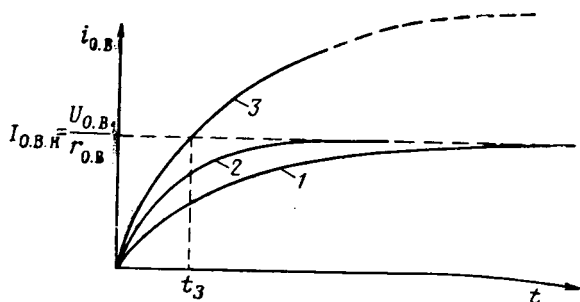


Рис. 10.68. Кривые изменения  $i_{o.b} = f(t)$  при различных способах форсировки

В приведенной формуле величина постоянной времени  $T_{o.b}$  принята неизменной. В действительности эта величина зависит от степени насыщения электромашин и только на ненасыщенной части кривой намагничивания индуктивность и постоянная времени могут быть приняты неизменными.

Для приближенных расчетов коэффициент самоиндукции определяют в ненасыщенной части кривой намагничивания. Практически это делают так: с помощью осциллографа снимают кривую  $i_{o.b} = f(t)$  — на рис. 10.68 эта зависимость изображена кривой 1 — затем одним из способов, описанных в § 3.3, определяют  $T_{o.b}$ .

Чтобы ускорить нарастание тока в обмотке возбуждения, а тем самым ускорить работу всей системы Г—Д, необходимо уменьшить постоянную времени  $T_{o.b}$ . Поэтому для уменьшения постоянной времени последовательно с обмоткой возбуждения включается добавочное сопротивление  $r_d$ , а напряжение питания обмотки возбуждения увеличивают по отношению к номинальному напряжению в  $\alpha$  раз, чтобы в установившемся режиме ток возбуждения был номинальным, т. е.

$$I_{o.b.H} = \frac{U_{o.b}}{r_{o.b}} = \frac{\alpha U_{o.b}}{r_{o.b} + r_d}.$$

При соблюдении этого условия процесс нарастания тока будет идти быстрее, так как

$$T'_{0.в} = \frac{L_{0.в}}{r_{0.в} + r_d} < T_{0.в} = \frac{L_{0.в}}{r_{0.в}}. \quad (10.41)$$

На рис. 10.68 приведены кривые изменения тока в обмотке возбуждения в функции времени, когда добавочное сопротивление  $r_d = 0$  (кривая 1) и когда  $r_d \neq 0$  (кривая 2).

Как можно заметить из рассмотрения этих кривых, ток  $I_{0.в}$  достигает во втором случае установившейся величины раньше, чем в первом случае. Для того, чтобы еще больше сократить время, в течение которого  $I_{0.в}$  достигнет значения  $I_{0.в.н} = \frac{U_{0.в.н}}{r_{0.в}}$ , применяют так называемую «форсировку поля».

Форсировка поля заключается в том, что обмотку возбуждения подключают на время  $t_3$  (рис. 10.68) на напряжение в  $\alpha$  раз большее, чем номинальное напряжение обмотки возбуждения  $U_{0.в.н}$ . После того, как  $I_{0.в}$  станет равным  $I_{0.в.н}$ , последовательно с обмоткой возбуждения включают сопротивление  $r_d$  размыканием контакта  $K$  (рис. 10.69).

Когда контакт  $K$  замкнут,

$$i_{0.в} = \frac{\alpha U_{0.в}}{r_{0.в}} (1 - e^{-t/T_{0.в}}), \quad (10.42)$$

где  $\alpha$  — коэффициент форсировки.

Чтобы показать на примере, во сколько раз уменьшится время нарастания тока  $i_{0.в}$  до значения, равного  $I_{0.в.н} = \frac{U_{0.в.н}}{r_{0.в}}$ , примем, что коэффициент форсировки  $\alpha = 2$ . В этом случае

$$i_{0.в} = \frac{\alpha U_{0.в}}{r_{0.в}} (1 - e^{-t/T_{0.в}}) = \alpha I_{0.в.н} (1 - e^{-t/T_{0.в}}),$$

откуда при  $i_{0.в} = I_{0.в.н}$  время будет равно  $t_3 = T_{0.в} \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1}$ . При  $\alpha = 2$ ,  $t = t_3 = T_{0.в} \ln 2$ . При отсутствии форсировки ток  $i_{0.в}$  достигнет  $I_{0.в.н}$  за время  $(4 \div 5) T_{0.в} = t_p$ . Разделив два последних уравнения и считая, что  $t_p = 5T_{0.в}$ , получим

$$\frac{t_3}{t_p} = \frac{T_{0.в} \ln^2}{5T_{0.в}},$$

откуда  $t_3 = \frac{t_p}{5} \ln 2$  или  $t_3 = 0,14 t_p$ . Последние вычисления показывают, что время  $t_3$  почти в 7 раз меньше, чем  $t_p$ . При увеличении коэффициента форсировки время  $t_3$  будет еще меньше. Однако после-

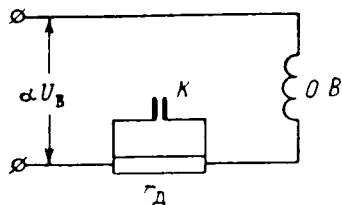


Рис. 10.69. Схема форсировки поля

дующее увеличение коэффициента форсировки мало сокращает время  $t_3$ , а поэтому практически коэффициент  $\alpha$  не берут более 3—4.

С некоторыми видами форсировки мы познакомимся далее в процессе изложения курса.

## § 10. 17. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРАТОР—ДВИГАТЕЛЬ

Изучение переходных процессов в системе генератор — двигатель позволяет найти оптимальный режим разгона, торможения и реверса двигателя исходя из максимальной производительности, допустимого ускорения и допустимых бросков тока в электромашинах и т. д. Желание, например, сократить время разгона двигателя приводит к увеличению коэффициента форсировки, однако при этом возрастает пусковой ток, который может быть недопустимо большим для данной системы. Кроме того, при этом могут возникнуть большие ускорения и, как следствие, большие динамические нагрузки.

Правильный выбор режима, а также выбор соответствующей аппаратуры управления и защиты может быть осуществлен только на основе изучения переходных процессов.

Рассмотрим вопросы, связанные с влиянием постоянной времени обмотки возбуждения и электромеханической постоянной привода на быстроту изменения тока и увеличение скорости вращения двигателя.

При рассмотрении переходных процессов примем, что магнитная система не насыщена, а влиянием вихревых токов, гистерезисом и реакцией якоря можно пренебречь. Магнитный поток двигателя будем считать неизменным  $\Phi_d = \text{const}$ .

При принятых допущениях уравнения, характеризующие переходный процесс, имеют следующий вид:

1. Уравнение э. д. с. в цепи обмотки возбуждения

$$\alpha U_{o.b} = i_{o.b} r_{o.b} + L_{o.b} \frac{di_{o.b}}{dt}. \quad (10.43)$$

2. Уравнение э. д. с. в цепи якоря

$$e_r = E_d + i_r R_r + (L_r + L_d) \frac{di_r}{dt}. \quad (10.44)$$

Принимая  $L_r + L_d = 0$ , получим

$$e_r = E_d + i_r R_r. \quad (10.45)$$

3. Основное уравнение движения привода

$$M_d - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (10.46)$$

В формуле (10.44) было принято  $R_r = r_{я.г} + r_{я.д}$ . Если процесс рассматривать с момента, когда  $t=0$  и  $i_{o.b.нач} = 0$  (т. е. происходит

пуск двигателя), то решение первого уравнения, как это было отмечено в предыдущем параграфе, можно записать

$$i_{0.в} = \frac{\alpha U_{0.в}}{r_{0.в}} (1 - e^{-t/T_{0.в}}) = \alpha I_{0.в.н} (1 - e^{-t/T_{0.в}}). \quad (10.47)$$

Так как было принято, что система не насыщена, то э. д. с. генератора будет пропорциональна току возбуждения, а следовательно,

$$e_r = \alpha E_y (1 - e^{-t/T_{0.в}}), \quad (10.48)$$

где  $E_y$  — э. д. с. генератора при установившемся режиме, когда ток в обмотке возбуждения

$$I_{0.в} = \frac{U_{0.в}}{r_{0.в}} = I_{0.в.н}.$$

Подставляя уравнение (10.48) в уравнение (10.45), получим

$$\alpha E_y (1 - e^{-t/T_{0.в}}) = E_d + i_{я} R_{я}. \quad (10.49)$$

Чтобы найти зависимости  $i_{я} = f(t)$  и  $\omega = \varphi(t)$ , необходимо полученное уравнение (10.49) решить совместно с уравнением (10.46), предварительно заменив

$$M_d = k_m i_{я} = k_e i_{я};$$

$$E_d = k_e \omega;$$

$$M_c = k_e I_c;$$

$$E_y = k_e \omega_0.$$

Постоянные  $k_m$  и  $k_e$  определяются из номинальных условий. В данном случае при выбранной нами системе единиц  $k_e = k_m$

$$k_e = \frac{U_n - I_{я.н} r_{я}}{\omega_n}.$$

Произведя замену в уравнении (10.46), получим

$$i_{я} = \frac{J}{k_e} \frac{d\omega}{dt} + I_c. \quad (10.50)$$

Подставим уравнение (10.50) в уравнение (10.49)

$$\alpha k_e \omega_0 (1 - e^{-t/T_{0.в}}) = k_e \omega + \frac{J R_{я}}{k_e} \frac{d\omega}{dt} + I_c R_{я}.$$

Разделив последнее выражение на  $k_e$ , получим

$$\alpha \omega_0 (1 - e^{-t/T_{0.в}}) = \omega + \frac{J R_{я} d\omega}{k_e^2 dt} + \frac{I_c R_{я}}{k_e}. \quad (10.51)$$

Так как  $\frac{I R_{\text{я}}}{k_e^2} = B$  — электромеханическая постоянная привода,

а  $\frac{I_c R_{\text{я}}}{k_e} = \Delta \omega_c$  — перепад скорости, то уравнение (10.51) будет

$$\alpha \omega_0 (1 - e^{-t/T_{\text{о.в}}}) = \omega + B \frac{d\omega}{dt} + \Delta \omega_c$$

или

$$B \frac{d\omega}{dt} + \omega = \alpha \omega_0 (1 - e^{-t/T_{\text{о.в}}}) - \Delta \omega_c. \quad (10.52)$$

Разделив правую и левую части уравнения на  $B$ , получим

$$\frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{B} = \alpha \frac{\omega_0}{B} (1 - e^{-t/T_{\text{о.в}}}) - \frac{\Delta \omega_c}{B}. \quad (10.53)$$

После интегрирования и преобразований получим решение дифференциального уравнения

$$\omega = \alpha \omega_0 - \Delta \omega_c - \frac{\alpha \omega_0}{T_{\text{о.в}} - B} T_{\text{о.в}} e^{-t/T_{\text{о.в}}} + c e^{-t/B}. \quad (10.54)$$

Постоянная интегрирования  $c$  определяется из начальных условий.

Рассмотрим три случая:

*а. Пуск двигателя.*

Разберем случай, когда  $M_c \neq 0$ .

Если на валу двигателя  $\mathcal{D}$  имеется момент  $M_c$ , то двигатель начнет вращаться тогда, когда ток якоря достигнет величины тока трогания (в нашем случае, когда  $I_{\text{я}} = I_c$ ). Естественно, что двигатель придет во вращение, спустя некоторое время после подачи напряжения на обмотку возбуждения. Это время принято называть временем запаздывания и оно обозначается  $t_3$ . В этом случае ток якоря на основании уравнения (10.48)

$$i_{\text{я}} = \frac{\alpha E_y}{R_{\text{я}}} (1 - e^{-t/T_{\text{о.в}}}). \quad (10.55)$$

При  $t = t_3$ ,  $I_{\text{я}} = I_c$ , а поэтому

$$I_c = \frac{\alpha E_y}{R_{\text{я}}} (1 - e^{-t_3/T_{\text{о.в}}}),$$

откуда

$$\frac{I_c R_{\text{я}}}{\alpha k_e \omega_0} = 1 - e^{-t_3/T_{\text{о.в}}}.$$

Так как  $\frac{I_c R_{\text{я}}}{k_e} = \Delta \omega_c$ , то  $\frac{\Delta \omega_c}{\alpha \omega_0} = 1 - e^{-t_3/T_{\text{о.в}}}$ , откуда время запаздывания

$$t_3 = T_{\text{о.в}} \ln \frac{\alpha \omega_0}{\alpha \omega_0 - \Delta \omega_c}. \quad (10.56)$$



После определения времени запаздывания можно найти постоянную интегрирования  $c$  и зависимость  $\omega = f(t)$ . При  $t = t_3$ ,  $i_{\text{я}} = I_c$ , а из уравнения (10.50) следует, что  $\frac{d\omega}{dt} = 0$ .

Дифференцируя уравнение (10.54), получим

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\alpha\omega_0}{T_{0.в} - B} e^{-t_3/T_{0.в}} - \frac{1}{B} c e^{-t_3/B}.$$

Приравняв последнее уравнение нулю, получим

$$\frac{\alpha\omega_0}{T_{0.в} - B} e^{-t_3/T_{0.в}} = \frac{1}{B} c e^{-t_3/B}.$$

Откуда постоянная интегрирования

$$c = \frac{\alpha\omega_0 B}{T_{0.в} - B} e^{t_3 \left( \frac{T_{0.в} - B}{T_{0.в} B} \right)}. \quad (10.57)$$

Подставив значение  $t_3$  из уравнения (10.56), получим

$$c = \frac{\alpha\omega_0 B}{T_{0.в} - B} \left( \frac{\alpha\omega_0}{\alpha\omega_0 - \Delta\omega_c} \right)^{\frac{T_{0.в} - B}{B}} = \frac{\alpha\omega_0 B}{T_{0.в} - B} \psi, \quad (10.58)$$

где

$$\psi = \left( \frac{\alpha\omega_0}{\alpha\omega_0 - \Delta\omega_c} \right)^{\frac{T_{0.в} - B}{B}}. \quad (10.59)$$

Подставив в уравнение (10.54) постоянную, получим

$$\omega = \alpha\omega_0 - \Delta\omega_c - \frac{\alpha\omega_0}{T_{0.в} - B} T_{0.в} e^{-t/T_{0.в}} + \frac{\alpha\omega_0 B}{T_{0.в} - B} \psi e^{-t/B},$$

или окончательно

$$\omega = \alpha\omega_0 - \Delta\omega_c - \frac{\alpha\omega_0}{T_{0.в} - B} (T_{0.в} e^{-t/T_{0.в}} - \psi B e^{-t/B}). \quad (10.60)$$

Последняя формула справедлива для  $t > t_3$ . Из этой формулы видно, что скорость вращения двигателя определяется тремя факторами: коэффициентом форсировки  $\alpha$ , постоянной времени  $T_{0.в}$  и электромеханической постоянной времени  $B$ . Характер разгона двигателя определяется значениями этих величин.

Если пуск двигателя производится при  $M_c = 0$ , то  $\Delta\omega_c = 0$ , время  $t_3 = 0$ , а  $\psi = 1$ . Тогда формула (10.60) примет вид:

$$\omega = \alpha\omega_0 - \frac{\alpha\omega_0}{T_{0.в} - B} (T_{0.в} e^{-t/T_{0.в}} - B e^{-t/B}). \quad (10.61)$$

Здесь так же, как и в формуле (10.60), характер изменения скорости определяется величинами  $T_{0.в}$  и  $B$ .

Более детальный анализ переходных процессов показывает, что кривая разгона двигателя  $\omega = f(t)$  под нагрузкой мало отличается от кривой разгона двигателя при холостом ходе. Разница только в том, что начало вращения под нагрузкой отстает на время  $t_3$  от момента подачи напряжения на обмотку возбуждения, а установившиеся скорости отличаются на величину  $\Delta\omega_c$ .

Выражение для тока якоря можно получить, взяв из формулы (10.60) или (10.61) производную и подставив ее в равенство (10.50). Производная согласно уравнению (10.60) будет

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\alpha\omega_0}{T_{0.в} - B} (e^{-t/T_{0.в}} - \psi e^{-t/B}),$$

а после подстановки ее в уравнение (10.50), получим

$$i_{\text{я}} = \frac{J\alpha\omega_0}{k_e (T_{0.в} - B)} (e^{-t/T_{0.в}} - \psi e^{-t/B}) + I_c. \quad (10.62)$$

Не трудно доказать, что

$$\frac{J\omega_0\alpha}{k_e} = \frac{\alpha B E_y}{R_{\text{я}}} = \alpha B I_{\text{к}}.$$

В самом деле,  $\omega_0 = \frac{E_y}{k_e}$ ,

тогда

$$\frac{J E_y R_{\text{я}} \alpha}{k_e^2 R_{\text{я}}} = \frac{J R_{\text{я}} E_y \alpha}{k_e^2 R_{\text{я}}} = B \frac{E_y \alpha}{R_{\text{я}}} = \alpha B I_{\text{к}}.$$

Подставляя последнее выражение в уравнение (10.62), получим

$$i_{\text{я}} = \frac{\alpha B I_{\text{к}}}{T_{0.в} - B} (e^{-t/T_{0.в}} - \psi e^{-t/B}) + I_c. \quad (10.63)$$

Если момент  $M_c = 0$ , то  $I_c = 0$ ,  $\Delta\omega = 0$  и  $\psi = 1$ , поэтому

$$i_{\text{я}} = \frac{\alpha B I_{\text{к}}}{T_{0.в} - B} (e^{-t/T_{0.в}} - e^{-t/B}). \quad (10.64)$$

Сделаем небольшие преобразования, тогда уравнение 10.64 запишется

$$\frac{i_{\text{я}}}{I_{\text{к}}} = \frac{\alpha}{\frac{T_{0.в}}{B} - 1} (e^{-t/T_{0.в}} - e^{-t/B}).$$

Из этого уравнения видно, что при  $\frac{T_{0.в}}{B} > 1$  или при  $\frac{T_{0.в}}{B} < 1$  относительное изменение тока якоря  $\frac{i_{\text{я}}}{I_{\text{к}}} = f\left(\frac{t}{T_{0.в}}\right)$  — положительно.

При  $\frac{T_{o.в}}{B} = 1$  в формуле 10.64 появляется неопределенность типа  $\infty \cdot 0$ , раскрывая которую по известным правилам получим

$$\frac{i_{я}}{I_{к}} = \alpha e^{-t/T_{o.в}} \frac{t}{T_{o.в}}.$$

На рис. 10.70, а, б и в приведены кривые изменения скорости и тока для разных значений отношения  $T_{o.в}/B$  при  $\alpha = 1$  в функции  $t/T_{o.в}$ , построенные по формулам (10.61) и (10.64).

При внимательном рассмотрении этих кривых видно, что величина тока зависит не только от коэффициента форсировки, который принят здесь за единицу, но и от отношения постоянных  $B$  и  $T_{o.в}$ . Чем больше  $B$  (то есть чем больше маховые массы), тем больше максимальный бросок тока.

Нарастание напряжения на двигателе при малых значениях  $T_{o.в}$  происходит быстро. Если  $B$  при этом велико, то двигатель еще не успевает сдвинуться с места, как ток достигает больших значений. С другой стороны большое значение  $B$  не позволяет получать значительных ускорений, о чем свидетельствуют кривые, показанные на рис. 10.70, в. В каждом конкретном случае при заданных  $T_{o.в}$  и  $B$  можно найти оптимальный коэффициент форсировки, который удовлетворял бы как режиму разгона, так и допустимой величине максимального тока в системе.

#### б. Торможение.

Рассмотрим случай, когда обмотка возбуждения отключается от сети и замыкается на разрядное сопротивление (рис. 10.71). Изменение тока в обмотке возбуждения

$$i_{o.в} = I_{o.в.н} e^{-t/T_{к}}. \quad (10.65)$$

Соответственно изменение э. д. с. генератора будет

$$E_{г} = E_{г} e^{-t/T_{к}}, \quad (10.66)$$

где

$$T_{к} = \frac{L_{o.в}}{R_{к}}; \quad R_{к} = r_{o.в} + r_{р}.$$

Выражение для скорости двигателя находится в результате решения дифференциального уравнения

$$\frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{B} = \frac{\omega_0}{B} e^{-t/T_{к}} - \frac{\Delta\omega_{с}}{B}, \quad (10.67)$$

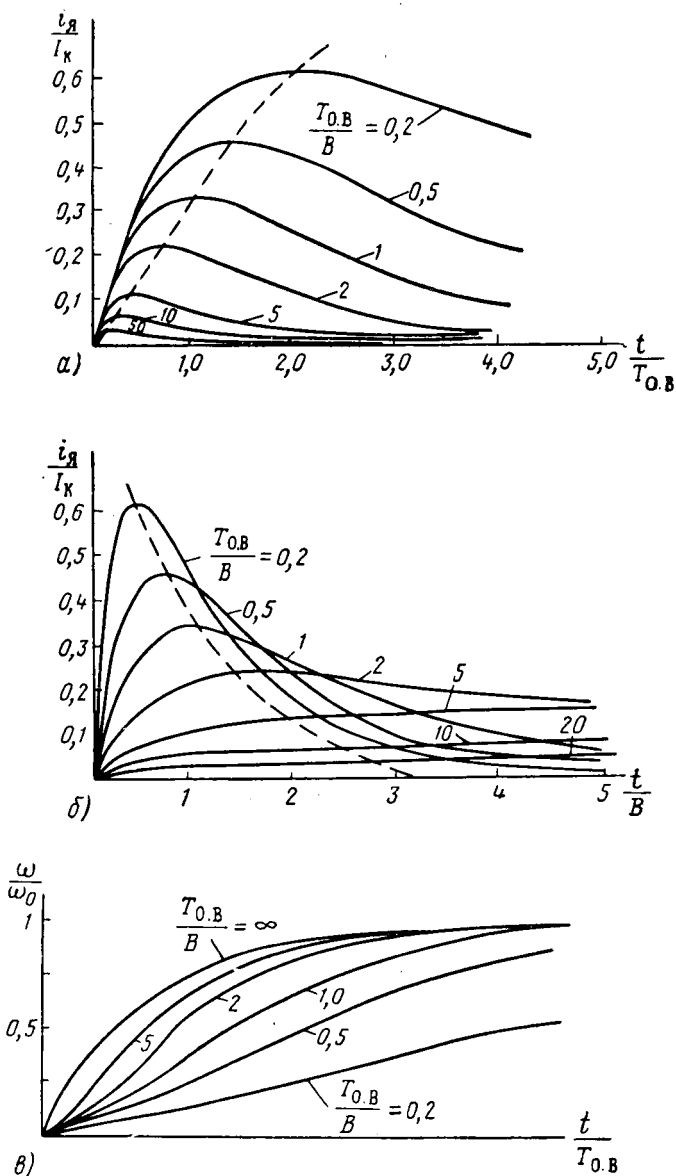


Рис. 10.70. Значение  $\frac{i_{\text{я}}}{I_{\text{к}}}$  и  $\omega/\omega_0$  в функции  $t$  при  $\alpha=1$ :

а —  $i_{\text{я}}/I_{\text{к}}$  в функции  $\frac{t}{T_{0.B}}$  при  $\frac{T_{0.B}}{B} = \text{var}$ ; б —  $i_{\text{я}}/I_{\text{к}}$  в функции  $\frac{t}{B}$  при  $\frac{T_{0.B}}{B} = \text{var}$ ; в —  $\omega/\omega_0$  в функции  $\frac{t}{T_{0.B}}$  при  $\frac{T_{0.B}}{B} = \text{var}$

подобно тому, как это было сделано при выводе уравнения пуска двигателя, за исключением лишь того, что здесь  $\alpha=1$ . После интегрирования уравнения (10.67) получим

$$\omega = \frac{\omega_0 T_k}{T_k - B} e^{-t/T_k} - \Delta\omega_c + c_1 e^{-t/B} \quad (10.68)$$

при  $t=0$ ,

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega_c \quad \text{и} \quad c_1 = -\frac{\omega_0 B}{T_k - B}.$$

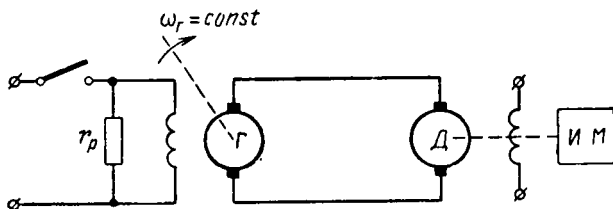


Рис. 10.71. Схема генератор—двигатель в режиме торможения

После нахождения постоянной  $c_1$  и подстановки ее значения в уравнение (10.68) окончательно получим

$$\omega = \frac{\omega_0}{T_k - B} (T_k e^{-t/T_k} - B e^{-t/B}) - \Delta\omega_c. \quad (10.69)$$

Чем больше разрядное сопротивление, тем быстрее происходит спад тока возбуждения и процесс торможения двигателя. Математическое выражение для тока в якорной цепи можно получить, если производную  $d\omega/dt$  из уравнения (10.69) подставить в выражение (10.50). После упрощения получим

$$i_a = \frac{I_k B}{T_k - B} (e^{-t/B} - e^{-t/T_k}) + I_c. \quad (10.70)$$

При  $M_c=0$ ,  $I_c=0$ , а поэтому

$$i_a = \frac{I_k B}{T_k - B} (e^{-t/B} - e^{-t/T_k}). \quad (10.71)$$

Анализ последней формулы показывает, что  $i_a=f(t)$  зависит от величин  $I_k$  и  $B$ . При увеличении  $B$  максимальное значение тока  $I_a$  возрастает (рис. 10.72).

### в. Реверсирование.

При реверсе, когда происходит изменение полярности на обмотке возбуждения, исходное уравнение можно записать как

$$-U_{o.B} = i_{o.B} r_{o.B} + L_{o.B} \frac{di_{o.B}}{dt}. \quad (10.72)$$

После интегрирования получается

$$i_{0.в} = \frac{1}{r_{0.в}} \left( -U_{0.в} - \frac{1}{c_1} e^{-t/T_{0.в}} \right).$$

При  $t=0$ ,  $i_{0.в} = I_{0.в.н}$ , тогда

$$I_{0.в.н} = \frac{1}{r_{0.в}} \left( -U_{0.в} - \frac{1}{c_1} \right) \text{ или } I_{0.в.н} r_{0.в} = U_{0.в.н} = -U_{0.в} - \frac{1}{c_1},$$

откуда

$$\frac{1}{c_1} = -(U_{0.в} + U_{0.в.н}).$$

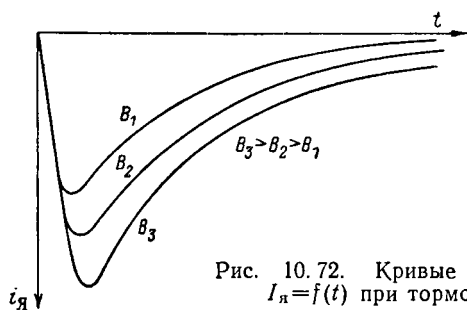


Рис. 10.72. Кривые изменения  $I_{я} = f(t)$  при торможении

После подстановки этого выражения в исходное уравнение получим

$$i_{0.в} = -\frac{U_{0.в}}{r_{0.в}} + \frac{U_{0.в} + U_{0.в.н}}{r_{0.в}} e^{-t/T_{0.в}}. \quad (10.73)$$

Если реверс происходит с форсировкой, то  $U_{0.в} = \alpha U_{0.в.н}$ , а поэтому уравнение (10.73) примет вид

$$i_{0.в} = -\frac{\alpha U_{0.в.н}}{r_{0.в}} + \frac{\alpha U_{0.в.н} + U_{0.в.н}}{r_{0.в}} e^{-t/T_{0.в}}.$$

Так как  $\frac{U_{0.в.н}}{r_{0.в}} = I_{0.в.н}$ , то окончательно

$$i_{0.в} = -\alpha I_{0.в.н} \left[ 1 - \left( 1 + \frac{1}{\alpha} \right) e^{-t/T_{0.в}} \right]. \quad (10.74)$$

Э. д. с. генератора

$$e_r = -\alpha E_y \left[ 1 - \left( 1 + \frac{1}{\alpha} \right) e^{-t/T_{0.в}} \right]. \quad (10.75)$$

Далее не трудно найти зависимость скорости вращения двигателя в функции времени, связав последнее уравнение с исходными уравнениями, соответствующими запуску двигателя.

Дифференциальное уравнение будет иметь вид

$$\frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{B} = -\frac{\alpha\omega_0 - \Delta\omega_c}{B} + \frac{(1+\alpha)\omega_0}{B} e^{-t/T_{0.в}}.$$

После интегрирования получим

$$\omega = -(\alpha\omega_0 + \Delta\omega_c) + \frac{(1+\alpha)\omega_0}{T_{0.в} - B} T_{0.в} e^{-t/T_{0.в}} + c_1 e^{-t/B}.$$

Постоянная интегрирования  $c_1$  находится так же, как и постоянная  $c$  в уравнении (10.57):

$$c_1 = -\frac{(1+\alpha)\omega_0 B}{T_{0.в} - B}.$$

После подстановки в исходное уравнение получим окончательно  $\omega = f(t)$  при реверсе

$$\omega = -(\alpha\omega_0 - \Delta\omega_c) + \frac{(1+\alpha)\omega_0}{T_{0.в} - B} (T_{0.в} e^{-t/T_{0.в}} - B e^{-t/B}). \quad (10.76)$$

Последнее уравнение справедливо только до скорости  $\omega=0$ . При переходе через  $\omega=0$  знак статического момента меняется, поэтому исходное уравнение необходимо составить вновь и произвести соответствующее решение.

Для определения тока в якорной цепи на основании уравнения (10.76) необходимо взять производную  $\frac{d\omega}{dt}$ :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{(1+\alpha)\omega_0}{T_{0.в} - B} (-e^{-t/T_{0.в}} + e^{-t/B}).$$

После подстановки производной в уравнение (10.50) получим

$$i_{\text{я}} = \frac{(1+\alpha)B}{T_{0.в} - B} I_{\text{к}} (e^{-t/B} - e^{-t/T_{0.в}}) + I_{\text{с}}. \quad (10.77)$$

При  $M_c=0$   $I_{\text{с}}=0$ , а поэтому

$$i_{\text{я}} = \frac{(1+\alpha)B}{T_{0.в} - B} I_{\text{к}} (e^{-t/B} - e^{-t/T_{0.в}}). \quad (10.78)$$

Характер кривых  $i_{\text{я}}=f(t)$  при разных значениях  $B$  будет аналогичен кривым, представленным на рис. 10.72.

## § 10.18. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ СИСТЕМЫ ГЕНЕРАТОР—ДВИГАТЕЛЬ

Для схемы рис. 10.73 при условии, что  $M_c=0$ ,  $L_{\text{я.г}}+L_{\text{я.д}}=0$ ;  $M_{\text{д}}=k_e I_{\text{я}}$ , запишем передаточную функцию генератора, а затем двигателя.

Генератор состоит из двух звеньев: инерционного и усилительного.

Инерционным звеном является обмотка возбуждения, передаточная функция которой легко может быть выведена из уравнения переходного процесса в обмотке:

$$U_{o.b} = i_{o.b} r_{o.b} + L_{o.b} \frac{di_{o.b}}{dt}.$$

Уравнение в операторной форме для нулевых начальных условий запишем как

$$U_{o.b}(p) = i_{o.b}(p) r_{o.b} + L_{o.b} p i_{o.b}(p),$$

или

$$U_{o.b}(p) = (1 + T_{o.b} p) i_{o.b}(p) r_{o.b},$$

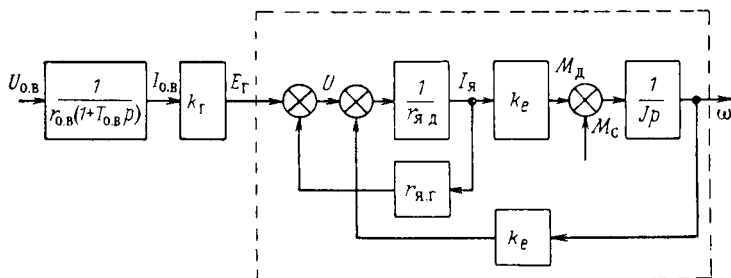


Рис. 10.73. Структурная схема системы генератор—двигатель при  $M_c = 0$

откуда передаточная функция будет

$$W_{o.b}(p) = \frac{1}{r_{o.b} (1 + T_{o.b} p)} = \frac{g_{o.b}}{1 + T_{o.b} p},$$

где  $T_{o.b} = \frac{L_{o.b}}{r_{o.b}}$  — чаще определяется опытным путем по характеристике  $i_{o.b} = f(t)$ ,

$$g_{o.b} = \frac{1}{r_{o.b}}.$$

Передаточная функция усилительного звена получается из следующего выражения

$$E_r = c_e \omega_r \Phi_r = k_r i_{o.b},$$

откуда

$$W_e(p) = k_r.$$

Коэффициент  $k_r$  определяется по характеристике холостого хода генератора  $E_r = \varphi(I_{o.b})$  при  $\omega_H = \text{const}$ ; как отношение  $E_r$  к соответствующему значению тока  $I_{o.b}$  в ненасыщенной части характеристики. Этот коэффициент приблизительно равен 300 в/а для электромашин, применяемых в авиации.



Передаточная функция генератора будет

$$W_r(p) = W_{o.v}(p) W_e(p) = \frac{g_{o.v} k_r}{1 + T_{o.v} p}. \quad (10.79)$$

Составим теперь передаточную функцию двигателя. Для этого воспользуемся уже готовым дифференциальным уравнением, связывающим входное напряжение с угловой скоростью двигателя [формула (6.6)].

Дифференциальное уравнение в операторной форме будет

$$(BT_{\vartheta} p^2 + Bp + 1) \omega(p) = \omega_0(p) = \frac{E_r(p)}{k_e}.$$

Передаточная функция двигателя при условии, что входной величиной является напряжение (в нашем случае э.д.с. генератора), а выходной — скорость будет

$$W'_d(p) = \frac{1}{k_e (BT_{\vartheta} p^2 + Bp + 1)} = \frac{k_d}{BT_{\vartheta} p^2 + Bp + 1},$$

где  $k_d = \frac{1}{k_e} = \frac{\omega_n}{U_n - I_{я.n'} R_{я}}$  — определяется по номинальным данным двигателя;

$$B = \frac{I R_{я}}{k_e^2}, \text{ а } T_{\vartheta} = \frac{L_{я.г} + L_{я.д}}{R_{я}}.$$

Электродвигатель в динамическом отношении эквивалентен двум инерционным звеньям. Так как было принято, что  $L_{я.г} + L_{я.д} = 0$ , то  $T_{\vartheta} = \frac{L_{я.г} + L_{я.д}}{R_{я}} = 0$ , а поэтому передаточная функция двигателя согласно рис. 10.73 примет вид

$$W'_d(p) = \frac{k_d}{Bp + 1} = \frac{\omega(p)}{E_r(p)}.$$

Если выходной величиной выбрать угол поворота якоря двигателя, то в выражение передаточной функции его войдет значение передаточной функции интегрирующего звена.

Угловая скорость  $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$  или в операторной форме  $\omega = p\varphi$ . Откуда передаточная функция интегрирующего звена будет

$$W_{\varphi}(p) = \frac{1}{p}. \quad (10.80)$$

Так как звенья соединены последовательно, то передаточная функция двигателя с учетом последнего звена примет вид

$$W(p) = W'_d W_{\varphi}(p) = \frac{k_d}{p(Bp + 1)}.$$

Если учесть, что в системе генератор — двигатель все звенья соединены последовательно, то передаточная функция всей системы будет равна

$$W_{г-д}(p) = W_{г}(p)W_{д}(p) = \frac{g_{о.в}k_{г}k_{д}}{(1 + T_{о.в}p)(1 + Bp)p}. \quad (10.81)$$

Все коэффициенты, входящие в это уравнение, легко находятся.

#### § 10.19. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОМАШИННОГО УСИЛИТЕЛЯ (ЭМУ)

Широкое применение при регулировании скорости вращения электродвигателей постоянного тока получили электромашинные усилители, имеющие целый ряд достоинств, основным из которых является большой коэффициент усиления.

Прежде, чем приступить к изучению вопроса регулирования скорости двигателя с помощью электромашинного усилителя, рассмотрим принцип работы и статические характеристики такого усилителя.

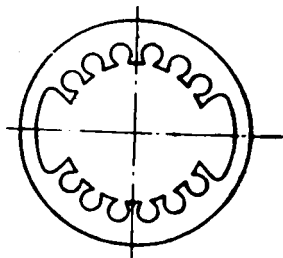


Рис. 10.74. Магнитная система станины ЭМУ

Электромашинный усилитель представляет собой машину постоянного тока с якорем точно таким же, как у генератора постоянного тока. Отличие заключается лишь в выполнении полюсов и, кроме того, на коллекторе его имеются две пары щеток, одна из которых замкнута накоротко.

Такое устройство этой машины позволяет получить значительно больший коэффициент усиления по мощности, чем у обычного генератора.

На рис. 10.74 показана в разрезе магнитная система электромашинного усилителя с продольно-поперечным возбуждением. Полюсное перекрытие у данного генератора является большим, благодаря чему магнитная проводимость сохраняется одинаковой, как в поперечном, так и в продольном направлениях. На полюсах размещается обмотка управления  $W_y$ . В пазах, находящихся на полюсных выступах, укладываются компенсирующая  $w_k$  и демпфирующая  $w_{дем}$  обмотки.

Принцип действия электромашинного усилителя заключается в следующем.

При прохождении тока управления  $I_y$  (рис. 10.75) по обмотке  $w_y$  в машине создается магнитный поток  $\Phi_y$ , направленный по продольной оси электромашинного усилителя (по линии щеток  $d-d$ , рис. 10.75, а). При вращении якоря в магнитном поле  $\Phi_y$  в обмотке якоря наводится э. д. с., которая может быть снята с поперечных

щеток  $q-q$ . Но так как поперечные щетки замкнуты накоротко, то в результате по обмотке потечет ток  $I_a = \frac{E_q}{R_q}$ . Чтобы значение тока якоря не превысило номинальной величины, значения  $E_q$ ,  $\Phi_y$  и  $I_y$  необходимо сделать достаточно малыми.

В практике ток управления ЭМУ не превышает нескольких десятков миллиампер, тогда как  $E_q$  составляет несколько вольт.

Направление  $E_q$  в обмотке якоря указано соответствующими знаками на рис. 10.75, а. При прохождении тока  $I_q$  по обмотке

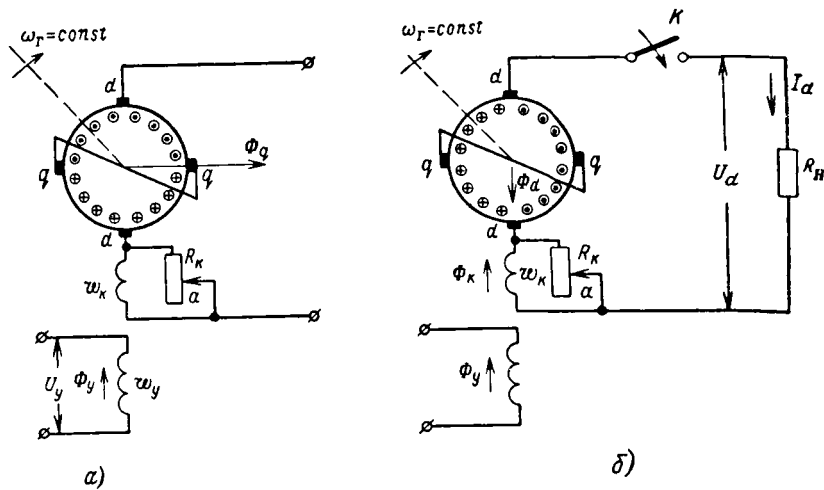


Рис. 10.75. Схемы, поясняющие работу ЭМУ:

а—в режиме холостого хода; б—в режиме нагрузки, когда ключ  $K$  замкнут

якоря создается достаточно большой по величине поток  $\Phi_q$ , так как количество ампер-витков довольно значительно. Направление этого потока легко определить, пользуясь рис. 10.75, а.

Поток  $\Phi_q$  направлен по поперечной оси, поэтому такой поток называется поперечным потоком реакции якоря. Этот поток неподвижен в пространстве, и он наводит во вращающейся обмотке якоря э. д. с., которая в этом случае снимается со щеток  $d-d$  (рис. 10.75, б). Если щетки  $d-d$  включить на нагрузку, то потечет ток  $I_d$ .

Ток  $I_d$  создает продольный поток реакции якоря  $\Phi_d$  и направлен навстречу потоку  $\Phi_y$ , ослабляя его. Для устранения влияния потока  $\Phi_d$  на поток  $\Phi_y$  служит компенсационная обмотка  $w_k$  (рис. 10.75, б), являющаяся зеркальным отображением обмотки якоря, но расположенная на полюсах и имеющая больше витков, чем  $w_d$ . По этой обмотке проходит ток  $I_d$  или ток, пропорциональный току  $I_d$ .

Регулирование тока в обмотке  $w_k$  осуществляется с помощью резистора  $R_k$ , включенного параллельно с обмоткой  $w_k$ . При изменении положения движка на сопротивлении  $R_k$  изменяется ток ком-

пенсационной обмотки, а следовательно, величина  $\Phi_k$ . Магнитный поток  $\Phi_k$  направлен навстречу магнитному потоку  $\Phi_d$  и, в зависимости от положения движка  $a$ , в той или иной степени компенсирует поток  $\Phi_d$  (см. рис. 10.75, б). В зависимости от соотношения между потоками  $\Phi_d$  и  $\Phi_k$  различают несколько случаев компенсации электромашиного усилителя: полная компенсация, перекомпенсация, недокомпенсация и критическая компенсация. Влияние различной степени компенсации на вид внешних характеристик будет рассмотрено в дальнейшем.

## § 10.20. Э.Д.С. ЭЛЕКТРОМАШИННОГО УСИЛИТЕЛЯ

*а. Э. д. с. при холостом ходе  $I_d=0$ .*

Ток обмотки управления создает магнитный поток  $\Phi_y$ , который в свою очередь во вращающейся обмотке якоря наводит э. д. с.

$$E_q = \frac{p\omega}{2\pi} \frac{N}{a} \Phi_y = c_1 \Phi_y. \quad (10.82)$$

$$c_1 = \frac{p\omega}{2\pi} \frac{N}{a}; \quad (10.83)$$

С другой стороны,

$$\Phi_y = \frac{\text{м. д. с.}}{R_\mu}.$$

Здесь  $R_\mu$  — сопротивление магнитной цепи, а магнитодвижущая сила (м. д. с.) пропорциональна управляющему току  $I_y$ .

Подставляя значение м. д. с. и  $R_\mu$  в выражение для  $\Phi_y$ , получим

$$\Phi_y = \frac{\mu_a w_y b_p l_i}{2\delta} I_y = c_2 I_y, \quad (10.84)$$

где  $\delta$  — величина воздушного зазора;

$b_p$  — длина полюсной дуги;

$l_i$  — длина полюса;

$\mu_a$  — абсолютная магнитная проницаемость.

Подставляя полученное значение в выражение э. д. с.  $E_q$ , получим

$$E_q = c_1 c_2 I_y. \quad (10.85)$$

Коэффициенты  $c_1$  и  $c_2$  будут использованы при составлении уравнения передаточной функции следящей системы.

Так как э. д. с.  $E_q$  создает ток  $I_q$  и поток  $\Phi_q$ , а последний создает э. д. с.  $E_d$ , то можно считать что

$$E_d = \alpha_3 \Phi_q. \quad (10.86)$$

Здесь

$$\Phi_q = \frac{\mu_a b_p l_l}{2\delta} w_q I_q, \quad (10.87)$$

где  $w_q$  — число витков поперечной обмотки. Обозначая  $\Phi_q = c_3 I_q$ , найдем

$$c_3 = \frac{\mu_a b_p l_l}{2\delta}.$$

Формулу (10.86) можно представить в развернутом виде, если заменить некоторые постоянные их значениями.

Так как  $E_d = c_1 \Phi_q$ , то подставляя вместо  $\Phi_q$  его значение из уравнения (10.87), получим

$$E_d = c_1 c_3 I_q. \quad (10.88)$$

Ток в поперечной цепи  $I_q = \frac{E_q}{R_q}$ , а поэтому

$$E_d = c_1 c_3 \frac{E_q}{R_q},$$

где  $R_q$  — сопротивление поперечной обмотки.

После замены  $E_q$  его значением из формулы (10.85) получим

$$E_{d0} = c_1 c_3 \frac{E_q}{R_q} = c_1^2 c_2 c_3 \frac{I_y}{R_q}.$$

И, наконец,  $I_y = \frac{U_y}{R_y}$ , поэтому э. д. с. при холостом ходе ЭМУ, когда  $\Phi_k = 0$  и  $\Phi_d = 0$ , будет

$$E_{d0} = \frac{c_1^2 c_2 c_3}{R_y R_q} U_y = k_y U_y. \quad (10.89)$$

Величина  $k_y = \frac{E_{d0}}{U_y}$  является коэффициентом усиления ЭМУ по напряжению. Подставив вместо  $c_1$  из формулы (10.83) его значение, получим

$$E_{d0} = \left( \frac{pN}{2\pi a} \right)^2 \frac{c_2 c_3 U_y}{R_y R_q} \omega^2. \quad (10.90)$$

Таким образом, э. д. с. электромашинного усилителя пропорциональна квадрату скорости вращения якоря. Как следствие, отсюда вытекает, что при изменении направления вращения электромашинного усилителя полярность на щетках  $d-d$  не меняется. Изменить полярность напряжения на выходе ЭМУ можно, лишь изменив полярность напряжения на обмотке управления.

Формула (10.90) является выражением э. д. с. электромашинного усилителя при холостом ходе, когда  $I_d=0$ .

*б. Э. д. с. при  $I_d \neq 0$ .*

При работе ЭМУ в продольной оси действует не один поток управления  $\Phi_y$ , но также поток компенсационной обмотки  $\Phi_K$  и поток продольной оси реакции якоря  $\Phi_d$ . Результирующий поток

$$\Phi = \Phi_y - \Phi_d + \Phi_K. \quad (10.91)$$

Поэтому э. д. с. электромашинного усилителя при работе, когда  $I_d \neq 0$ .

$$E_d = c\Phi = c(\Phi_y - \Phi_d + \Phi_K).$$

Но так как  $c\Phi_y = E_{d0}$  — э. д. с. при холостом ходе, то

$$E_d = E_{d0} - (c\Phi_d - c\Phi_K). \quad (10.92)$$

Величину  $c$  можно легко определить, если обратиться к выражению (10.90). Так как  $\frac{U_y}{R_y} = I_y$ , а из формулы (10.84)  $\Phi_y = c_2 I_y$ , то  $\frac{U_y}{R_y} = \frac{\Phi_y}{c_2}$ . Подставляя полученное значение  $\frac{U_y}{R_y}$  в уравнение (10.90), получим

$$E_{d0} = \left( \frac{pN}{2\pi a} \right)^2 \frac{c_3 \Phi_y \omega^2}{R_q} = c\Phi_y, \quad (10.93)$$

откуда

$$c = \left( \frac{pN}{2\pi a} \right)^2 \frac{\omega^2 c_3}{R_q};$$

или, воспользовавшись формулой (10.83), получим

$$c = \frac{c_1^2 c_3}{R_q}. \quad (10.94)$$

Согласно формуле (10.91) следует, что э. д. с. электромашинного усилителя в общем случае зависит от тока нагрузки, так как магнитные потоки  $\Phi_d$  и  $\Phi_K$  являются функцией тока  $I_d$ . В зависимости от разности ампер-витков, создающих потоки  $\Phi_d$  и  $\Phi_K$  (от степени компенсации машины), и будет определяться характер  $E_d = f(I_d)$ .

## § 10.21. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАШИННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Одним из преимуществ ЭМУ является большой коэффициент усиления по мощности. Обычно ЭМУ рассматривается как двухкаскадный усилитель. Первый каскад усиления — от обмотки управления до цепи короткозамкнутых щеток. Второй каскад — от цепи короткозамкнутых щеток до продольных щеток  $d-d$ .

Поскольку коэффициент усиления по напряжению определяется формулой (10.89) и равен

$$k_y = \frac{E_{d0}}{U_y} = \frac{c_1^2 c_2 c_3}{R_q R_y}, \quad (10.95)$$

то коэффициент усиления по мощности определим теперь как

$$k_p = k_1 k_2,$$

где коэффициент усиления в первом каскаде

$$k_1 = \frac{E_q I_q}{U_y I_y} \cong 100; \quad (10.96)$$

коэффициент усиления во втором каскаде

$$k_2 = \frac{E_d I_d}{E_q I_q} \cong 100. \quad (10.97)$$

Полный коэффициент усиления по мощности поэтому

$$k_p = \frac{E_d I_d}{U_y I_y} = \frac{c_1^2 c_2 c_3 I_d}{R_y R_q I_y}. \quad (10.98)$$

Не трудно видеть, что коэффициент усиления пропорционален квадрату скорости вращения ЭМУ (скорость входит в коэффициент  $c_1$ ). В современных авиационных ЭМУ скорость вращения равна 8000—9000 об/мин.

## § 10.22. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭМУ

Внешняя характеристика ЭМУ выражает зависимость напряжения на выходе в функции тока нагрузки, т. е.

$$U_d = f(I_d).$$

Напряжение на продольных щетках  $d-d$  отличается от э. д. с. на величину падения напряжения в продольной цепи

$$U_d = E_d - I_d R_d.$$

Подставляя в эту формулу выражение (10.92), получим

$$U_d = E_{d0} - I_d R_d - (c\Phi_d - c\Phi_K). \quad (10.99)$$

Эта формула показывает, что напряжение на зажимах генератора находится в линейной зависимости от тока  $I_d$ . Подобный вывод справедлив при условии, что электромашина работает с ненасыщенной магнитной системой.

Меняя положение движка на реостате, шунтирующем компенсационную обмотку  $\omega_K$ , можно устанавливать следующие режимы работы.

*Режим полной компенсации по напряжению.* Этот режим характеризуется тем, что напряжение  $U_d$  не зависит от тока нагрузки  $I_d$ . Согласно формуле (10.99) это возможно при условии, если

$$I_d R_d + c\Phi_d - c\Phi_K = 0 \text{ или } I_d R_d = c(\Phi_K - \Phi_d),$$

т. е. если магнитный поток компенсационной обмотки будет больше магнитного потока  $\Phi_d$  на такую величину, что э. д. с., созданная от результирующего потока  $(\Phi_K - \Phi_d)$ , полностью покрывает падение напряжения в продольной цепи. Этот случай приведен на рис. 10.76.

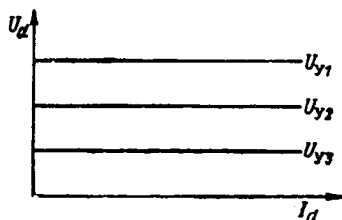


Рис. 10.76. Внешние характеристики ЭМУ при полной компенсации

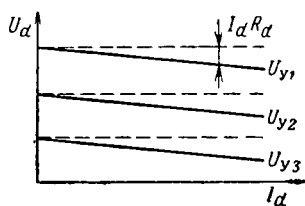


Рис. 10.77. Внешние характеристики ЭМУ при критической компенсации

Если потоки сделать равными, т. е.  $\Phi_K = \Phi_d$ , то получим случай полной компенсации по потоку. В этом случае внешняя характеристика ЭМУ будет наклонная. Величина этого наклона определится только падением напряжения в продольной цепи, так как

$$U_d = E_d - I_d R_d.$$

Этот случай принято называть критической компенсацией (рис. 10.77).

Естественно, что если  $\Phi_K < \Phi_d$ , то получим случай недокомпенсации (рис. 10.78). Тогда  $I_d R_d + c\Phi_d - c\Phi_K \geq 0$ , откуда

$$c\Phi_d - c\Phi_K \leq I_d R_d.$$

И, наконец, если  $\Phi_K > \Phi_d$ , будет случай перекомпенсации (рис. 10.79). При этом

$$I_d R_d + c\Phi_d - c\Phi_K \leq 0,$$

откуда

$$c\Phi_d - c\Phi_K \geq I_d R_d.$$

Случай полной компенсации по напряжению является по сути режимом перекомпенсации.

При расчете электроприводов широко используется уравнение (10.99) в несколько ином виде. Так как электромашинный усили-



тель работает при ненасыщенной магнитной системе, то  $\Phi_K$  и  $\Phi_d$  пропорциональны току  $I_d$ , поэтому уравнение (10.99) можно записать в таком виде:

$$U_d = E_{d0} - I_d R_d - (c\Phi_d - c\Phi_K) = E_d - I_d R_d - I_d \zeta, \quad (10.99 \text{ а})$$

где  $I_d \zeta = c\Phi_d - c\Phi_K$  — падение напряжения, созданное результирующим потоком  $\Phi_K$  и  $\Phi_d$ .

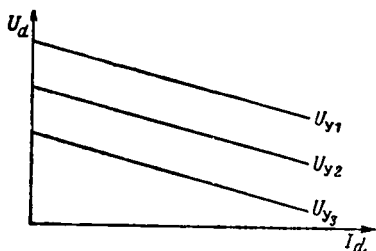


Рис. 10.78. Внешняя характеристика ЭМУ при недокомпенсации

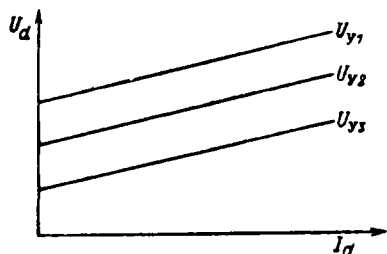


Рис. 10.79. Внешняя характеристика ЭМУ при перекомпенсации

Откуда  $\zeta = \frac{c(\Phi_d - \Phi_K)}{I_d}$  — квазиэквивалентное сопротивление (в  $\Omega$ ), находящееся в цепи якоря, эффект которого выражается в изменении падения напряжения на самом ЭМУ при изменении тока нагрузки ЭМУ. Падение напряжения, возникающее на нем, равно по величине  $c\Phi_d - c\Phi_K$ . При этом квазиэквивалентное сопротивление в зависимости от степени компенсации ЭМУ может изменяться, как по величине, так и по знаку. При недокомпенсации оно положительно, при перекомпенсации отрицательно.

При работе ЭМУ в следящей системе чаще всего это сопротивление выбирают положительным. Для электромашинного усилителя мощностью  $P_n = 1000$  вт квазиэквивалентное сопротивление берут приблизительно равным  $R_d = 0,3 \text{ } \Omega$ , т. е.  $\zeta = R_d$ .

Исходя из сказанного уравнение (10.99) будет иметь следующий вид:

$$U_d = E_{d0} - I_d R_d - I_d \zeta = E_{d0} - I_d (R_d + \zeta). \quad (10.99 \text{ б})$$

Величину  $\zeta$  можно найти и опытным путем. Для этого достаточно, например при недокомпенсации ЭМУ, замерить напряжение на выходных зажимах его при каком-либо значении тока нагрузки. При

этом получим  $U_{dк}$ ,  $I_{dк}$  и  $E_{d0}=U_{d0}$  (при  $I_d=0$ ). Тогда из выражения (10.99 б) получим

$$I_{dк}(R_d + \zeta) = E_{d0} - U_{dк},$$

откуда, подставив известные значения, определим

$$\zeta = \frac{E_{d0} - U_{dк}}{I_{dк}} - R_d.$$

### § 10.23. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭМУ

Напряжение на обмотке управления ЭМУ

$U_{y.нб} = i_y R_y + L_y \frac{di_y}{dt}$  разделив на  $R_y$ , получим

$$I_{y.нб} = i_y + T_y \frac{di_y}{dt}.$$

Подставляем значение  $i_y$  из уравнения (10.85), тогда

$$E_{q.нб} = e_q + T_y \frac{de_q}{dt}. \quad (10.100)$$

Здесь  $T_y = \frac{L_y}{R_y}$  — постоянная времени обмотки управления.

С другой стороны, наводимая э. д. с.  $E_q$  уравновешивается падением напряжения в поперечной цепи

$$e_q = i_q R_q + L_q \frac{di_q}{dt},$$

откуда

$$\frac{e_q}{R_q} = i_q + T_q \frac{di_q}{dt}, \quad (10.101)$$

где  $T_q = \frac{L_q}{R_q}$  — электромагнитная постоянная времени обмотки поперечной цепи.

На основании формулы (10.88) можно написать для мгновенных значений, что

$$i_q = \frac{e_d}{c_1 c_3}. \quad (10.102)$$

Подставляя в уравнение (10.101) значение  $I_q$ , получим

$$\frac{e_q}{R_q} = \frac{e_d}{c_1 c_3} + T_q \frac{1}{c_1 c_3} \frac{de_d}{dt}$$

или

$$e_q = \frac{R_q}{c_1 c_3} e_d + \frac{T_q R_q}{c_1 c_3} \frac{de_d}{dt}. \quad (10.103)$$

Из этого уравнения следует, что если  $e_q=0$ , то  $e_d=0$ , а следовательно, и  $\frac{de_d}{dt}=0$ , т. е. скорость нарастания э. д. с. по продольной оси в начальный момент времени равна нулю.

Подставляя уравнение (10.103) и его производную в уравнение (10.100) и принимая во внимание (10.102), получим дифференциальное уравнение второго порядка

$$T_y T_q \frac{d^2 e_d}{dt^2} + (T_q + T_y) \frac{de_d}{dt} + e_d = E_{dнб}. \quad (10.104)$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$e_d = E_{dнб} + k_1 e^{-t/T_y} + k_2 e^{-t/T_q} \quad (10.105)$$

при  $t=0$   $e_d=0$  и  $\frac{de_d}{dt}=0$ , поэтому

$$0 = E_{dнб} + k_1 + k_2 \quad \text{и} \quad \frac{de_d}{dt} = -\frac{k_1}{T_y} - \frac{k_2}{T_q} = 0.$$

Решая совместно два последних уравнения, получим

$$k_1 = \frac{T_y}{T_q - T_y} E_{dнб} \quad \text{и} \quad k_2 = -\frac{T_q}{T_q - T_y} E_{dнб}.$$

Подставляя полученные значения  $k_1$  и  $k_2$  в уравнение (10.105), после преобразования получим

$$e_d = E_{dнб} \left[ 1 - \frac{T_q e^{-t/T_q} - T_y e^{-t/T_y}}{T_q - T_y} \right]. \quad (10.106)$$

Последнее уравнение показывает, что  $e_d=f(t)$  зависит от постоянных  $T_y$  и  $T_q$ . Вследствие того, что постоянная времени  $T_q$  короткозамкнутой цепи значительно больше постоянной времени  $T_y$  обмотки управления, то изменение  $E_d$  в основном будет определяться  $T_q$ . Если пренебречь  $T_y$ , то

$$e_d = E_{dнб} (1 - e^{-t/T_q}). \quad (10.107)$$

Следует отметить, что постоянная времени  $T_q$  все же меньше постоянной времени обмотки возбуждения обычного генератора. Поэтому процесс нарастания  $e_d=f(t)$  будет происходить быстрее, чем рост э. д. с. в обычном генераторе.

Для ускорения процесса возбуждения ЭМУ используется форсировка. Примером схемы, позволяющей осуществлять форсировку, может служить представленная на рис. 10.80. Здесь ток управления

$$I_y = \frac{\varepsilon U_c - \beta E_d}{R_y},$$

поэтому, когда  $E_d = 0$ , а на обмотке управления появилось напряжение  $\varepsilon U_c$ , величина тока управления определяется как  $I_y = \frac{\varepsilon U_c}{R_y}$ .

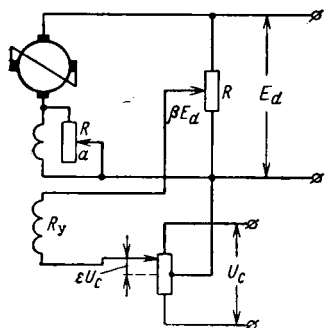


Рис. 10.80. Схема ЭМУ с обратной связью по напряжению

Это равносильно тому, что к обмотке управления вначале приложено повышенное напряжение.

При появлении напряжения  $E_d$  числитель дроби уменьшается, что повлечет за собой уменьшение тока в управляющей обмотке.

Пользуясь выведенным соотношением, можно найти условную постоянную времени  $T'_q$ , зависящую от коэффициента обратной связи  $\beta$ .

На основании формулы (10.35) для данного примера запишем

$$E_q = c_1 c_2 \frac{\varepsilon U_c - \beta E_d}{R_y}.$$

Умножая левую и правую части этого выражения на  $\frac{c_1 c_3}{R_q}$  и учитывая (10.95) и соотношение  $E_d = E_q \frac{c_1 c_3}{R_q}$ , получим  $E_d = k_y \varepsilon U_c - k_y \beta E_d$  или  $E_d(1 - k_y \beta) = k_y \varepsilon U_c$ . Строго говоря, вместо сопротивления  $R_y$  должно быть сопротивление всей цепи, включенной последовательно с  $R_y$ , равное  $R_y + \varepsilon(1 - \varepsilon)r_0 + \beta(1 - \beta)R$ . Для упрощения вывода принято, что  $R_y$  значительно больше, чем все остальные сопротивления, входящие в цепь обмотки управления, а поэтому ими можно пренебречь (см. также объяснение к рис. 10.64). Подставляя полученное выражение в уравнение (10.100), получим

$$c_1 c_2 \frac{\varepsilon U_c - \beta E_d}{R_y} = E_q + T_y \frac{de_q}{dt}.$$

Далее значение  $e_q$  и производную  $\frac{de_q}{dt}$  из уравнения (10.103) подставляем в предыдущее выражение и после преобразований получим

$$T_y T_q \frac{d^2 e_d}{dt^2} + (T_y + T_q) \frac{de_d}{dt} + e_d(1 + \beta k_y) = k_y \varepsilon U_c$$

это уравнение описывает процесс возбуждения ЭМУ в случае использования отрицательной обратной связи.

Если пренебречь постоянной времени обмотки управления, приняв  $T_y \cong 0$ , то последнее уравнение примет вид

$$T_q \frac{de_d}{dt} + e_d(1 + k_y \beta) = k_y \varepsilon U_c.$$

Решая это дифференциальное уравнение при условии  $t=0$ ,  $E_d=0$ , получим

$$e_d = E_{d\text{нб}} (1 - e^{-t/T_q'}),$$

где

$$T_q' = \frac{T_q}{1 - k_y \beta},$$

так как  $1 + k_y \beta > 1$ , то  $T_q' < T_q$ .

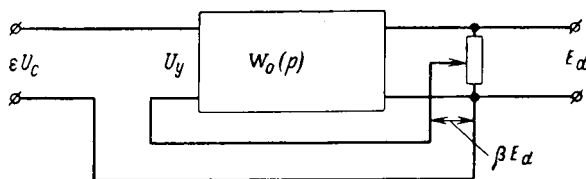


Рис. 10.81. Структурная схема инерционного звена с жесткой обратной связью

Таким образом, используя отрицательную обратную связь, можно ускорить возбуждение генератора и, как показывают детальные исследования работы ЭМУ, стабилизировать работу всего привода.

Этот же результат можно получить из рассмотрения структурной схемы, если охватить жесткой обратной связью инерционное звено с постоянной времени  $T_q$  (рис. 10.81), считая, что  $T_y \cong 0$ .

Передачная функция инерционного звена без обратной связи

$$W_0(p) = \frac{k_y}{1 + T_q p}.$$

Коэффициент жесткой обратной связи  $W_q(p) = k_q = \beta$ . Передачная функция инерционного звена с жесткой обратной связью

$$W_1(p) = \frac{W_0(p)}{1 + W_0(p) W_q(p)}.$$

Подставив соответствующие значения, получим

$$W_1(p) = \frac{\frac{k_y}{1 + T_q p}}{1 + \frac{k_y k_q}{1 + T_q p}} = \frac{k'_y}{1 + T'_q p},$$

где

$$k' = \frac{k_y}{1 + k_y k_q} \quad \text{и} \quad T'_q = \frac{T_q}{1 + k_y k_q},$$

так как знаменатели в этих выражениях больше единицы, то следуют выводы: жесткая обратная связь ускоряет процесс возбуждения, делает систему более устойчивой и одновременно уменьшает коэффициент усиления, что также благоприятно сказывается на устойчивости системы.

#### § 10.24. ПРЕИМУЩЕСТВА СИСТЕМЫ ЭМУ С ДВИГАТЕЛЕМ

Ранее рассмотренные способы регулирования скорости вращения двигателя в системе генератор—двигатель с использованием генераторов постоянного тока с независимым возбуждением применяются и в схемах с ЭМУ.

Применение ЭМУ с двигателем позволяет плавно изменять скорость двигателя в широких пределах, осуществлять реверс и торможение электродвигателя.

Благодаря малой мощности управления, малой инерционности, возможности получения механической характеристики желаемой жесткости, широкого диапазона регулирования (1 : 100) и т. д. широкое использование ЭМУ получили в следящих системах.

К недостаткам ЭМУ относятся: сложность и дороговизна всей системы, значительный вес (на 25—30% больше, чем у обычного генератора той же мощности), повышенное требование к точности изготовления и т. д.

#### § 10.25. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОСТОЯННЫХ ЭМУ

Электромашинный усилитель можно представить состоящим из двух инерционных звеньев.

Инерционными звеньями являются обмотка возбуждения ЭМУ с постоянной времени  $T_y$  и цепь короткозамкнутых щеток с постоянной времени  $T_q$ .

Если рассматривать передаточную функцию при условии, что на вход ЭМУ подается напряжение  $U_y$ , а с выхода снимается на-

пряжение  $E_{d0}$ , то коэффициент усиления по напряжению будет равен

$$k_y = \frac{E_{d0}}{U_y}.$$

Передаточную функцию можно записать на основании приведенных выше рассуждений как

$$W_{ЭМУ}(p) = \frac{k_y}{(1 + T_y p)(1 + T_q p)},$$

где  $k_y$  — коэффициент усиления по напряжению, который может быть определен опытным путем или взят из паспортных данных;

$T_y = \frac{L_y}{R_y}$ ;  $T_q = \frac{L_q}{R_q}$  — постоянные времени обмоток, определяемые по справочным данным или опытным путем.

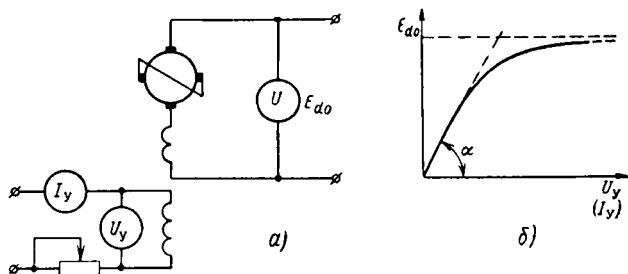


Рис. 10.82. Снятие характеристик ЭМУ:  
а — электрическая схема для снятия характеристики; б — характеристика  $E_{d0} = f(I_y)$

Для определения коэффициента усиления ЭМУ по напряжению поступают следующим образом. Экспериментально снимают характеристику холостого хода ЭМУ  $E_{d0} = f_1(I_y)$  или  $E_{d0} = f_2(U_y)$  при  $\omega = \omega_n$  и по ней находят или подсчитывают коэффициент усиления.

Так как  $k_y = \frac{E_{d0}}{U_y} = \frac{E_{d0}}{I_y R_y}$ , то, сняв одну из указанных характеристик, легко определяют коэффициент усиления. Так, например, если снята характеристика  $E_{d0} = f_2(U_y)$  (рис. 10.82, а и б), то

$$k_y = \frac{E_{d0}}{U_y} = \mu_E \frac{1}{\mu_U} \operatorname{tg} \alpha,$$

где  $\mu_E$ ;  $\mu_U$  — масштабы соответственно по осям  $E_d$  и  $U_y$ .

Если снята характеристика  $E_{d0}=f_1(I_y)$ , то, определив коэффициент  $k'_y = \frac{E_{d0}}{I_y}$ , делят его на известное сопротивление  $R_y$ , откуда

$$k_y = \frac{k'_y}{R_y}.$$

Сопротивление  $R_y$  легко может быть определено методом вольтметра и амперметра. Для УДМ-150 сопротивление обмотки управления, например, составляет около 1000 ом. При токе управления

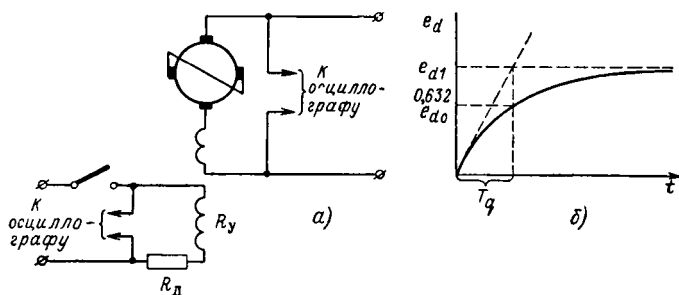


Рис. 10. 83. Электрическая схема для снятия характеристики  $P_d=f(t)$  и сама характеристика

$I_y=10$  ма (ненасыщенная магнитная цепь)  $E_{d0}=60$  в, поэтому коэффициент усиления по напряжению

$$k_y = \frac{E_{d0}}{R_y I_y} = \frac{60}{1000 \cdot 0,01} = 6, \text{ а } k'_y = 6000 \text{ в/а.}$$

Постоянную времени обмотки управления определяют по характеристике  $I_y=f(t)$ , когда на вход обмотки прикладывается мгновенно сигнал управления  $U_y$  (см. § 3. 3).

Постоянную времени цепи короткозамкнутых щеток  $T_q$  можно определить по характеристике  $I_q = \varphi(t)$ , если обмотку разомкнуть и на вход ее подать единичный импульс напряжения.

С некоторым приближением  $T_q$  можно определить также и по кривой  $e_d=\gamma(t)$ . Для этого при помощи осциллографа, включенного по схеме рис. 10. 82, а, снимают кривую  $e_d=\gamma(t)$ . Для того чтобы постоянной времени обмотки управления можно было пренебречь, на вход ЭМУ подается единичный импульс напряжения и последовательно с обмоткой управления включают добавочное сопротивление  $r_d \gg R_y$ . Тогда

$$T_y = \frac{L_y}{R_y + r_d} \cong 0$$

и  $T_q$  определяют по характеристике  $e_{d0}=\gamma(t)$  так, как показано на рис. 10. 82, б.



## § 10. 26. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ТРАНЗИСТОРОВ

Простейшая схема регулирования с помощью транзистора скорости вращения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением показана на рис. 10. 84. Принцип регулирования в этом случае сводится к тому, что при изменении тока базы изменяется сопротивление перехода эмиттер—коллектор и, следовательно, изменяется сопротивление цепи якоря двигателя.

Построим механические регулировочные характеристики, соответствующие различным токам базы. Для этого воспользуемся статическими выходными характеристиками триода (рис. 10. 85). При неподвижном двигателе значение тока якоря при различных токах базы нетрудно определить, проводя прямую из точки  $U$  на оси

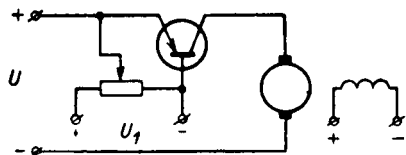


Рис. 10. 84. Схема управления двигателем с помощью полупроводникового триода

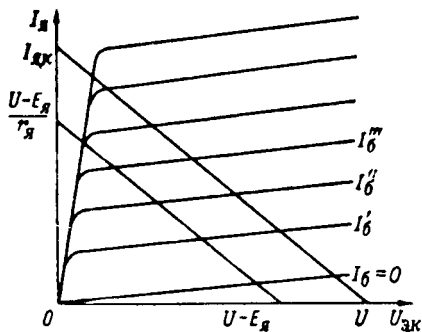


Рис. 10. 85. Характеристики полупроводникового триода

абсцисс в точку  $I_{я.к}$  на оси ординат. Точки пересечения этой прямой с характеристиками дают значения тока якоря при различных токах базы. По величине тока якоря нетрудно определить значения вращающего момента.

В обмотке вращающегося якоря возникает э. д. с.  $E$ , действующая противоположно напряжению сети  $U$ . Поэтому двигатель можно по-прежнему рассматривать как сопротивление  $r_{я}$ , но находящееся не под напряжением  $U$ , а под напряжением  $U - E$ .

Следовательно, чтобы получить значения тока якоря, соответствующие различным значениям тока базы, необходимо провести прямую из точки на оси абсцисс  $U - E$  в точку на оси ординат  $\frac{U - E}{r_{я}}$ . Очевидно, эта прямая параллельна прямой, соответствующей неподвижному двигателю. Точки пересечения прямой с характеристиками полупроводникового триода дают значения тока якоря, по которым легко вычислить значение вращающего момента.

Скорость вращения, соответствующую э. д. с.  $E$ , определяют по формуле  $E = c_e \Phi \omega$ .

Произведя вычисления для различных значений  $E$ , нетрудно получить механические характеристики, соответствующие различ-

ным значениям тока базы, изображенные на рис. 10.86. Регулировочные характеристики представляют собой ломаные кривые, состоящие из двух прямолинейных участков. Первый участок соответствует высокой жесткости, второй участок, охватывающий больший диапазон регулирования скорости, соответствует малой жесткости.

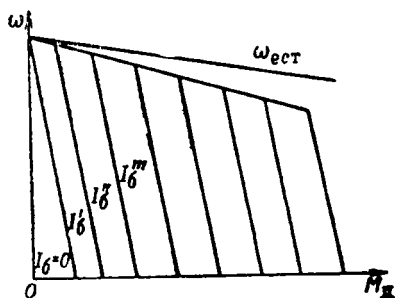


Рис. 10.86. Механические регулировочные характеристики для схемы рис. 10.83

Из рис. 10.86 видно также, что все характеристики выходят из одной точки, соответствующей скорости холостого хода. Следовательно, управление скоростью вращения двигателя возможно лишь под нагрузкой.

На рис. 10.87 изображена мостовая схема для управления реверсивным двигателем. Якорь двигателя включен здесь в диагональ моста, образованного двумя полупроводниковыми триодами и резисторами  $R$ . Питание управляющих цепей три-

одов осуществляется через потенциометр управления от независимого источника тока с напряжением  $U_1$ .

Описанная схема отличается простотой, но она имеет и недостатки. Так как в цепи управления и в силовой цепи имеются балластные резисторы  $R'$  и  $R$ , то это вызывает дополнительные потери энергии и ухудшает механические регулировочные характеристики.

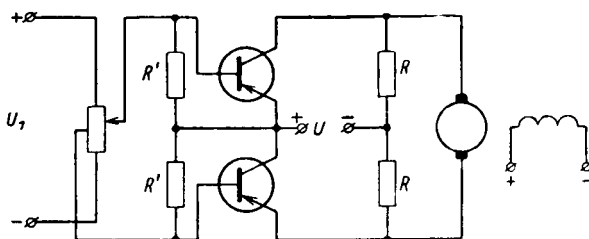


Рис. 10.87. Схема управления реверсивным двигателем с помощью полупроводниковых триодов

На рис. 10.88 приведена мостовая схема на четырех триодах, в которой нет балластных резисторов. Вращение двигателя в прямом направлении осуществляется при воздействии на цепи управления триодов  $T_1$  и  $T_4$  при запертых триодах  $T_2$  и  $T_3$ , в обратном направлении — наоборот, при открытых триодах  $T_2$  и  $T_3$  при запертых триодах  $T_1$  и  $T_4$ .

На рис. 10.89 приведены механические характеристики при регулировании по этой схеме. Схеме присущи те же недостатки, что

и схеме рис. 10.86, а именно: малая жесткость регулировочных механических характеристик, большие тепловые потери в триодах, в особенности при малых скоростях вращения.

Вследствие этих недостатков этот метод регулирования имеет ограниченное применение и может

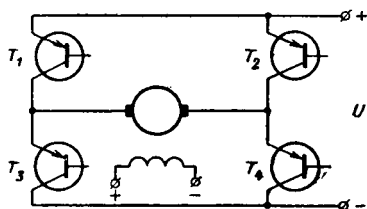


Рис. 10.88. Схема управления реверсивным двигателем с помощью триодов

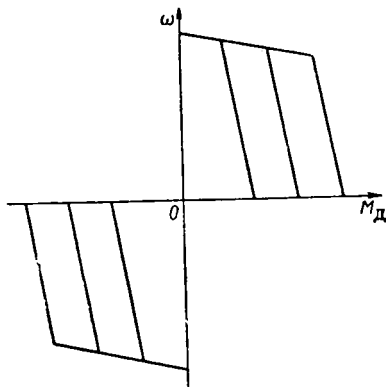


Рис. 10.89. Механические характеристики при управлении двигателем по схеме рис. 10.88

быть использован в различных следящих системах лишь при условии малой мощности двигателей.

#### § 10.27. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ТИРИСТОРОВ

Тиристоры по своим свойствам напоминают тиратроны. А именно: при подаче управляющего сигнала тиристор может быть открыт. Для запирания же тиристора напряжение между анодом и катодом необходимо хотя бы кратковременно снизить до нуля.

На рис. 10.90 изображена одна из возможных схем регулирования скорости вращения неререверсируемого двигателя независимого возбуждения с помощью кремниевых управляемых вентилей. Здесь на вход трансформатора  $Tr$  подаются прямоугольные управляющие импульсы напряжения  $U_k$ , вырабатываемые в широтно-импульсном модуляторе (ШИМ). Во вторичных обмотках, к которым подключены управляющие электроды, возникают короткие токовые импульсы  $i_1$  и  $i_2$ , сдвинутые друг относительно друга на время импульса  $t_1$  (рис. 10.91). Под воздействием импульса  $i_1$ , задаваемого передним фронтом управляющего импульса  $U_k$ , вентиль  $UB_1$  открывается и якорь двигателя оказывается присоединенным к источнику электроэнергии. При появлении импульса  $i_2$  открывается вентиль  $UB_2$  и благодаря конденсатору  $C$  происходит кратковременное изменение полярности напряжения на вентиле  $UB_1$ , вследствие чего последний запирается и якорь двигателя оказывается отключенным от источника электроэнергии. При возникновении второго импульса  $i_1$  опять открывается вентиль  $UB_1$ , а вентиль  $UB_2$

запирается, и снова якорь двигателя оказывается приключенным к источнику электроэнергии. Таким образом, на якорь двигателя подаются импульсы напряжения прямоугольной формы (рис. 10.91), причем длительность импульсов определяется шириной управляющих импульсов.

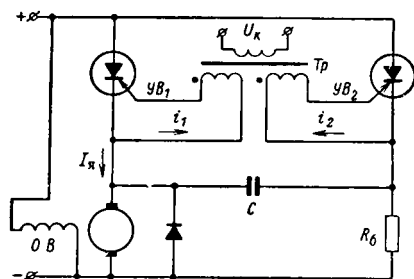


Рис. 10.90. Схема регулирования скорости вращения двигателя с помощью тиристоров

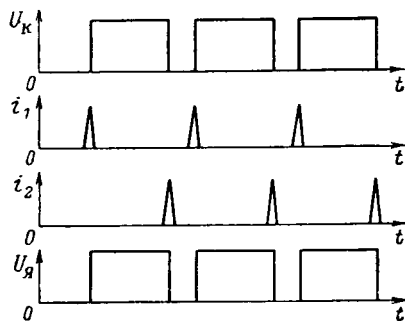


Рис. 10.91. Диаграммы токов во вторичных обмотках управляющего трансформатора

Вентиль  $B$ , включенный параллельно якору, служит для сглаживания пульсаций тока в цепи якоря, благодаря чему уменьшаются бесполезные потери на нагрев.

#### § 10.28. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ПРИ ПИТАНИИ ОТ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Системы этого типа используются в тех случаях, когда питание электропривода осуществляется от сети переменного тока.

В качестве вентиля для управляемых выпрямителей, преобразующих переменный ток в постоянный регулируемого напряжения, применяют ртутные выпрямители с управляющим электродом (игнитроны), тиратроны, а также управляемые кремниевые выпрямители — тиристоры. Характерным свойством всех этих приборов, в отличие от электронных ламп и полупроводниковых триодов, является невозможность плавного изменения анодного тока изменением потенциала на управляющем электроде или тока управляющего электрода (в случае полупроводниковых выпрямителей). Управляющим сигналом здесь можно лишь открыть вентиль, и в открытом состоянии падение напряжения на нем практически не зависит от тока нагрузки и составляет 20—25 в для ртутных выпрямителей, 12—15 в для тиратронов и 0,5—1 в для кремниевых выпрямителей. Прекращение тока в нагрузке может быть достигнуто лишь снижением анодного напряжения.

## Схемы главных цепей

Жесткость механических характеристик, возможность реверса, возможные способы торможения — в значительной мере определяются схемой главной цепи. Рассмотрим основные из этих схем.

На рис. 10.92 изображена схема главной цепи системы регулирования скорости вращения двигателя, реверс которого осуществляется соответствующим замыканием контактов в цепи якоря. Полярность напряжения, снимаемого с выпрямителя, содержащего два вентиля, при этом не меняется. Для простоты на схеме изображен вариант питания от однофазной сети, однако по такому же

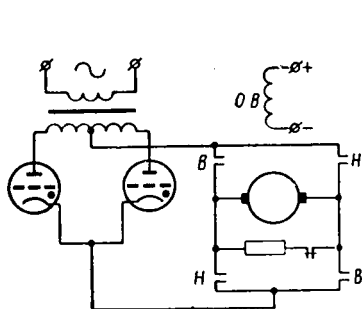


Рис. 10.92. Схема регулирования скорости двигателя с помощью управляемого выпрямителя

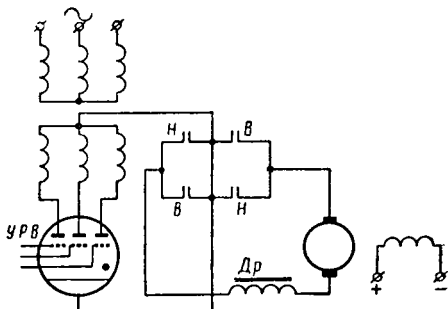


Рис. 10.93. Схема регулирования скорости двигателя с помощью управляемого выпрямителя при питании от трехфазной сети

принципу можно регулировать скорость и направление вращения двигателя и при питании от трехфазной сети (рис. 10.93). Следует заметить при этом, что в последнем случае пульсации напряжения на зажимах якоря двигателя получаются меньше, чем при однофазном питании. Торможение двигателя в этих схемах — динамическое, осуществляется замыканием цепи якоря на тормозное сопротивление.

Достоинством приведенных схем является их простота. Они применимы в тех случаях, когда не требуется частый реверс. Для часто реверсируемых электроприводов служат схемы с реверсом, осуществляемым воздействием на цепи управления выпрямителями.

На рис. 10.94 изображена схема главной цепи реверсивного привода с двумя накрест включенными выпрямителями в цепи якоря. При прямом направлении вращения работает один выпрямитель, при обратном — другой. Торможение осуществляется переводом выпрямителя в инверторный режим, т. е. в режим преобразования постоянного тока в переменный.

Отличие инверторного режима от выпрямительного заключается в следующем. В выпрямительном режиме ток в цепи вторичной

обмотки трансформатора протекает в фазе с э. д. с. трансформатора, которая превышает противо-э. д. с. двигателя, — энергия передается от трансформатора к двигателю.

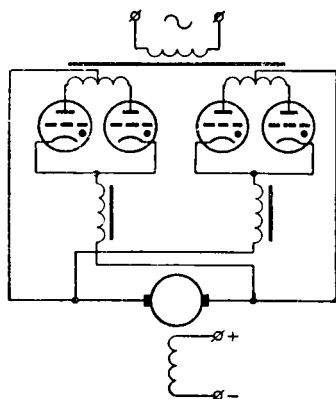


Рис. 10.94. Реверсивная схема регулирования скорости двигателя

В инверторном режиме направление потока энергии противоположно, и ток в цепи вторичной обмотки трансформатора протекает в противофазе по отношению к э. д. с. трансформатора. Э. д. с. трансформатора в этом случае меньше э. д. с. двигателя.

На рис. 10.95 приведен другой вариант схемы главной цепи реверсивного привода со встречным включением вентилей в выпрямителе. Эта схема по своим свойствам аналогична предыдущей. Для вращения в прямом направлении служат вентили 1—1, пропускающие через якорь двигателя ток в направлении, показанном стрелкой. Для вращения в обратном направлении служат вентили 2—2. Направление

тока в этом случае определяется пунктирной стрелкой. Достоинством ее является меньшее число вторичных обмоток трансформатора, хотя общий вес меди обмоток трансформатора и дросселей-

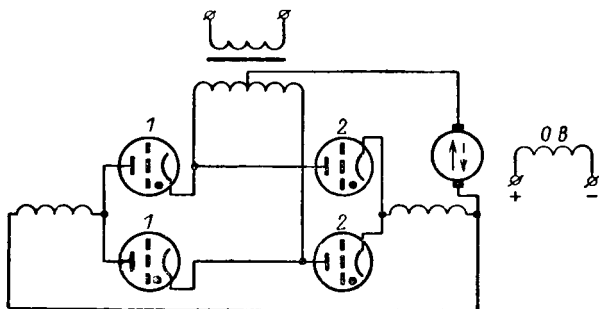


Рис. 10.95. Реверсивная схема со встречным включением вентилей

реакторов, ограничивающих уравнивающие токи, лишь немного меньше, чем в предыдущей схеме.

### Механические регулировочные характеристики

Напряжение на зажимах якоря электродвигателя в установившемся режиме определяется разницей значений э. д. с. выпрямителя и падения напряжения в цепи, состоящей из вторичной об-

мотки анодного трансформатора, выпрямителей и катодного дроселя-реактора.

Среднее значение э. д. с. выпрямителя равно среднему значению э. д. с. за время протекания тока через один анод. На рис. 10.96 приведена диаграмма э. д. с.  $m$ -фазного управляемого выпрямителя, на которой  $\alpha$  обозначен управляемый угол запаздывания зажигания. Среднее значение выпрямленной э. д. с. выражается

$$E_{cp} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} \sqrt{2} E_2 \cos \vartheta d\vartheta = \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = E_{в0} \cos \alpha. \quad (10.108)$$

Здесь  $E_2$  — эффективное значение э. д. с. вторичной обмотки анодного трансформатора;

$m$  — число фаз вторичной обмотки трансформатора;

$\alpha$  — регулируемый угол запаздывания зажигания;

$E_{в0}$  — среднее значение выпрямленной э. д. с. при  $\alpha = 0$ .

Напряжение на зажимах якоря электродвигателя равно

$$U = E_{cp} - I_{я} \left( \frac{x_{\tau} m}{2\pi} + r_{\tau} + r_{я} + r_p \right) - \Delta U_{в}, \quad (10.109)$$

где  $r_{\tau}$ ,  $r_p$  и  $r_{я}$  — активные сопротивления соответственно вторичной обмотки трансформатора, катодного дроселя-реактора и якоря двигателя;

$\frac{x_{\tau} m}{2\pi}$  — член, учитывающий э. д. с. самоиндукции, возникающей при коммутации;

$x_{\tau}$  — полное индуктивное сопротивление трансформатора, приведенное к его вторичной обмотке;

$\Delta U_{в}$  — падение напряжения в дуге выпрямителя.

Скорость вращения электродвигателя равна

$$\omega = \frac{U - I_{я} r_{я}}{c_e \Phi}.$$

Или, подставляя вместо  $U$  выражение (10.109), получаем

$$\omega = \frac{E_{в0} \cos \alpha - I_{я} \left( \frac{x_{\tau} m}{2\pi} + r_{\tau} + r_{я} + r_p \right) - \Delta U_{в}}{c_e \Phi}. \quad (10.110)$$

При сравнении этого уравнения с уравнением (10.39) видно, что механические регулировочные характеристики рассматриваемого привода подобны характеристикам системы генератор—двигатель. Уравнение (10.110) достаточно точно описывает характеристики лишь при условии, что ток в цепи якоря двигателя непре-

рывен. При больших углах запаздывания зажигания  $\alpha$  и малых нагрузочных моментах, соответствующих прерывистым токам, привод приближается по своим регулировочным свойствам к приводу с импульсным регулированием и механические регулировочные характеристики такого привода имеют вид, изображенный на рис. 10.97. Прерывистое протекание выпрямленного тока через якорь вызывает снижение жесткости механических характеристик. Появление высших гармонических, обусловленных импульсным характером тока, вызывает также дополнительный нагрев обмотки якоря. Особенно сильно эти явле-

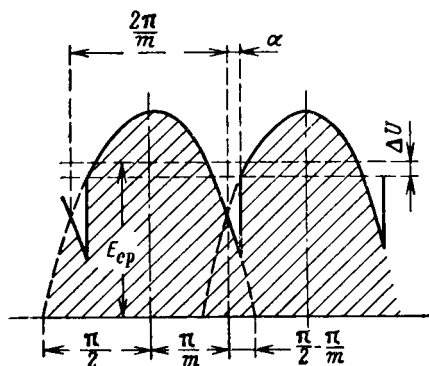


Рис. 10.96. Диаграмма выпрямленной э. д. с. управляемого выпрямителя

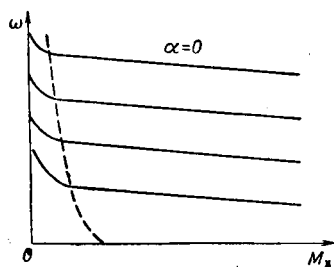


Рис. 10.97. Регулировочные характеристики двигателя, управляемого многофазным выпрямителем

ния сказываются в приводах с вентилями, включенными по однофазной схеме. В многофазных схемах они сказываются значительно слабее.

При регулировании скорости вращения двигателя с помощью управляемых выпрямителей возможно рекуперативное торможение при переводе выпрямителя в инверторный режим.

Так как изменение направления тока в выпрямителе невозможно, то для перевода в инверторный режим нереверсивного привода с одной группой вентилей (рис. 10.92) необходимо не только воздействовать на цепи управления, но и соответственно переключить якорь двигателя. В реверсивном приводе с двумя группами вентилей перевод в инверторный режим достигается лишь воздействием на цепи управления выпрямителей.

На рис. 10.98 приведены диаграммы напряжений и э. д. с., соответствующие инверторному режиму работы. Здесь  $E_d$  — э. д. с. якоря двигателя,  $e_2$  — э. д. с. вторичной обмотки анодного трансформатора,  $E$  — среднее значение э. д. с. трансформатора.

Разность  $E_d - E$  составляет падение напряжения на сопротивлениях, в дуге вентиля  $\Delta U$  и на коммутационных контактах.

Среднее значение э. д. с. трансформатора зависит от угла запаздывания зажигания, который в инверторном режиме больше



90°. Вместо  $\alpha$  в расчетах обычно пользуются углом опережения зажигания, равным  $\beta = \pi - \alpha$ .

Инверторный режим возможен только при наличии принудительной коммутации. Из диаграммы рис. 10.98 нетрудно сделать вывод, что если бы не было принудительной коммутации, то в приводе возникло бы короткое замыкание. Переход дуги на следующий анод должен происходить до момента, когда фазовые напряжения работающего и вступающего в действие анодов станут равными. В инверторном режиме угол опережения зажигания  $\beta$  должен быть больше суммы углов перекрытия анодных токов  $\gamma$  и угла деионизации  $\psi$ .

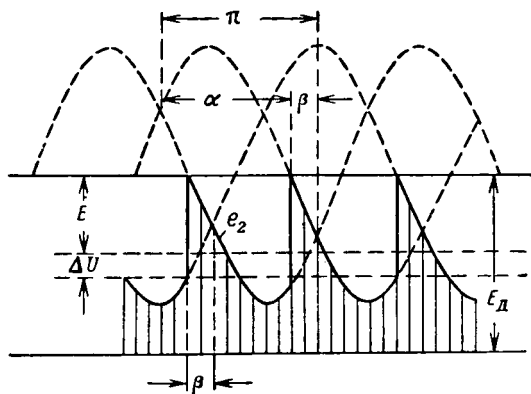


Рис. 10.98. Диаграмма э. д. с. для инверторного режима выпрямителя

зации  $\psi$ , при котором восстанавливается запирающее действие управляющих электродов,

$$\beta \geq \gamma + \psi.$$

В инверторном режиме э. д. с. якоря двигателя равна

$$E_d = \sqrt{2} E_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \beta + I_a \left( \frac{x_T m}{2\pi} + r_T + r_p + r_a \right) + \Delta U, \quad (10.111)$$

где первое слагаемое выражает собой среднее значение э. д. с. трансформатора, второе — падения напряжения в активных сопротивлениях и коммутационные, а третье слагаемое представляет собой падение напряжения в вентиле.

Используя выражение (10.111), нетрудно получить уравнение скоростной характеристики двигателя в режиме рекуперативного торможения:

$$\omega = \frac{E_{B0} \cos \beta + I_a \left( \frac{x_T m}{2\pi} + r_T + r_a + r_p \right) + \Delta U_B}{c_e \Phi}. \quad (10.112)$$

На рис. 10.99 приведены скоростные характеристики, соответствующие схеме электропривода с двумя комплектами выпрямителей при  $\alpha = \beta$ . Прямолинейные участки характеристик отстоят здесь друг от друга на величину, соответствующую удвоенной величине падения напряжения в выпрямителе  $2\Delta U_B$ .

### Схемы сеточного управления

В рассматриваемых электроприводах управление достигается изменением момента подачи отпирающих электрических сигналов (напряжений или токов) на управляющие электроды выпрямителей. Возможны различные методы управления выпрямителями таким способом, из которых наибольшее распространение получил фазоимпульсный метод.

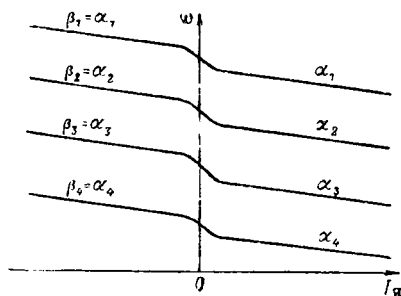


Рис. 10.99. Скоростные характеристики электропривода с двумя комплектами выпрямителей

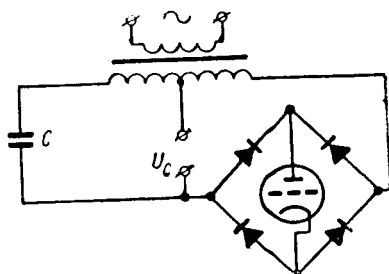


Рис. 10.100. Схема мостового фазорегулятора.

Фазоимпульсный метод основан на том, что в качестве управляющих сигналов используется регулируемое по фазе синусоидальное напряжение, преобразуемое в импульсы необходимой формы. Регулирование синусоидального напряжения по фазе осуществляется фазорегулирующими устройствами.

В качестве примера на рис. 10.100 приведена схема статического фазорегулятора, действие которого основано на использовании моста переменного тока. Два плеча моста образованы двумя половинами вторичной обмотки питающего трансформатора, два других плеча — активным и емкостным сопротивлениями. В качестве активного сопротивления здесь использована электронная лампа, включенная через двухполупериодный выпрямитель, благодаря чему достигнута возможность прохождения тока через плечо моста в течение обоих полупериодов. При изменении напряжения на сетке лампы меняется величина активного сопротивления плеча моста. При этом происходит изменение фазы напряжения в диагонали моста, что иллюстрируется векторной диаграммой рис. 10.101.

С трансформатора, включенного в диагональ моста, напряжение  $U_c$  подается на управляющие элементы вентиляй, чем и регулируется момент их открывания.

Аналогичная схема, но для трехфазной системы, изображена на рис. 10.102.

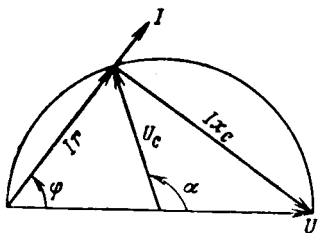


Рис. 10.101. Векторная диаграмма мостового фазорегулятора

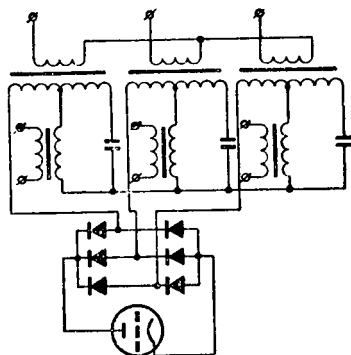


Рис. 10.102. Трехфазная мостовая схема

Чтобы моменты отпирания вентиляй выдерживались, как можно, точнее, управляющие сигналы должны иметь по возможности характер прямоугольных импульсов. Чтобы добиться такой формы управляющих импульсов, вторичная обмотка трансформатора, передающего сигналы в цепи управления, размещается на стержне меньшего сечения, чем сечения остальной части магнитопровода. Вследствие этого магнитный поток  $\Phi_2$ , пронизывающий вторичную обмотку, имеет из-за насыщения трапецевидный характер (рис. 10.103). Благодаря такой конструкции трансформатора, позволяющей получить магнитный поток трапецевидной формы, э. д. с.  $e_2$  в этой обмотке индуцируется в основном в моменты резкого изменения магнитного потока, т. е. на склонах трапецевидной кривой (переднем и заднем). Импульсы, соответствующие переднему и заднему склону, имеют противоположную полярность, поэтому отрицательные импульсы обычно срезаются с помощью полупроводникового вентиля.

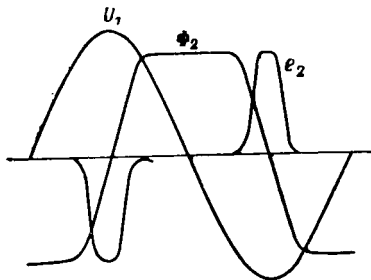


Рис. 10.103. Диаграмма управляющей э. д. с.

#### § 10.29. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ И К. П. Д. ПРИВОДА С УПРАВЛЯЕМЫМИ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

Диаграмма тока, потребляемого управляемым выпрямителем, через который питается регулируемый двигатель, изображена на рис. 10.104. Наряду с основной гармоникой диаграмма содержит

ряд высших гармонических тока. Диаграмма напряжения, приложенного к выпрямителям, состоит лишь из основной гармоники. Высшие гармоники тока не могут поэтому совершать полезной работы, и они бесполезно загружают сеть реактивной мощностью. Для того чтобы учесть это явление, в качестве коэффициента мощности регулируемого привода принимают отношение

$$k = \frac{m U_1 I' \cos \varphi'}{m U_1 I_1},$$

где  $U_1$  — напряжение питающей сети;

$I_1$  — эффективное значение потребляемого тока;

$I'$  — эффективное значение первой гармоники тока;

$\varphi'$  — угол сдвига между первыми гармониками тока и напряжения;

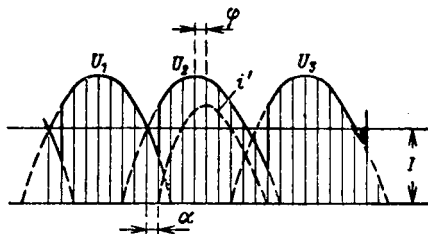
$m$  — число фаз.

После упрощения получается выражение

$$k = \frac{I'}{I_1} \cos \varphi' = \xi \cos \varphi'. \quad (10.113)$$

Отношение  $\xi = \frac{I'}{I_1}$  называют коэффициентом искажения кривой тока.

Диаграммы напряжения и выпрямленного тока, изображенные на рис. 10.104, соответствуют большой индуктивности цепи постоянного тока. Нетрудно заметить, что угол сдвига фазы первой гармоники тока  $i'$  относительно напряжения равен углу запаздывания зажигания  $\alpha = \varphi$ . Следовательно,  $k = \xi \cos \alpha$ . С другой стороны, как следует из формулы (10.108),



$$\cos \alpha = \frac{E_{в. ср}}{E_{в0}}$$

или

Рис. 10.104. Диаграммы напряжений и выпрямленного тока

$$\cos \alpha = \frac{\omega_0'}{\omega_0}, \quad (10.114)$$

где  $\omega_0'$  — скорость идеального холостого хода при данном угле запаздывания,

$\omega_0$  — скорость идеального холостого хода при  $\alpha = 0$ .

Учитывая отношение (10.114), можно получить

$$k = \xi \frac{\omega_0'}{\omega_0}. \quad (10.115)$$

Следовательно, при регулировании скорости вращения в широком диапазоне, когда достигается значительное снижение скорости вращения, коэффициент мощности мал.

## § 10. 30. ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ ПРИВОДА С УПРАВЛЯЕМЫМИ ВЫПРЯМИТЕЛЯМИ

Основными достоинствами метода регулирования скорости вращения двигателей с помощью управляемых выпрямителей являются:

- 1) высокий к. п. д. регулируемого привода;
- 2) малая инерционность управляемых выпрямителей и системы сеточного управления;
- 3) малая мощность управления выпрямителями, что облегчает автоматизацию управления;
- 4) небольшие габариты и вес управляющего устройства, в особенности при использовании кремниевых управляемых выпрямителей;
- 5) отсутствие вращающихся частей в системе управления.

Наряду с этим рассматриваемому приводу присущи следующие недостатки:

- 1) сложность реверсирования;
- 2) неизбежность пульсаций тока в цепи якоря двигателя, приводящая в конечном итоге к необходимости увеличения габаритных размеров двигателя;
- 3) низкий коэффициент полезного действия при малых скоростях вращения.

При регулировании скорости вращения двигателя управляемыми выпрямителями к. п. д. привода определяется произведением к. п. д. трансформатора, выпрямителей и двигателя, т. е.

$$\eta = \eta_{\text{тр}} \eta_{\text{в}} \eta_{\text{д}}.$$

Потери энергии в выпрямителе определяются в основном величиной падения напряжения между анодом и катодом. Это падение — величина более или менее постоянная. Поэтому к. п. д. выпрямителя зависит от величины выпрямленного напряжения, и при уменьшении последнего он также уменьшается. Так как к. п. д. трансформатора и двигателя уменьшаются при понижении напряжения, то в целом общий к. п. д. привода также уменьшается при уменьшении напряжения. На рис. 10.105 приведены зависимости к. п. д. от напряжения для электроприводов системы генератор—двигатель и системы с управляемыми ртутными выпрямителями.

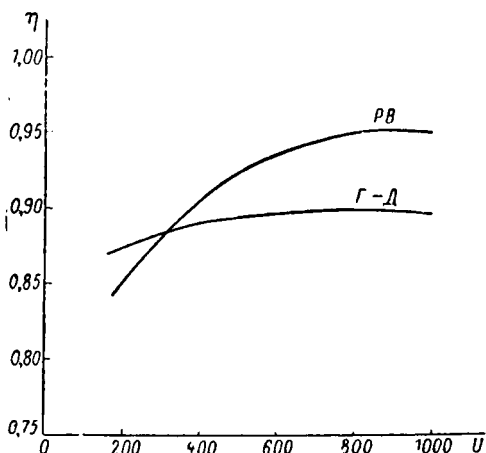


Рис. 10.105. Зависимости к. п. д. от номинального напряжения

Как видно, при напряженных выше 300 в система с ртутными выпрямителями имеет более высокий к. п. д.

В случае использования кремниевых управляемых выпрямителей, имеющих малое падение напряжения, диапазон изменения питающего напряжения, при котором они сохраняют свои преимущества перед системой генератор—двигатель, получается значительно меньшим.

### § 10.31. ДРОССЕЛЬНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В последнее время в электроприводах нашел широкое применение для регулирования скорости вращения двигателей постоянного тока (рис. 10.106, а и б) дроссельный метод управления. Двигатель постоянного тока независимого возбуждения включается в этом случае в сеть переменного тока через дроссель (феррореактор)  $D_p$  с подмагничиванием и выпрямительный мост  $B$ .

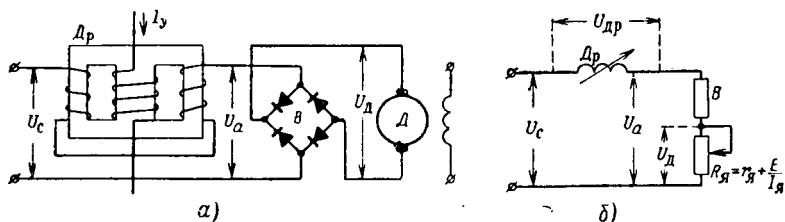


Рис. 10.106. Схема управления двигателем при дроссельном регулировании скорости вращения:

а—электрическая схема; б—эквивалентная схема

Принцип действия такой схемы заключается в том, что при изменении тока подмагничивания дросселя (феррореактора) меняется его индуктивное сопротивление и, как следствие, изменяется среднее выпрямленное напряжение на двигателе и скорость его вращения.

В целях удобства дальнейшего теоретического рассуждения активным сопротивлением дросселя и выпрямительного моста пренебрежем и будем считать, что цепь питания двигателя состоит из индуктивного сопротивления дросселя  $x_{др}$  и активного сопротивления якоря  $R_я$  (или  $R_я + r_в$ ). Рассмотреть совместную работу двигателя и дросселя с подмагничиванием можно, воспользовавшись соответствующими характеристиками.

Как известно, дроссель с подмагничиванием имеет характеристику  $U_{др} = f(I_{\sim})$  при  $I_y = \text{const}$  (рис. 10.107). Поскольку данный дроссель работает совместно с выпрямителем  $B$  и двигателем, то ток якоря двигателя будет отличаться от тока дросселя некоторым

постоянным коэффициентом, зависящим от схемы выпрямления. Зная этот коэффициент  $k_i = \frac{I_{\text{я}}}{I_{\sim}}$ , можно построить в соответствующем масштабе характеристики  $U_{\text{др}} = f(I_{\text{я}})$  дросселя (рис. 10.107).

С другой стороны, при принятых нами допущениях согласно эквивалентной схеме можно написать

$$U_{\text{др}}^2 + U_a^2 = U_c^2,$$

откуда

$$U_a = \sqrt{U_c^2 - U_{\text{др}}^2},$$

где  $U_c$  — фазовое напряжение.

Но так как напряжение на двигателе

$$U_{\text{д}} = k_U U_a,$$

то

$$U_{\text{д}} = k_U \sqrt{U_c^2 - U_{\text{др}}^2},$$

где  $k_U = \frac{U_{\text{д}}}{U_a}$  — коэффициент, зависящий от схемы выпрямления.

Так как напряжение на двигателе  $U_{\text{д}} = I_{\text{я}} r_{\text{я}} + E$ , то приравнявая два последних выражения, получим

$$I_{\text{я}} r_{\text{я}} + E = k_U \sqrt{U_c^2 - U_{\text{др}}^2}.$$

Откуда после преобразования можно записать

$$\left( \frac{U_{\text{др}}}{U_c} \right)^2 + \left( \frac{I_{\text{я}} r_{\text{я}} + E}{k_U U_c} \right)^2 = 1.$$

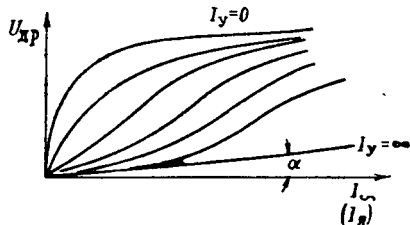


Рис. 10.107. Характеристика дросселя  $U_{\text{др}} = f(I_{\sim})$  при  $I_{\text{я}} = \text{var}$

Последнее соотношение является уравнением эллипса, устанавливающим связь между параметрами двигателя и дросселя. Преобразуем несколько это уравнение

$$\left( \frac{U_{\text{др}}}{U_c} \right)^2 + \left( \frac{I_{\text{я}} + \frac{E}{r_{\text{я}}}}{k_U \frac{U_c}{r_{\text{я}}}} \right)^2 = 1$$

и произведем его анализ.

Произведение  $k_U U_c$  является максимальным напряжением, приложенным к якору двигателя при условии, что  $x_{\text{др}} = 0$ , поэтому  $\frac{k_U U_c}{r_{\text{я}}} = I_{\text{к}}$  — максимально возможное значение тока якоря при

условии, что якорь неподвижен (более точно, когда сопротивление цепи составляет  $r_{я} + r_{вып}$ ).

Этот вывод следует из уравнения эллипса: при  $U_{др}=0$  и при  $\omega=0$  и  $E=0$

$$I_{я} = I_{к} = \frac{k_U U_c}{r_{я}}.$$

Таким образом, уравнение эллипса можно записать так

$$\left(\frac{U_{др}}{U_c}\right)^2 + \left(\frac{I_{я} + \frac{E}{r_{я}}}{I_{к}}\right)^2 = 1.$$

Полуоси эллипса соответственно равны  $U_c$  и  $I_{к}$  и не зависят от скорости вращения двигателя. Этот эллипс может быть постро-

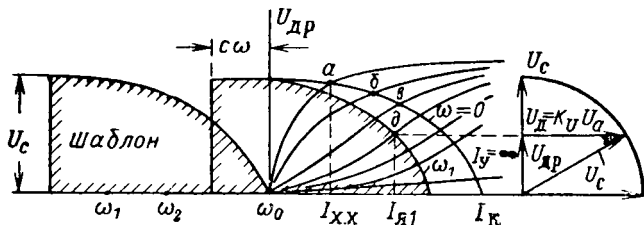


Рис. 10.108. Определение характеристик  $U_{др} = f_1(I_{я})$  при  $I_{я} = \text{var}$  методом наложения шаблона

ен в виде шаблона по известным  $U_c$ ,  $r_{я}$  и  $k_U$ . Для удобства дальнейших построений шаблон желательно строить в таком же масштабе, как и масштаб, принятый при построении характеристики дросселя с подмагничиванием (см. рис. 10.107). Такое построение дает возможность использовать ранее изображенные характеристики. В числителе второго члена уравнения эллипса имеется сумма  $I_{я} + \frac{E}{r_{я}}$ , говорящая о том, что в общем случае эллипс несимметричен относительно оси координат. Эта несимметрия зависит от скорости вращения двигателя.

Эллипс симметричен относительно оси ординат в том случае, если скорость двигателя равна нулю. На рис. 10.108 такой эллипс в первом квадранте занимает самое крайнее правое положение ( $\omega=0$ ). При других значениях скорости вращения ( $\omega=\text{const}$ ) эллипс остается неизменным по форме (с прежними полуосями), но сдвинут влево от первоначального положения. В этом случае он становится несимметричным относительно оси ординат. При скорости, равной скорости идеального холостого хода  $\omega_0 = \frac{k_U U_c}{k_e}$ , эллипс полностью перемещается во второй квадрант.



Смещение эллипса во второй квадрант, как видим, зависит от скорости вращения. Величину этого смещения легко определить, приняв  $U_{др}=0$ , тогда

$$\frac{E}{r_{я}} + I_{я} = I_{к},$$

откуда разность

$$I_{к} - I_{я} = \frac{E}{r_{я}} = c\omega$$

является смещением эллипса влево от оси ординат.

Для практических целей, чтобы получить характеристики привода, желательно на ось абсцисс (ось тока) нанести еще масштаб скорости. Скорость идеального холостого хода будет находиться в этом случае против точки  $I_{к}$ , а нулевая скорость против точки  $I_{я}=0$  (см. рис. 10.108).

Изготовив эллипс-шаблон для данного конкретного двигателя, можно, пользуясь семейством характеристик имеющегося дросселя, определить интересующие нас значения некоторых величин. Так, например, можно определить, чему будет соответствовать ток управления дросселя при заданном моменте на валу и заданной скорости вращения двигателя. Для этого против оси ординат семейства кривых  $U_{др}=f(I_{я})$  при  $I_{у}=\text{var}$  устанавливаем шаблон с отметкой заданной скорости. Зная значение тока якоря ( $I_{я1} = \frac{M_{л1}}{k_e}$ ), находим ток управления (см. рис. 10.108, точка  $d$  для  $\omega_1$  и  $I_{я1}$ ).

Аналогично по заданным значениям  $I_{я}$  и  $I_{у.лб}$  определяем максимальную скорость вращения двигателя, а затем и пределы регулирования.

При изменении тока подмагничивания напряжение на дросселе меняется в широких пределах. Не трудно найти зависимость  $U_{др} = f(\omega)$ .

Из уравнения эллипса следует, что

$$U_{др} = \sqrt{U_c^2 - \frac{E^2}{k_U^2}} = \sqrt{U_c^2 - \left(\frac{k_e \omega}{k_U}\right)^2}.$$

Если принять, что потери в стали дросселя

$$\Delta p_c = c_1 U_{др}^2,$$

то

$$\Delta p_c = c_1 \left[ U_c^2 - \left( \frac{k_e \omega}{k_U} \right)^2 \right].$$

Таким образом, потери в стали с увеличением скорости двигателя и неизменном моменте на его валу уменьшаются, а потери в меди и кажущаяся мощность остаются неизменными.

Недостатком схемы, изображенной на рис. 10.106, а, является то, что при номинальном напряжении сети переменного тока напря-

жение на двигателе будет значительно отличаться от номинального, поэтому применение трехфазных дросселей (рис. 10.109) может оказаться более целесообразным.

Как известно, среднее выпрямленное напряжение без учета падения напряжения в выпрямителе

$$U_a = \sqrt{2} U_n \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = 1,35 U_n = 2,34 U_c,$$

где  $m$  — число фаз переменного тока.

Т. е. выпрямленное напряжение в данной системе в 1,35 раза больше, чем линейное ( $U_n$ ). Практически такое напряжение на двигателе получить нельзя, потому что

падение напряжения на дросселе и выпрямителях не может быть равным нулю. При этом выбор напряжения сети и номинального напряжения двигателя определяется многими факторами (габаритами дросселя, его весом, постоянной времени и т. д.).

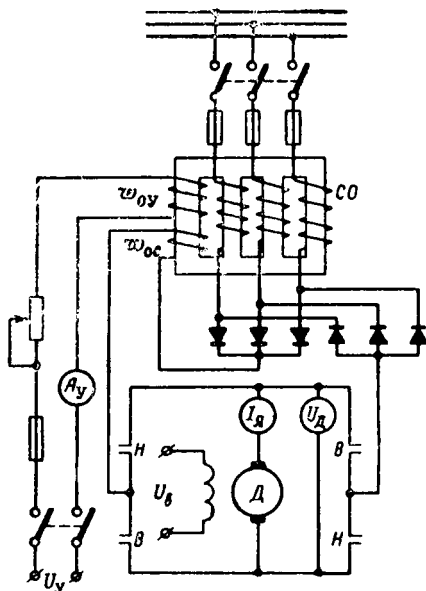


Рис. 10.109. Принципиальная электрическая схема трехфазного дроссельного управления двигателем постоянного тока с внешней обратной связью

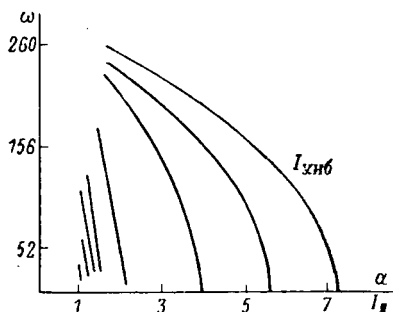


Рис. 10.110. Механические характеристики привода без обратных связей

Следует отметить, что можно применять двигатель постоянного тока и дроссель без специального трансформатора. При этом двигатель будет хорошо использоваться по мощности, а в целом схема окажется простой и надежной.

На рис. 10.110 приведены механические характеристики двигателя, включенного по схеме рис. 10.108. Механические характеристики эти сняты при отсутствии обратных связей по току и по скорости вращения (механические характеристики очень мягкие). Чтобы сделать их более жесткими, нужно ввести обратную связь

и по току и по скорости вращения. Такие характеристики приведены на рис. 10.111.

Исследования показывают, что при малых нагрузках на двигателе появляются пульсирующие токи, вызывающие неустойчивую работу привода и повышенные потери в двигателе. Эти недостатки должны быть устранены соответствующим выбором схемы и параметров всей системы. На рис. 10.112, а и б приведены схемы, показано включение дросселей с внутренней обратной связью. Преимущество таких схем регулирования заключается в том, что габариты дросселей оказываются здесь меньше, чем при схеме включения рис. 10.109, но число вентиля в схеме (рис. 10.112, а) увеличивается вдвое. Дроссель с внешней обратной связью имеет еще и то преимущество, что в реверсивных схемах по обмотке возбуждения в режиме противовключения ток якоря замыкается через выпрямительный мост и не проходит через рабочие обмотки дросселя. В этом отношении выпрямительный мост в схеме (рис. 10.112, б) этим свойством не обладает и приходится устанавливать дополнительный ventиль *В*, который также способствует уменьшению влияния пульсаций тока в якоре при малых нагрузках.

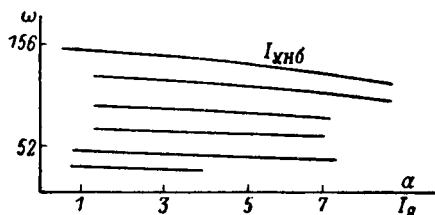


Рис. 10.111. Механические характеристики привода с обратными связями по току и скорости вращения

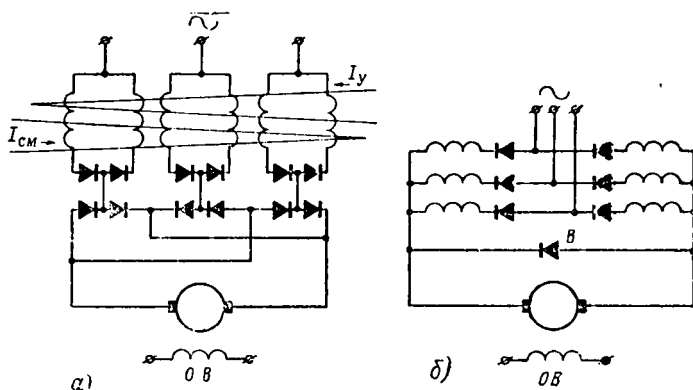


Рис. 10.112. Принципиальные трехфазные схемы дросселя с внутренней обратной связью включенного в цепь двигателя

На рис. 10.113 приведена схема регулирования скорости вращения двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением, которая позволяет осуществлять реверс и торможение противотоком.

По своим свойствам дроссельная система во многом сходна с системой регулирования с помощью управляемых выпрямителей, но существенно уступает последней в инерционности. Преимущества дроссельной системы регулирования:

- 1) широкий предел регулирования скорости вращения двигателя ( $\approx 1:200$ );
- 2) малая мощность управления;
- 3) отсутствие вращающихся машин (кроме основного двигателя);
- 4) простота и надежность системы;
- 5) высокий к. п. д. системы.

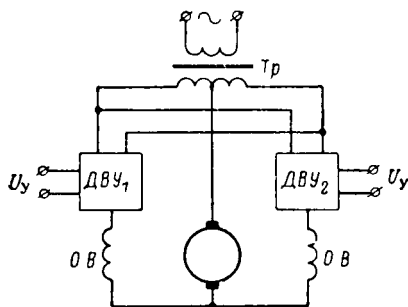


Рис. 10.113. Принципиальная схема дроссельного управления реверсивного двигателя с последовательным возбуждением

$$\eta = \eta_d \eta_v \eta_{др},$$

где  $\eta_d$  — к. п. д. двигателя;

$\eta_v$  — к. п. д. выпрямителя;

$\eta_{др}$  — к. п. д. дросселя при максимальном токе управления (не менее 0,95—0,97).

Применение кремниевых полупроводников в схеме наиболее желательно и перспективно. Как известно, германиевые и кремниевые диоды обладают высокими энергетическими показателями и небольшим весом.

При применении кремниевых диодов к. п. д. очень высок

$$\eta = 0,95 \cdot 0,98 \eta_d = 0,93 \eta_d.$$

В случае низких напряжений преимущество дает даже использование селеновых выпрямителей. Энергетические показатели дроссельной системы будут лучше, чем показатели у многих других систем регулирования. При высоких напряжениях можно применить ртутные выпрямители.

К недостаткам схемы следует отнести:

- 1) инерционность системы вследствие большой постоянной времени дросселя;
- 2) уменьшение коэффициента мощности системы с уменьшением скорости вращения двигателя;
- 3) невозможность возврата энергии в сеть при торможении. Торможение может быть осуществлено только противовключением;
- 4) усложнение реверса. В этом случае реверс требует двойного комплекта дроссельно-выпрямительных установок в якорной цепи, либо приходится осуществлять реверс переключением контактов в главной цепи или за счет изменения направления магнитного потока двигателя.

## Глава 11

# РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

### § 11.1. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВУХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ ИЗМЕНЕНИЕМ АСИММЕТРИИ НАПРЯЖЕНИЙ НА ЗАЖИМАХ СТАТОРА

В различных системах автоматического управления широкое применение нашли маломощные асинхронные двухфазные двигатели с повышенным активным сопротивлением обмотки ротора.

В таких двигателях используется ротор с обмоткой или в виде «беличьей клетки», или полый ротор. Управление такими двига-

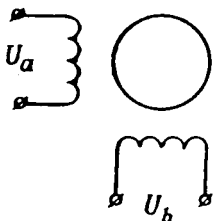


Рис. 11.1. Схема двухфазного двигателя

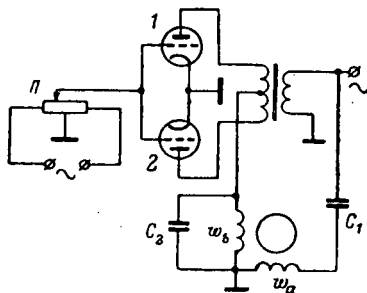


Рис. 11.2. Схема управления двухфазным двигателем с помощью электронного усилителя

телями чаще всего осуществляется изменением напряжения  $U_b$  на обмотке управления (рис. 11.1) при неизменном напряжении  $U_a$  на обмотке возбуждения. Векторы напряжений  $\bar{U}_a$  и  $\bar{U}_b$  имеют сдвиг по фазе на  $90^\circ$ .

Обмотка управления питается через электронный, магнитный усилитель или через усилитель на полупроводниковых триодах. Существует большое число схем таких усилителей.

На рис. 11.2 приведена схема управления двигателем с помощью электронного усилителя. Как видно из схемы, обмотка возбуждения двигателя подключена через конденсатор  $C_1$  к сети, а

обмотка управления — к усилителю. Параллельно обмотке управления подключен конденсатор  $C_2$ , емкость которого точно такая же, как и емкость конденсатора в цепи обмотки возбуждения. Усилитель состоит из двух электронных ламп и трансформатора. На сетки ламп усилителя подается потенциал с движка потенциометра  $\Pi$ , подсоединенного через трансформатор к сети. Перемещая движок потенциометра, можно производить пуск, реверсирование и регулирование скорости вращения двигателя. Вместо потенциометра может быть использован и какой-либо другой датчик управляющего сигнала.

Если движок потенциометра находится в среднем положении, то в анодной цепи ламп происходит двухполупериодное выпрямление переменного тока. Высшие гармоники тока замыкаются в основном через емкость конденсатора  $C_2$ , поэтому через обмотку управления двигателя проходит только постоянная слагающая тока. Другая обмотка — обмотка возбуждения, находится под воздействием основной частоты первой гармоники тока сети.

В результате однофазного питания и наличия постоянной слагающей тока в обмотке управления возникает тормозной момент и ротор двигателя останавливается, если перед этим он вращался.

Если движок потенциометра смещен относительно нейтрального положения, то между сетками и катодами ламп усилителя появляется переменное напряжение, которое на сетке одной из ламп совпадает по фазе с анодным напряжением лампы (например, лампы 1), а на сетке другой лампы находится в противофазе с анодным напряжением лампы (например, лампы 2). В результате в обмотке управления  $\omega_b$  появляется первая гармоника тока. Емкости конденсаторов подбирают так, чтобы в цепи обмотки управления возникал при этом резонанс токов, а в цепи обмотки возбуждения — резонанс напряжений. При этом по обмоткам двигателя протекают токи, сдвинутые по фазе на  $90^\circ$ , и ротор двигателя вращается со скоростью тем большей, чем больше величина сигнала, снимаемого с потенциометра управления.

На рис. 11.3 изображена схема управления двухфазным двигателем с помощью полупроводниковых триодов. Здесь используются обе полуволны напряжения, подаваемого на трансформатор, от которого питается цепь обмотки управления двигателя. Причем вследствие двухполупериодного выпрямления достигается значительное уменьшение потерь в триодах по сравнению с тем случаем, когда триоды питаются постоянным напряжением.

Регулировочная характеристика двигателя в рассматриваемых схемах определяется коэффициентом сигнала

$$\alpha = \frac{U_b}{U_a},$$

где  $U_b$  и  $U_a$  — напряжения на обмотках управления и возбуждения.

Зависимость скорости вращения холостого хода от коэффициента сигнала выражается формулой

$$\omega'_0 = \omega_0 \frac{2\alpha}{1 + \alpha^2}, \quad (11.1)$$

где  $\omega_0$  — скорость холостого хода при симметричном режиме, когда  $\alpha=1$ , т. е.

$$\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}.$$

Здесь  $p$  — число пар полюсов,  
 $f$  — частота переменного тока.

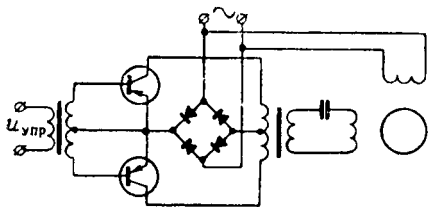


Рис. 11.3. Схема управления двухфазным двигателем с помощью полупроводникового усилителя

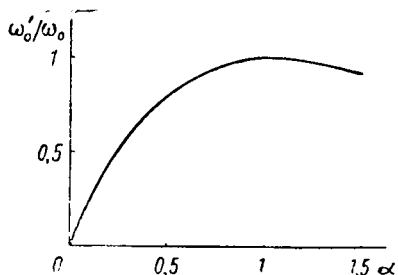


Рис. 11.4. Зависимость скорости вращения от коэффициента сигнала

Зависимость  $\omega'_0 / \omega_0$  от  $\alpha$  изображена на рис. 11.4.

Механическая характеристика при данном коэффициенте сигнала описывается уравнением

$$\omega = \omega'_0 \left( 1 - \frac{M_{\text{д}}}{\alpha M_{\text{к}}} \right). \quad (11.2)$$

Здесь  $M_{\text{к}}$  — вращающий момент короткого замыкания при симметричном режиме;

$M_{\text{д}}$  — развиваемый двигателем вращающий момент.

Подставляя в это уравнение  $\omega'_0$ , можно получить уравнение механической регулировочной характеристики

$$\omega = \omega_0 \frac{2\alpha}{1 + \alpha^2} \left( 1 - \frac{M_{\text{д}}}{\alpha M_{\text{к}}} \right). \quad (11.3)$$

Регулировочные характеристики изображены на рис. 11.5. Найдем выражение для параметров передаточной функции. Вращающий момент двигателя из уравнения (11.3) равен

$$M_{\text{д}} = \alpha M_{\text{к}} - \frac{\omega}{2\omega_0} (1 + \alpha^2) M_{\text{к}}.$$

Отсюда следует, что жесткость механической характеристики

$$\beta = -\left(\frac{\partial M_d}{\partial \omega}\right) = \frac{M_k(1 + \alpha^2)}{2\omega_0} \quad (11.4)$$

и коэффициент чувствительности двигателя

$$K = \left(\frac{\partial M_d}{\partial \alpha}\right)_0 = M_k \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0} \alpha\right). \quad (11.5)$$

Как видно из рис. 11.5 и как это следует из формулы (11.4), жесткость механических регулировочных характеристик при переходе от одного равновесного состояния к другому изменяется в небольшом диапазоне. Так, при изменении  $\alpha$  от 1 до 0 жесткость  $\beta$  уменьшается вдвое.

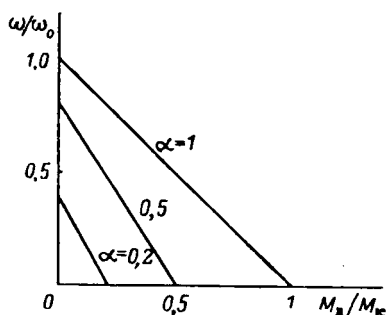


Рис. 11.5. Регулировочные характеристики двухфазного двигателя

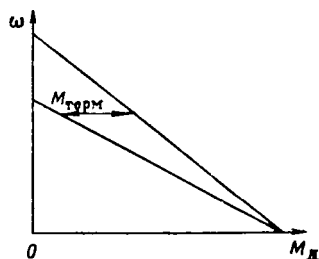


Рис. 11.6. Механическая характеристика двухфазного двигателя при наличии постоянного тока в сигнальной обмотке

Коэффициент  $K$  изменяется в большом диапазоне, но если учесть, что обычно в следящих системах используются небольшие скорости вращения, значительно меньшие синхронной, и что  $\alpha < 1$ , то нетрудно заметить из формулы (11.5), что диапазон изменения  $K$  также невелик.

Таким образом, параметры передаточной функции при переходе от одного равновесного состояния к другому изменяются мало и, следовательно, система с двухфазным двигателем близка к линейной.

В некоторых схемах управления двухфазными двигателями по сигнальной обмотке протекает, помимо переменного тока, также постоянный ток (см., например, схему на рис. 11.2). Создаваемое постоянным током намагничивание вызывает появление тормозного момента и тем большего по значению, чем выше скорость вращения. Результирующая механическая характеристика в случае намагничивания постоянным током сигнальной обмотки строится вычитанием тормозных моментов из вращающих и, как видно из рис. 11.6, располагается ниже характеристики, снятой при отсутст-



вии постоянного тока. В результате, как видно из рис. 11.6, жесткость характеристики повышается.

В случае включения двигателя в трехфазную сеть необходимый сдвиг по фазе между напряжением на обмотке возбуждения и обмотке управления может быть создан без помощи конденсаторов, включением одной обмотки на фазовое напряжение, а другой — на линейное.

## § 11.2. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ТРЕХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ ИЗМЕНЕНИЕМ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПИ РОТОРА

Наиболее просто регулирование скорости вращения асинхронного двигателя с фазным ротором можно осуществить изменением активного сопротивления в цепи ротора. Для этой цели могут быть

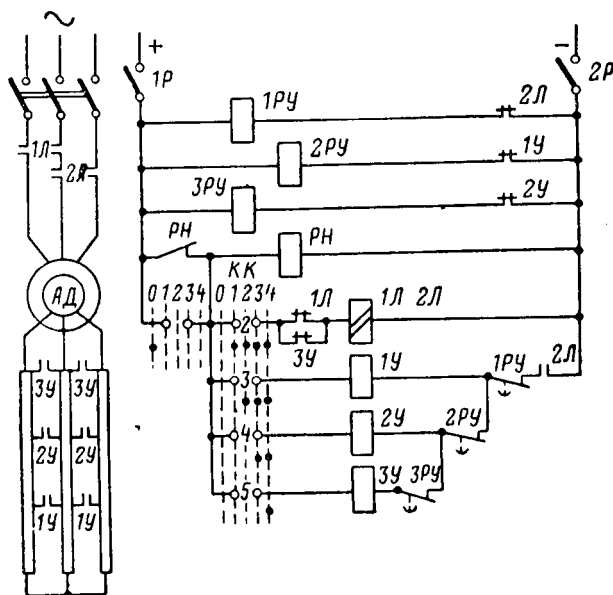


Рис. 11.7. Схема управления асинхронным двигателем изменением сопротивления в цепи ротора

использованы различные схемы, из которых наиболее простой является схема, используемая для автоматического пуска двигателя. Один из вариантов такой схемы приведен на рис. 11.7. Цепи управления в данной схеме питаются от сети постоянного тока или выпрямительного устройства. В качестве управляющего устройства применен командоконтроллер.

При нулевом положении командоконтроллера и замкнутых выключателях  $1P$  и  $2P$  на обмотку нулевого реле  $PH$  и обмотки электромагнитных реле ускорения  $1PY$ ,  $2PY$  и  $3PY$  подается напряжение, вследствие чего электромагнитные реле размыкают свои контакты в цепях обмоток контакторов ускорения  $1Y$ ,  $2Y$ ,  $3Y$ .

При установке командоконтроллера в четвертое, последнее, положение замыкаются контакты  $KK2$ ,  $KK3$ ,  $KK4$  и  $KK5$  и срабатывают линейные контакторы  $1Л$  и  $2Л$ . Статор при этом подключается к сети и происходит разгон двигателя последовательно при трех ступенях пускового сопротивления.

Срабатывание контактора  $2Л$  вызывает размыкание блокировочных контактов в цепи обмотки реле  $1PY$ . Реле  $1PY$  имеет демпферную гильзу и после некоторой выдержки времени, величина которой определяет длительность первой пусковой ступени, отпускает якорь. Отключение реле  $1PY$  вызывает замыкание контактов  $1PY$  в цепи обмотки контактора  $1Y$ . Срабатывание контактора  $1Y$  приводит к замыканию первой ступени сопротивлений и переходу на вторую пусковую ступень. Одновременно нормально-замкнутый контакт  $1Y$  отключает от источника питания обмотку реле  $2PY$ , после чего  $2PY$  начинает отсчитывать выдержку времени. Дальнейший пуск двигателя происходит аналогично описанному выше, т. е. размыкаются контакты  $2PY$  и т. д.

Если же командоконтроллер устанавливается в промежуточное положение, то при этом происходит замыкание определенного числа контакторов ускорения и шунтирование соответствующих резисторов в роторной цепи. Таким образом, возможно осуществлять регулирование скорости вращения.

Недостатком этой схемы регулирования является то, что скорость вращения здесь можно изменять лишь ступенями, число которых очень ограничено. Кроме того, используя эту схему, трудно осуществлять замкнутую схему автоматического регулирования скорости.

Отмеченные недостатки могут быть устранены в случае использования устройства, позволяющего при небольшой мощности управления плавно менять активное сопротивление в цепи ротора. Такое устройство представляет собою, по существу усилитель мощности, используемый для управления реостатом.

В электроприводе получили применение жидкостные реостаты с электромашинным управлением и угольные контактные реостаты с пневматическим или электромагнитным управлением. При небольшой мощности двигателя в качестве регулируемых сопротивлений можно применять полупроводниковые триоды (транзисторы).

На рис. 11.8 приведена схема регулируемого привода с угольным контактным реостатом, управляемым электромагнитом.

Реостат состоит из трех столбов, составленный из угольных шайб  $a$ ,  $b$  и  $c$ , помещенных в кожух, снабженный ребрами для увеличения поверхности охлаждения.

При протекании тока по обмотке  $\omega$  электромагнита Э его якорь Я притягивается к сердечнику С, преодолевает силу сжатия пружины П, вызывая сжатие угольных столбов, что приводит к уменьшению их сопротивления.

Угольные столбы соединяются в треугольник или в звезду и подключаются к щеткам ротора двигателя.

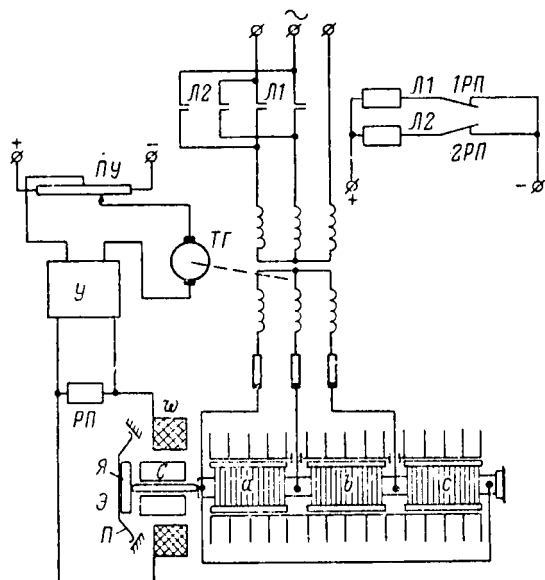


Рис. 11.8. Схема регулируемого привода с угольным реостатом

Для получения жестких механических характеристик в схеме применена обратная связь по скорости вращения двигателя с помощью тахогенератора ТГ. Разность напряжений, снимаемых с потенциометра управления ПУ и с тахогенератора ТГ, подается на вход усилителя У, от которого получает питание обмотка электромагнита реостата.

Для реверса и торможения противовключением в цепь статора включены два линейных контактора — Л1 и Л2. При изменении полярности напряжения на выходе усилителя У происходит переключение контактов поляризованного реле РП, что вызывает переключение линейных контакторов.

### § 11.3. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, УПРАВЛЯЕМОГО РЕОСТАТОМ В ЦЕПИ РОТОРА

Асинхронный двигатель и управляющий реостат при малых отклонениях скорости от равновесного состояния могут быть представлены в виде двух последовательно соединенных звеньев

(рис. 11.9). Передаточная функция управляемого реостата вызывает изменение сопротивления в цепи ротора двигателя  $\Delta R$  с изменением напряжения на управляющем органе  $\Delta U$ . Передаточная функция жидкостного реостата, подвижные электроды которого перемещаются вспомогательным электродвигателем, управляемым изменением напряжения на зажимах якоря, выражается в виде

$$W(p) = \frac{k}{1 + Tp} \cdot \frac{1}{p}, \quad (11.6)$$

где  $k$  — передаточный коэффициент электродвигателя;

$T$  — постоянная времени электродвигателя.

Угольный контактный реостат, управляемый электромагнитом (рис. 11.8), представляет собой инерционное звено с передаточным коэффициентом  $k_p$  и постоянной времени  $T_p$ .

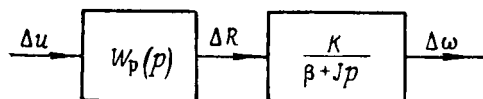


Рис. 11.9. Структурная схема асинхронного двигателя с управляемым реостатом

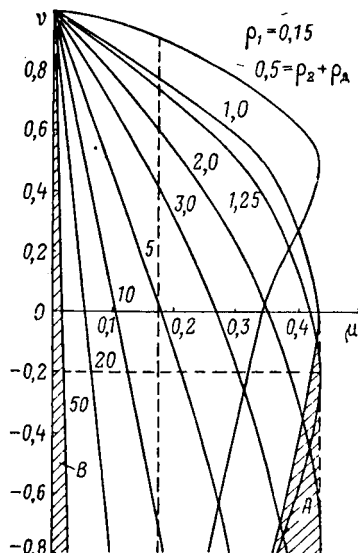


Рис. 11.10. Механические характеристики асинхронного двигателя

Для определения параметров передаточной функции асинхронного двигателя рассмотрим его характеристики. На рис. 11.10 изображены в относительных единицах механические характеристики двигателя при различных добавочных сопротивлениях в цепи ротора, вычисленные по уравнению (2.37),

$$\mu = \frac{s(q_2 + q_\Delta)}{s^2 + (q_1 s + q_2 + q_\Delta)^2}.$$

Принятые значения относительных сопротивлений  $q_1 = 0,15$  и  $q_2 = 0,5$  являются характерными для авиационных двигателей небольшой мощности. Значения минимального и максимального относительных сопротивлений реостата приняты равными  $q_{\Delta \min} = 0,5$  и  $q_{\Delta \max} = 49,5$ , что соответствует отношению  $\frac{q_{\Delta \max}}{q_{\Delta \min}} = \frac{49,5}{0,5} = 99$ , характерному для угольного контактного реостата.

Коэффициент чувствительности двигателя по моменту к изменению сопротивления реостата равен

$$K_{\mu} = -\frac{\partial \mu}{\partial Q_{\text{д}}}.$$

Подставляя сюда значение  $\mu$  из уравнения (2.37), находим

$$K_{\mu} = -\frac{\mu}{Q_2 + Q_{\text{д}}} \left[ 1 - \frac{2\mu(sQ_1 + Q_2 + Q_{\text{д}})}{s} \right]. \quad (11.7)$$

Из уравнения (2.37)

$$Q_2 + Q_{\text{д}} = s \frac{A}{2\mu}, \quad (11.8)$$

где

$$A = 1 - 2Q_1\mu + \sqrt{1 - 4\mu(Q_1 + \mu)}.$$

Подставляя значение  $Q_2 + Q_{\text{д}}$  в уравнение (11.7), получаем

$$K_{\mu} = -\frac{\mu \cdot 2\mu}{sA} \left[ 1 - \frac{2\mu \left( sQ_1 + s \frac{A}{2\mu} \right)}{s} \right] = \frac{2\mu^2}{s} \left[ 1 - \frac{1 - 2\mu Q_1}{A} \right].$$

Подставляя сюда выражение для  $A$ , имеем следующую формулу для коэффициента чувствительности при управлении двигателем реостатом в цепи ротора

$$K_{\mu} = \frac{2\mu^2}{s} \left[ 1 - \frac{1 - 2\mu Q_1}{1 - 2Q_1\mu + \sqrt{1 - 4\mu(Q_1 + \mu)}} \right]. \quad (11.9)$$

Напомним, что для получения этой величины в размерных единицах необходимо ее умножить на базовое значение момента и разделить на базовое значение сопротивления (см. § 2.12).

На рис. 11.11 изображены кривые  $K_{\mu} = f(\mu)$ , вычисленные для типового двигателя с параметром  $Q_1 = 0,15$  при различных  $\nu$ .

Условие управляемости определяется неравенством

$$K_{\mu} \neq 0,$$

или, используя уравнения (11.7) и (2.37),

$$(Q_2 + Q_{\text{д}})^2 - (1 + Q_1^2)s^2 \neq 0.$$

Как видно, условие управляемости нарушается при

$$Q_{\text{д}} = Q_{\text{д.кр}} = s \sqrt{1 + Q_1^2} - Q_2. \quad (11.10)$$

Нетрудно убедиться, что  $Q_{\text{д.кр}}$  является тем значением добавочного сопротивления, которое соответствует максимальному моменту при данном скольжении.

Сказанное выше можно проследить по характеристикам, приведенным на рис. 11.10. Для этого рассмотрим, как изменяется

относительный вращающий момент  $\mu$  с изменением относительного добавочного сопротивления  $q_d$  при постоянной относительной скорости  $v$ . Для примера возьмем  $v = -0,2$ . При  $q_2 + q_d = 50$  получаем  $\mu = 0,02$ . По мере уменьшения  $q_d$  величина  $\mu$  возрастает, пока не достигнет наибольшего значения ( $\mu = 0,43$  при  $q_2 + q_{d,кр} = 1,25$ ).

Дальнейшее уменьшение  $q_d$  приводит не к увеличению, а к уменьшению  $\mu$ , т. е. знак коэффициента чувствительности изменяется на обратный, а при  $q_d = q_{d,кр}$  коэффициент чувствительности равен нулю.

Поэтому если реостат допускает изменение  $q_d$  в диапазоне от  $\infty$  до  $q_{d,мин}$ , то управляемость сохраняется лишь в области, ограниченной характеристикой, соответствующей  $q_{d,кр}$ . В области  $A$ , заштрихованной на рис. 11.10, управляемость теряется. Величина области, в которой теряется управляемость, уменьшается с увеличением  $q_{d,мин}$ . При регулировании относительной скорости в диапазоне от  $v = 1$  до  $v = -1$  эта область совсем отсутствует, если

$$q_{d,мин} = 2 \sqrt{1 + q_1^2} - q_2.$$

Так как реальный реостат не может иметь бесконечно большое сопротивление, то, помимо зоны  $A$ , имеется также небольшая неуправляемая зона  $B$  (см. рис. 11.10) при малых нагрузках.

Жесткость механических характеристик двигателя, управляемого реостатом,

$$\beta_d = - \frac{\partial \mu}{\partial v} = \frac{\partial \mu}{\partial s},$$

получим, используя уравнение (2.37),

$$\beta_d = \frac{(q_2 + q_d)[s^2 + (sq_1 + q_2 + q_d)^2] - (q_2 + q_d)s[2s + 2q_1(sq_1 + q_2 + q_d)]}{[s^2 + (sq_1 + q_2 + q_d)^2]^2}.$$

Из уравнения (2.37)

$$s^2 + (sq_1 + q_2 + q_d)^2 = s \frac{q_2 + q_d}{\mu}.$$

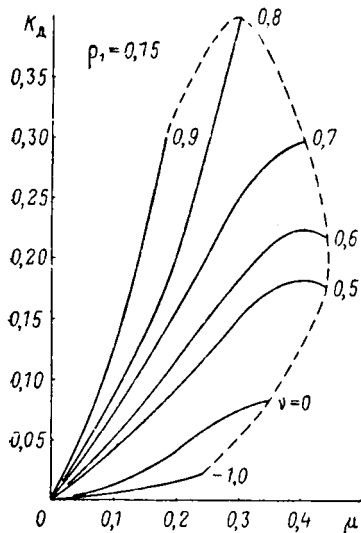


Рис. 11.11. Зависимость коэффициента чувствительности от вращающего момента

Подставляя это выражение в предыдущее, получаем

$$\beta_d = \frac{\mu}{s} - 2\mu^2 \left( \frac{1 + q_1^2}{q_2 + q_d} + \frac{q_1}{s} \right). \quad (11.11)$$

Подставив  $q_2 + q_d$  из уравнения (11.8) в уравнение (11.11), после несложных преобразований находим выражение для  $\beta_d$  через  $\mu$  и  $s$ :

$$\beta_d = \frac{\mu}{s} \left\{ 1 - 2\mu \left[ \frac{(1 + q_1^2) 2\mu}{1 - 2q_1\mu + \sqrt{1 - 4\mu(q_1 + \mu)}} + q_1 \right] \right\}. \quad (11.12)$$

Эта же величина в размерных единицах получается умножением выражения (11.12) на базовую величину момента и делением на базовую величину скорости (см. § 2.12).

На рис. 11.12 изображены кривые зависимости жесткости от вращающего момента при различных скоростях вращения для типового двигателя с  $q_1 = 0,15$  и  $q_2 = 0,5$ . Эти кривые так же, как и кривые  $k_d = f(\mu)$  справедливы и при других значениях  $q_2$ . Величина  $q_2$  лишь определяет границу достижимых значений  $\mu$  в соответствии с естественной характеристикой двигателя. Характерно, что значения  $k_d$  и  $\beta_d$  зависят всего лишь от одного параметра двигателя — относительного расчетного активного сопротивления статора  $q_1$ . Как видно из рис. 11.12,  $\beta_d$  изменяется с изменением  $\mu$  и  $v$  в широком диапазоне, оставаясь положительной величиной в пределах, ограничиваемых естественной характеристикой.

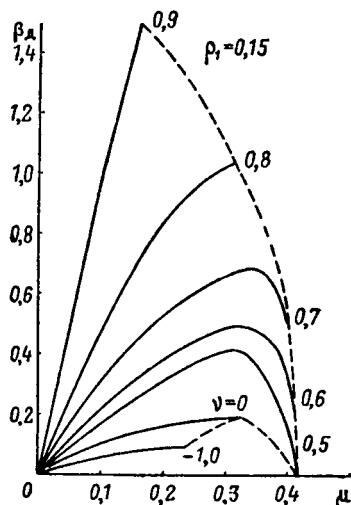


Рис. 11.12. Зависимость жесткости от вращающего момента

#### § 11.4. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ УПРАВЛЕНИИ РЕОСТАТОМ В ЦЕПИ РОТОРА

Согласно схеме замещения относительная величина мощности потерь в меди обмоток двигателя равна

$$\Delta p_m = \frac{q_1 + q_2}{q_2 + q_d} \mu (1 - v) = \frac{q_1 + q_2}{q_2 + q_d} \mu s.$$

Величина потерь (в относительных единицах) в меди обмоток и в реостате:

$$\Delta p = \left( 1 + \frac{q_1}{q_2 + q_d} \right) \mu (1 - v).$$

Подставляя значение  $q_2 + q_d$  из уравнения (11.8), находим: для относительной мощности потерь в меди

$$\Delta p_m = \frac{2\mu^2(q_1 + q_2)}{1 - 2q_1\mu + \sqrt{1 - 4\mu(q_1 + \mu)}}; \quad (11.13)$$

для относительной мощности потерь в меди обмоток и в реостате

$$\Delta p = \mu(1 - v) + \frac{2\mu^2 q_1}{1 - 2q_1\mu + \sqrt{1 - 4\mu(q_1 + \mu)}}. \quad (11.14)$$

Относительная мощность потерь в реостате равна  $\Delta p - \Delta p_m$  или

$$\Delta p_p = \mu(1 - v) - \frac{2\mu^2 q_2}{1 - 2q_1\mu + \sqrt{1 - 4\mu(q_1 + \mu)}}. \quad (11.15)$$

Из формулы (11.13) следует, что при управлении скоростью асинхронного двигателя с помощью реостата потери в меди зависят лишь от момента и не зависят от скорости вращения.

Рассмотрим как выражаются потери при различных статических характеристиках исполнительных механизмов.

При  $\mu = \text{const}$  мощность потерь в меди двигателя также постоянна. Если момент равен номинальной величине, то мощность потерь в меди независимо от скорости вращения и от  $q_d$  также равна номинальному значению, т. е.

$$\Delta p_m = \left(1 + \frac{q_1}{q_2}\right) \mu_n s_n. \quad (11.16)$$

При  $\mu = k_1 v$  и при  $\mu = k_2 v^2$  мощность потерь в меди увеличивается с увеличением  $v$ . Если при номинальной скорости момент исполнительного механизма равен номинальному, то мощность потерь в меди при этой скорости также равна номинальной величине. При скоростях, меньших номинальной, мощность потерь в меди также меньше номинальной величины.

Таким образом, в трех характерных случаях статической нагрузки, включая и наиболее тяжелый случай, встречающийся в практических условиях, когда  $\mu = \text{const}$ , мощность потерь в меди двигателя не превышает номинальной величины.

Характерно, что момент асинхронного двигателя, управляемого реостатом в цепи ротора, в рабочем диапазоне изменения нагрузок примерно пропорционален току ротора и не зависит от скорости вращения, т. е. имеет место приблизительно такое же соотношение, как и в случае двигателя независимого возбуждения, управляемого изменением напряжения на зажимах якоря. Действительно, из выражений для момента и тока

$$\mu = i^2 \frac{q_2 + q_d}{s}; \quad i^2 = \frac{u^2}{\left(q_1 + \frac{q_2 + q_d}{s}\right)^2 + 1}$$



получаем уравнение

$$i^2(1 + q_1^2) + 2q_1\mu + \frac{\mu^2}{i^2} = u^2,$$

решая которое относительно  $\mu$ , находим

$$\mu = i \sqrt{u^2 - i^2} - q_1 i^2. \quad (11.17)$$

На рис. 11.13 приведены кривые зависимости  $\mu = f(i)$ , из которых видно, что в пределах изменения момента от 0 до  $2\mu_n$  момент примерно пропорционален току ротора.

В заключение отметим, что недостатком рассмотренного способа регулирования скорости является необходимость специальных контакторов для реверса, невозможность управления при идеальном холостом ходе, малая жесткость характеристик и большие тепловые потери.

Однако эта тепловая энергия выделяется в основном в регулировочном реостате, а не в двигателе. В обмотках двигателя при номинальном нагрузочном моменте потери остаются равными номинальным во всем диапазоне изменения скорости вращения.

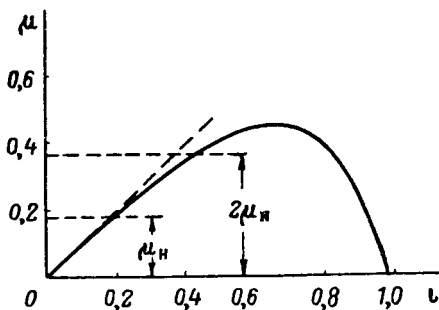


Рис. 11.13. Зависимость вращающего момента от тока ротора

### § 11.5. УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХФАЗНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОМОЩЬЮ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ

Дроссель насыщения, как известно, представляет собою управляемое индуктивное сопротивление, величина которого может изменяться в широком диапазоне в зависимости от тока подмагничивающей обмотки. С помощью дросселей насыщения, включаемых в цепь статора, можно управлять как двигателями с фазным ротором, так и двигателями с короткозамкнутым ротором.

На рис. 11.14 изображена схема управления с помощью дросселей насыщения, включенных в три фазы обмотки статора, для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

В случае дополнительных индуктивных сопротивлений в фазах статора асинхронного двигателя его механические характеристики изображаются кривыми, показанными на рис. 11.15. Как видно из этих кривых, увеличение дополнительного индуктивного сопротивления в цепи статора приводит к уменьшению пускового и максимального моментов двигателя и к уменьшению критического скольжения, т. е. скольжения, при котором имеет место максимальный момент.

При постоянной величине нагрузочного момента  $M_{c1}$  устойчивое регулирование скорости в пределах от  $\omega_1$  до  $\omega_k$ , соответствующей

опрокидывающему моменту, возможно изменением  $x_{доб}$ . Если же нагрузочный момент увеличивается при возрастании скорости вращения, как это наблюдается, например, в случае привода нагнетателя или вентилятора (кривая  $a$  на рис. 11.15), то нижний предел устойчивого регулирования скорости не ограничивается значением  $\omega_k$  и диапазон регулирования может быть большим.

Как видно из графика рис. 11.15, с помощью дросселей насыщения можно регулировать скорость вращения лишь в том случае, если она меньше синхронной. При питании подмагничивающей обмотки через управляемый вручную потенциометр жесткость регулировочных характеристик

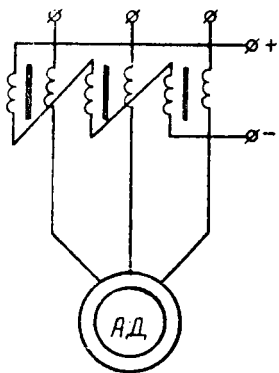


Рис. 11.14. Схема управления асинхронным двигателем с помощью дросселей насыщения

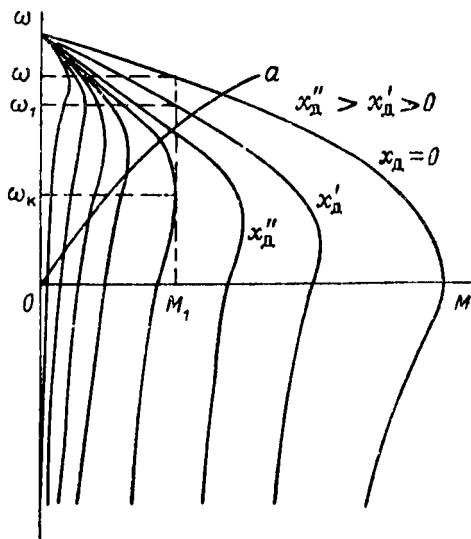


Рис. 11.15. Механические характеристики асинхронного двигателя при наличии индуктивных сопротивлений в цепи статора

не может быть выше жесткости естественной характеристики, причем с увеличением  $x_{доб}$  жесткость характеристик уменьшается.

Для того чтобы повысить жесткость регулировочных характеристик, а также чтобы получить возможность вести регулирование скорости на участках механических характеристик от  $\omega = 0$  до  $\omega = \omega_k$  при любых формах кривой статической характеристики исполнительного механизма применяют отрицательную обратную связь по скорости вращения, осуществляемую с помощью тахогенератора (рис. 11.16). Тахогенератор включают так, что его напряжение действует противоположно напряжению  $U_0$ , снимаемому с потенциометра управления. Тогда напряжение  $U_n$  на зажимах подмагничивающих обмоток равно

$$U_n = (U_0 - k_T \omega) k_Y, \quad (11.18)$$

где  $k_T$  — коэффициент пропорциональности между напряжением и скоростью вращения тахогенератора;

$k_y$  — коэффициент усиления промежуточного усилителя.

Из уравнения (11.18) следует, что

$$\omega = \frac{U_0}{k_T} - \frac{U_n}{k_T k_y}. \quad (11.19)$$

При установившейся скорости вращения напряжение на зажимах подмагничивающей цепи должно быть таким, чтобы при этом вращающий момент, развиваемый двигателем, был равен моменту статического сопротивления на его валу. Установившаяся скорость вращения регулируется напряжением  $U_0$ , которое снимается с потенциометра управления. Напряжение  $U_n$ , при котором достигается динамическое равновесие — равенство момента двигателя и момента сопротивления, — зависит от коэффициента усиления промежуточного усилителя. Соответствующим выбором коэффициента усиления может быть достигнуто условие

$$\frac{1}{k_y} U_n \ll U_0. \quad (11.20)$$

В этом случае, как видно из равенства (11.19), установившаяся скорость вращения определяется в основном напряжением, снимаемым с потенциометра управления. Изменяя величину этого напряжения от нуля до максимального значения, можно получить изменение установившейся скорости вращения от нуля до максимальной величины, соответствующей естественной характеристике двигателя. При соблюдении условия (11.20) величина нагрузочного момента почти не сказывается на величине установившейся скорости вращения и, следовательно, механические характеристики  $\omega = f(M)$  отличаются высокой жесткостью.

Применение отрицательной обратной связи благоприятно сказывается в смысле сокращения длительности пуска и перехода с одной установившейся скорости на другую. Так, если двигатель был неподвижен, что соответствует  $U_0 = 0$ , и напряжение  $U_0$  после этого резко увеличено, то также резко возрастет подмагничивающий ток, вызывающий насыщение дросселей, и, следовательно, их реактивные сопротивления снизятся почти до минимума. Вследствие этого трогание двигателя происходит при почти полном напряжении на его зажимах. По мере разгона двигателя ток подмагни-

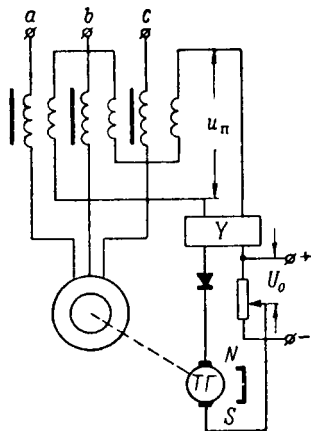


Рис. 11.16. Схема регулирования скорости вращения асинхронного двигателя с помощью дросселей насыщения

чивания уменьшается, однако при соответствующем подборе параметров дросселей они остаются в насыщенном состоянии вплоть до достижения установившейся скорости, соответствующей напряжению  $U_0$ . Поэтому весь процесс пуска происходит при почти полном напряжении на зажимах двигателя.

Сложность зависимости индуктивного сопротивления дросселя от тока подмагничивания не дает возможности достаточно просто аналитическим путем вычислять механические регулировочные характеристики двигателя, работающего в системе стабили-

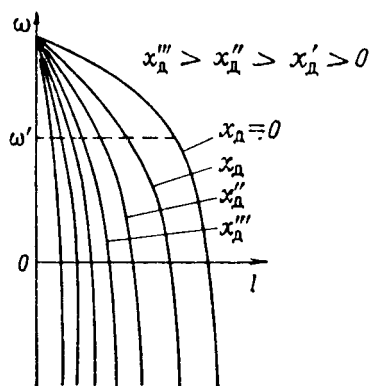


Рис. 11.17. Скоростные характеристики асинхронного двигателя

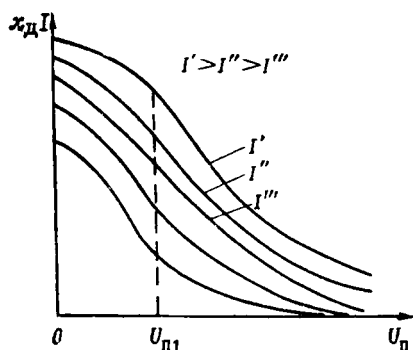


Рис. 11.18. Вольт-амперные характеристики дросселей насыщения

зации скорости вращения. Механические регулировочные характеристики его могут быть определены только графо-аналитическим путем.

Исходными данными для построения механических регулировочных характеристик являются:

механические хаарктеристики двигателя при различных добавочных индуктивных сопротивлениях (рис. 11.15);

зависимость скорости вращения двигателя от тока при различных добавочных индуктивных сопротивлениях (рис. 11.17);

характеристики дросселя, снятые при синусоидальном переменном токе (рис. 11.18) и представляющие зависимости индуктивного сопротивления обмотки переменного тока от напряжения на обмотке подмагничивания.

Последовательность построения характеристик следующая:

1. Задаются напряжением, снимаемым с потенциометра управления  $U'_0$ . Для принятого  $U'_0$  находят соответствующую ему точку регулировочной характеристики, для чего:

— задаются напряжением тахогенератора  $U_{T1} < U'_0$ , соответствующим скорости  $\omega' = U_{T1}/k_T$ ;

— вычисляют напряжение на обмотке подмагничивания:

$$U_{\pi 1} = (U'_0 - U_{\pi 1}) k_y,$$

где  $k_y$  — коэффициент усиления промежуточного усилителя;

— по характеристикам дросселя рис. 11.18 строят кривую  $x_{\text{доб}} = f(I)$ , показанную на рис. 11.19, при  $U_{\pi 1} = \text{const}$ ;

— по характеристикам рис. 11.17 для скорости  $\omega' = \text{const}$  строят кривую  $x_{\text{доб}} = \varphi(I)$  и наносят ее на график рис. 11.19. Точка  $A$  определяет значения  $x'_{\text{доб}}$  и  $I'$ , соответствующие скорости  $\omega'$ ;

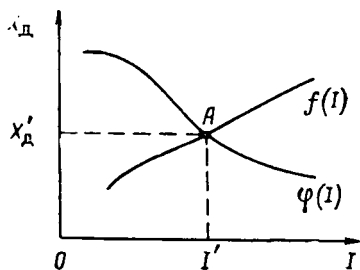


Рис. 11.19. К определению механической характеристики двигателя

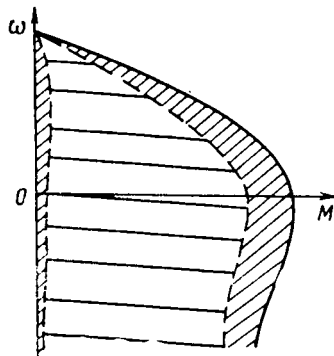


Рис. 11.20. Регулировочные характеристики двигателя, включенного по схеме рис. 11.16

— по известным  $\omega'$  и  $x'_{\text{доб}}$  и механическим характеристикам двигателя (рис. 11.15) определяют значение  $M'$ , соответствующие скорости  $\omega'$ .

Таким образом, находится одна точка механической характеристики, определяемая  $\omega'$  и  $M'$ .

Задаваясь другими значениями  $U_{\pi}$ , находят другие точки механической характеристики, соответствующей напряжению  $U_0$ , которое снимается с потенциометра управления.

2. Задаются другим значением напряжения, снимаемого с потенциометра управления  $U'_0$ , и определяют для этого напряжения соответствующие точки механической характеристики. В качестве примера на рис. 11.20 приведены регулировочные характеристики двигателя, включенного по схеме рис. 11.16.

На рис. 11.20 заштрихованы области, в которых регулирование скорости воздействием на дроссели практически невозможно. Область, расположенная слева, при малых моментах соответствует  $U_{\pi} = 0$ , когда обмотка переменного тока дросселя обладает некоторым конечным индуктивным сопротивлением.

Область, расположенная справа, при больших моментах, не

может быть использована вследствие ограниченности тока подмагничивания.

Так же, как и в случае регулирования скорости асинхронного двигателя с помощью реостатов в цепи ротора, регулирование скорости вращения с помощью дросселей в цепи статора сопровождается изменением мощности потерь, вызывающих нагрев ротора. Как было показано выше, мощность потерь тем больше, чем меньше скорость вращения и больше нагрузочный момент. В отличие от реостатного метода регулирования, мощность потерь выделяется не в реостатах, а в самом роторе. Это обстоятельство создает весьма

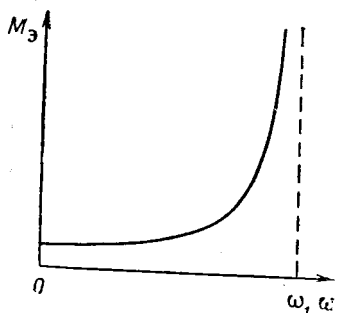


Рис. 11.21. Механическая характеристика при постоянной мощности потерь, определяемых скольжением

тяжелый тепловой режим работы двигателя с короткозамкнутым ротором и является причиной, ограничивающей длительность работы привода в случае малой скорости вращения при номинальном нагрузочном моменте.

Если по условиям эксплуатации привода необходима длительная работа на низких скоростях, то двигатель должен быть специально рассчитан на тепловой режим, соответствующий этой скорости вращения.

Для того чтобы тепловой режим работы двигателя при рассматриваемом методе регулирования скорости не менялся во всем диапазоне регулирования, необходимо, чтобы электромагнитный момент двигателя изменялся при изменении скорости по следующему закону:

$$M_e = \frac{\Delta P_2}{\omega_1 - \omega}, \quad (11.21)$$

где  $\Delta P_2$  — допустимая мощность потерь. На рис. 11.21 изображена кривая зависимости  $M_e = f(\omega)$ , определяемая уравнением (11.21). По форме эта кривая довольно близка к вентиляторной статической характеристике. Следовательно, метод регулирования скорости вращения асинхронных двигателей с помощью дросселей насыщения в цепи статора успешно может быть применен в таких исполнительных механизмах, как вентиляторы, компрессоры, нагреватели и т. п. Здесь, как было показано выше, устойчивое регулирование скорости в широком диапазоне возможно без применения отрицательной обратной связи.

#### § 11.6. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, УПРАВЛЯЕМОГО ДРОССЕЛЯМИ НАСЫЩЕНИЯ

На рис. 11.22 изображена схема соединения основных звеньев автоматизированного привода — асинхронного двигателя и управляющих дросселей насыщения. Определим зависимость между ма-

лыми отклонениями скорости вращения двигателя  $\Delta\omega$  и напряжения  $\Delta U_n$ , питающего обмотки подмагничивания дросселей.

Примем следующие допущения:

1. Электрическими переходными процессами в асинхронном двигателе и в обмотке переменного тока дросселя можно пренебречь.

2. Активное сопротивление обмотки переменного тока дросселя по сравнению с индуктивным незначительно.

3. Ток двигателя и напряжение на его зажимах синусоидальны.

4. Индуктивное сопротивление обмотки переменного тока дросселя определяется как отношение первой гармоники напряжения на обмотке дросселя к первой гармонике тока обмотки. Индуктивное сопротивление находится по характеристикам дросселя, соответствующим режиму синусоидального тока. Режим синусоидального тока может быть осуществлен практически при соединении обмоток переменного тока звездой и подключении их к источнику трехфазного тока.

5. Явлением гистерезиса в дросселе можно пренебречь.

Для малых отклонений от равновесного состояния справедливы следующие уравнения.

Уравнение движения привода

$$\Delta M_d - \Delta M_c = J p \omega, \quad (11.22)$$

где  $M_d$  — вращающий момент двигателя;

$M_c$  — момент сопротивления исполнительного механизма;

$\omega$  — скорость вращения;

$J$  — суммарный момент инерции агрегата, состоящего из двигателя и исполнительного механизма, который принимается постоянным.

Здесь под  $p$  понимается оператор дифференцирования по времени.

Уравнение для отклонения вращающего момента двигателя

$$\Delta M_d = -K_d \Delta x - \beta_d \Delta \omega, \quad (1.23)$$

где  $x$  — реактивное сопротивление обмоток переменного тока дросселей,

$K_d = -\left(\frac{\partial M_d}{\partial x}\right)$  — коэффициент чувствительности двигателя,

$\beta_d = -\left(\frac{\partial M_d}{\partial \omega}\right)_0$  — жесткость механической характеристики двигателя.

Учитывая, что потокосцепление  $\psi_n$  (произведение потока на количество витков) обмотки подмагничивания является функцией

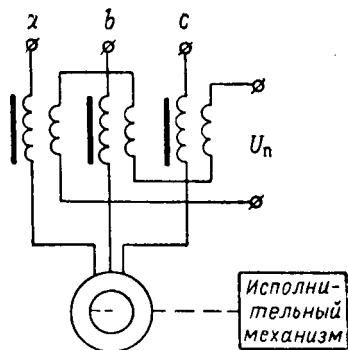


Рис. 11.22. Схема соединения асинхронного двигателя и управляющих дросселей

тока подмагничивания и эффективного значения переменного тока, что выражается соотношением

$$\omega_{\pi}\Phi_{\pi}=\psi_{\pi}=f(I_{\pi}, I),$$

получаем уравнение

$$\Delta U_{\pi}=R_{\pi}(\Delta i_{\pi}+T'_{\pi}p \cdot i_{\pi}+T''_{\pi}pI), \quad (11.24)$$

где  $U_{\pi}$  — напряжение цепи подмагничивания;

$i_{\pi}$  — ток подмагничивания;

$I$  — эффективное значение переменного тока;

$\omega_{\pi}$  — число витков обмотки подмагничивания;

$\Phi_{\pi}$  — поток, сцепленный с обмоткой подмагничивания;

$R_{\pi}$  — сопротивление цепи подмагничивания;

$T'_{\pi}$  и  $T''_{\pi}$  — частичные постоянные времени, равные

$$T'_{\pi}=\frac{1}{R_{\pi}}\left(\frac{\partial\psi}{\partial i_{\pi}}\right)_0; \quad T''_{\pi}=\frac{1}{R_{\pi}}\left(\frac{\partial\psi}{\partial I}\right)_0.$$

Реактивное сопротивление обмотки переменного тока является функцией эффективного значения тока в этой обмотке и тока подмагничивания:

$$\Delta x=-k_{\sim}\Delta i_{\pi}+k'_{\sim}\Delta I. \quad (11.25)$$

Здесь

$$k_{\sim}=-\left(\frac{\partial x}{\partial i_{\pi}}\right)_0; \quad k'_{\sim}=\left(\frac{\partial x}{\partial I}\right)_0.$$

Эффективное значение переменного тока является функцией реактивного сопротивления обмотки переменного тока и скорости вращения двигателя  $\omega$ .

Вследствие этого

$$\Delta I=-k_x\Delta x-k_{\omega}\Delta\omega, \quad (11.26)$$

где

$$k_x=-\left(\frac{\partial I}{\partial x}\right)_0; \quad k_{\omega}=-\left(\frac{\partial I}{\partial\omega}\right)_0.$$

Из уравнений (11.24), (11.25) и (11.26) получаем уравнение для цепи подмагничивания

$$\Delta U_{\pi}=R_{\pi}\Delta i_{\pi}+R_{\pi}T_{\pi}p i_{\pi}-K_{\omega}p\omega, \quad (11.27)$$

где

$$T_{\pi}=T'_{\pi}+T''_{\pi}\frac{k_x k_{\sim}}{1+k_x k'_{\sim}}, \quad (11.28)$$

$$K_{\omega}=R_{\pi}T''_{\pi}\frac{k_{\omega}}{1+k_x k'_{\sim}}. \quad (11.29)$$

Полученное уравнение определяет динамические свойства цепи подмагничивания дросселя. Как видно, ток подмагничивания зави-



сит не только от приложенного к обмотке напряжения  $\Delta U_n$ , но и от скорости вращения двигателя  $\Delta \omega$ .

Рассмотрим теперь динамические свойства двигателя с включенными последовательно с ним обмотками переменного тока дросселей подмагничивания. Для этого обратимся к уравнениям (11.22), (11.23), (11.25) и (11.26). В эти уравнения входят шесть переменных величин,  $\Delta M_d$ ,  $\Delta M_c$ ,  $\Delta \omega$ ,  $\Delta x$ ,  $\Delta i_n$  и  $\Delta I$ , из которых  $\Delta M_c$  задается условиями нагрузки, а  $\Delta i_n$  зависит от величины напряжения на обмотке подмагничивания  $\Delta U_n$ . Из остальных четырех переменных величин нас обычно интересует скорость вращения  $\Delta \omega$ , являющаяся выходной величиной регулируемого привода. Для получения выражения  $\Delta \omega$  решим вышеуказанную систему четырех уравнений относительно  $\Delta \omega$ .

В результате получим

$$(\beta_3 + Jp) \Delta \omega = K_3 \left( \Delta i_n - \frac{\Delta M_c}{K_3} \right). \quad (11.30)$$

Здесь

$$K_3 = K_n \frac{k_{\sim}}{1 + k'_{\sim} k_x}, \quad (11.31)$$

$$\beta_3 = \beta_n - \frac{k'_{\sim} k_{\omega} k_d}{1 + k'_{\sim} k_x}. \quad (11.32)$$

Величины  $K_3$  и  $\beta_3$  являются эквивалентным коэффициентом чувствительности и эквивалентной жесткостью механических характеристик, отличающимися от коэффициента чувствительности и жесткости характеристик самого двигателя  $K_d$  и  $\beta_d$ . Соответственно уравнение (11.30) определяет динамические свойства некоторого эквивалентного двигателя, объединяющего в себе собственно двигатель и обмотку переменного тока дросселя.

Уравнениям (11.27) и (11.30) соответствует структурная схема асинхронного двигателя, управляемого магнитными усилителями, изображенная на рис. 11.23. Этой схеме соответствует передаточная функция

$$\Delta \omega = \frac{\frac{K_3}{R_n} \Delta U_n - (1 + pT_n) \Delta M_c}{T_n J p^2 + \left( \beta_3 T_n + J - \frac{K_3}{R_n} K_{\omega} \right) p + \beta_3}. \quad (11.33)$$

На схеме рис. 11.23  $D_3$  означает эквивалентный двигатель, оператор которого характеризуется эквивалентным коэффициентом чувствительности  $K_3$  и эквивалентной жесткостью механических характеристик  $\beta_3$ , определяемыми формулами (11.31) и (11.32).

Величины  $K_3$  и  $\beta_3$  различны для различных равновесных состояний привода. Коэффициент  $K_3$  изменяется только по абсолютной величине, оставаясь положительным;  $\beta_3$  изменяется как по абсолют-

ной величине, так и по знаку. В связи с этим эквивалентный двигатель может являться инерционным звеном (при  $\beta_0 > 0$ ), интегрирующим (при  $\beta_0 = 0$ ) и неустойчивым инерционным звеном (при  $\beta_0 < 0$ ).

Цепь подмагничивания на схеме рис. 11.23 представлена инерционным звеном с передаточным коэффициентом  $1/R_n$  и результирующей постоянной времени  $T_n$ , определяемой через частичные постоянные времени  $T'_n$  и  $T''_n$  формулой (11.28). Так как  $T''_n < 0$ , то

$$T_n < T'_n = \frac{1}{R_n} \left( \frac{\partial \psi_n}{\partial i_n} \right)_0.$$

Из формулы (11.28) также следует, что результирующая постоянная времени зависит не только от свойств дросселей, но также и от свойств асинхронного двигателя.

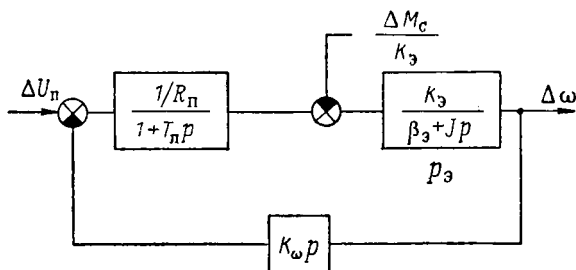


Рис. 11.23. Структурная схема асинхронного двигателя, управляемого дросселями

Как видно из рис. 11.23, структурная схема содержит гибкую обратную связь, определяемую коэффициентом  $K_\omega$ . Так как  $K_\omega < 0$ , то, следовательно, эта обратная связь отрицательна. Физически действие гибкой обратной связи объясняется тем, что при увеличении скорости вращения уменьшается эффективное значение переменного тока, что вызывает увеличение потокосцепления  $\psi_n$  обмотки подмагничивания. При увеличении же  $\psi_n$  в обмотке подмагничивания наводится э. д. с., действующая противоположно напряжению  $U_n$ , приложенному к цепи подмагничивания.

### Методы определения коэффициентов передаточной функции

Для определения коэффициентов передаточной функции можно использовать два метода:

Первый метод основан на определении четырех коэффициентов двигателя ( $K_d$ ,  $\beta_d$ ,  $k_x$ ,  $k_\omega$ ) и четырех коэффициентов дросселя ( $k'_n$ ,  $k_n$ ,  $T'_n$ ,  $T''_n$ ) и последующем вычислении по формулам (11.28), (11.29), (11.31) и (11.32) четырех коэффициентов  $T_n$ ,  $K_\omega$ ,  $K_3$  и  $\beta_3$ , полностью определяющих свойства системы. Исходные коэффициенты могут быть определены расчетным или экспериментальным путем.

Второй метод определения коэффициентов линеаризации основан на экспериментальном определении коэффициентов  $T_n$ ,  $K_\beta$ ,  $\beta_\omega$  и  $K_\omega$  асинхронного двигателя с включенными в цепь статора дросселями, соединенного с исполнительным механизмом. Коэффициенты определяются графическим дифференцированием по формулам

$$K_\beta = \left( \frac{\partial M}{\partial i_n} \right)_0, \quad T_n = \frac{1}{R_n} \left( \frac{\partial \psi_n}{\partial i_n} \right)_0; \quad \beta_\omega = - \left( \frac{\partial M}{\partial \omega} \right)_0, \quad K_\omega = \left( \frac{\partial \psi_n}{\partial \omega} \right)_0.$$

Вычисление коэффициентов ведется по характеристикам  $M = f(i_n)$  и  $\psi_n = \psi(i_n)$ , снятым при различных значениях  $\omega = \text{const}$ . Для поддержания постоянства скорости вращения при этом требуется специальное устройство.

Второй метод определения коэффициентов, более точен, чем первый и применим как к симметричным, так и к несимметричным системам. Однако этот метод требует проведения более сложного и трудоемкого эксперимента и не всегда может быть осуществлен из-за технических трудностей.

При переходе от одних равновесных состояний к другим, соответствующим разным значениям момента и скорости вращения, значения  $K_\beta$  и  $T_n$  изменяются в широких диапазонах. Характерно, что эквивалентный коэффициент чувствительности изменяется от нуля при холостом ходе до максимума, соответствующего некоторому значению вращающего момента, а затем снова уменьшается с увеличением момента. Примерно так же изменяется и результирующая постоянная времени.

Два других коэффициента —  $\beta_\omega$  и  $K_\omega$  — обычно необходимо учитывать лишь при скоростях вращения, близких к синхронной (больше, чем  $0,6 \omega_0$ ). При меньших скоростях эти коэффициенты в передаточной функции не играют существенной роли и эквивалентный двигатель в структурной схеме с достаточной для практических целей точностью может быть представлен в виде интегрирующего звена с передаточным коэффициентом  $K_\omega/J$ .

#### § 11.7. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ УПРАВЛЕНИИ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ДРОССЕЛЯМИ НАСЫЩЕНИЯ

Мощность потерь в цепи ротора равна

$$\Delta P_2 = P_1 - P_e,$$

где  $P_1$  — мощность вращающегося магнитного поля;

$P_e$  — электромагнитная мощность на валу двигателя.

Выражая мощности через вращающий момент,

$$P_1 = \omega_0 M_e,$$

$$P_e = \omega M_e,$$

где  $\omega$  — скорость вращения ротора,

$M_e$  — электромагнитный вращающий момент, принимаемый равным моменту на валу,

получаем

$$\Delta P_2 = M_e (\omega_0 - \omega) = M_e \omega_0 s.$$

Если пренебречь намагничивающим током асинхронного двигателя, что вполне допустимо при больших скольжениях, когда знание тепловых потерь представляет наибольший интерес, то мощность тепловых потерь в меди обмотки статора может быть выражена в виде

$$\Delta P_1 = \Delta P_2 \frac{r_1}{r_2' c_1}.$$

Полная мощность потерь в меди обмоток равна

$$\Delta P = \Delta P_1 + \Delta P_2 = \Delta P_2 \frac{r_1 + r_2' c_1}{r_2' c_1} = \left(1 + \frac{r_1}{r_2' c_1}\right) M_e \omega_0 s. \quad (11.34)$$

Отсюда следует, что

- мощность потерь прямо пропорциональна произведению  $M_s$ ,
- мощность потерь уменьшается с уменьшением отношения  $r_1/r_2' c_1$ .

Зависимость потерь от скольжения имеет различный характер в зависимости от того, какой вид имеют статические характеристики исполнительных механизмов.

При  $M_e = \text{const}$  мощность потерь увеличивается прямо пропорционально скольжению. В пределах изменения скольжения от 0 до 1 потери достигают наибольшего значения при  $s=1$  и составляют

$$\Delta P_{\max} = \left(1 + \frac{r_1}{r_2' c}\right) M_e \omega_0. \quad (11.35)$$

Отношение  $\Delta P_{\max}$  к потерям  $\Delta P_n$  при номинальном скольжении, представляет собою степень неравномерности термической нагрузки двигателя. При  $M_e = \text{const}$

$$k_r = \frac{\Delta P_{\max}}{\Delta P_n} = \frac{\left(1 + \frac{r_1}{r_2' c}\right) M_e \omega_0}{\left(1 + \frac{r_1}{r_2' c}\right) M_e s_n \omega_0} = \frac{1}{s_n}. \quad (11.36)$$

При  $M_e = k_1 \omega = k_1 \omega_0 (1-s)$  потери равны

$$\Delta P = k_1 \omega_0^2 \left(1 + \frac{r_1}{r_2' c}\right) (s - s^2).$$

Максимум потерь будет при условии

$$\frac{d(\Delta P)}{ds} = 1 - 2s = 0.$$

Это означает, что максимум потерь будет наблюдаться при скольжении  $s=0,5$  и составляет по величине

$$\Delta P_{\max} = 0,25 k_1 \omega_0^2 \left( 1 + \frac{r_1}{r_2 c} \right). \quad (11.37)$$

При  $M = k_2 \omega^2$  (вентиляторная нагрузка) потери равны

$$\Delta P = k_2 \omega_0^3 \left( 1 + \frac{r_1}{r_2 c} \right) s (1 - s)^2.$$

Максимум потерь будет при условии, если

$$\frac{d(\Delta P)}{ds} = k_2 \omega_0^3 \left( 1 + \frac{r_1}{r_2 c} \right) (1 - 4s + 3s^2) = 0,$$

т. е. при  $s = 1/3$  и составляет по величине

$$\Delta P_{\max} = 0,148 k_2 \omega_0^3 \left( 1 + \frac{r_1}{r_2 c} \right). \quad (11.38)$$

При использовании двигателя с фазным ротором большую часть потерь на нагрев можно перенести на сопротивления, подключенные к кольцам ротора и этим значительно облегчить тепловой режим самого двигателя. Двигатель с короткозамкнутым ротором также может быть выполнен с добавочными сопротивлениями в цепи ротора. Конструкция такого двигателя изображена на рис. 11.24. Здесь роль добавочных сопротивлений играют пластины  $A$  из металла с большим удельным сопротивлением, через которые стержни ротора присоединяются к замыкающим кольцам. Пластины  $A$  служат одновременно лопатками вентилятора.

Если исполнительный механизм в течение большей части рабочего цикла должен работать при малых скоростях вращения и скольжениях асинхронного двигателя, близких к нулю, то самовентиляция не эффективна. В этих случаях необходимое охлаждение может быть обеспечено лишь при использовании принудительной вентиляции с помощью вентилятора, вращаемого от вспомогательного асинхронного двигателя небольшой мощности.

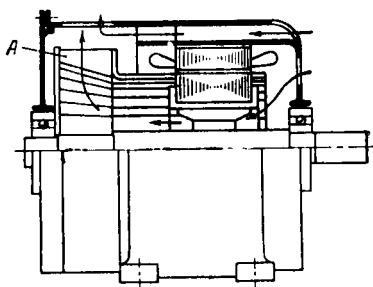


Рис. 11.24. Двигатель с добавочными сопротивлениями в цепи ротора

## § 11.8. ИМПУЛЬСНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Импульсное регулирование скорости вращения асинхронных двигателей основано на том же принципе, что и импульсное регулирование двигателей постоянного тока. Оно осуществляется следующим образом. С помощью контакторов, полупроводниковых при-

боров, магнитных усилителей или других коммутирующих приборов производится периодическое включение двигателя на разгон и торможение с достаточно высокой частотой, при которой пульсации скорости вращения двигателя относительно среднего значения невелики. Регулировка среднего значения скорости вращения достигается изменением соотношения между временем включения двигателя на разгон и временем включения на торможение.

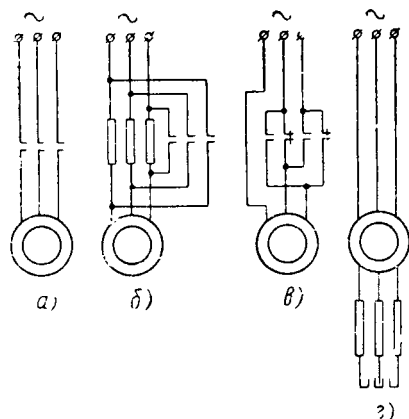


Рис. 11.25. Схемы импульсного регулирования скорости вращения асинхронных двигателей

На рис. 11.25, а, б, в и г приведены различные схемы включения коммутирующих контакторов при импульсном регулировании.

При коммутации цепи ротора (рис. 11.25, г) возможно обойтись двумя парами контактов. Контактор здесь не разрывает намагничивающую цепь, однако двигатель с фазным ротором менее надежен, чем двигатель с короткозамкнутым ротором.

Определим механические регулировочные характеристики при различных значениях относительной длительности замыкания контактов. При выводе уравнений характеристик, как и в случае

двигателей постоянного тока, электрическими переходными процессами и пульсациями скорости вращения пренебрежем. Среднее значение вращающего момента двигателя тогда может быть принято равным

$$M_{cp} = M_1 \tau_1 + M_2 \tau_2, \quad (11.39)$$

где  $M_1$  — вращающий момент двигателя в первой части цикла;  $M_2$  — вращающий момент двигателя во второй части цикла;  $\tau_1$  и  $\tau_2$  — относительные длительности первой и второй частей цикла, т. е.

$$\tau_1 = \frac{t_1}{t_{\Sigma}} \text{ и } \tau_2 = \frac{t_2}{t_{\Sigma}}.$$

В случае регулирования по схеме рис. 11.25, а, т. е. когда во время второй части цикла двигатель полностью отключается от сети, момент  $M_2 = 0$  и, следовательно,  $M_{cp} = M_1 \tau_1$ . На рис. 11.26 приведены регулировочные характеристики, соответствующие различным значениям  $\tau_1$ .

В других случаях, когда двигатель не полностью отключается от сети, т. е. когда  $M_2 \neq 0$ , уравнение (11.39) может быть представлено в виде

$$M_{cp} = M_1 \tau_1 + M_2 (1 - \tau_1) = M_2 + (M_1 - M_2) \tau_1 = M_2 + \Delta M \tau_1. \quad (11.40)$$

Зная зависимости  $M_1=f(\omega)$  и  $M_2=f_2(\omega)$ , можно найти  $M_{ср}=\varphi(\omega)$  при различных  $\tau_1$ . Но эти зависимости выражаются в аналитическом виде сложными формулами. В. С. Кулебакиным был предложен графический метод нахождения регулировочных характеристик. Рассмотрим в качестве примера случай регулирования скорости вращения двигателя, включенного по схеме рис. 11.25, б, когда при регулировании скорости периодически шунтируется добавочное сопротивление в цепи статора. Механические характеристики для этого случая при  $\tau_1=1$  и  $\tau_1=0$  изображены на рис. 11.27 кривыми 1 и 2.

На этой же фигуре кривой 3 изображена зависимость момента сопротивления  $M_c$  от скорости вращения. В установившемся режиме  $M_c=M_{ср}$  и на основании уравнения (11.40).

$$M_c = M_2 + \Delta M \tau_1,$$

откуда

$$\tau_1 = \frac{M_c - M_2}{\Delta M} = \frac{\overline{bc}}{ab}.$$

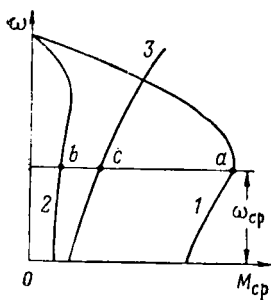


Рис. 11.27. К графическому определению относительной длительности замыкания цепи при импульсном регулировании

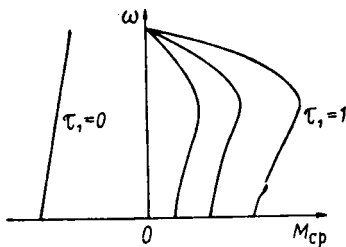


Рис. 11.28. Регулировочные характеристики при управлении двигателем по схеме рис. 11.25, а

На рис. 11.28 приведены регулировочные механические характеристики для схемы рис. 11.25, в, полученные по уравнению (11.40) путем графических построений.

Как видно из рассмотрения кривых, жесткость механических характеристик при импульсном регулировании получается низкой при изменении скорости вращения в большем диапазоне. При некоторых значениях скорости вращения и нагрузки на двигатель она может стать даже отрицательной.

### § 11.9. ЧАСТОТА И АМПЛИТУДА ПУЛЬСАЦИЙ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ

Чем выше частота включения электродвигателя, тем тяжелее условия работы коммутирующих устройств. В особенности это относится к контакторам, которые могут выдерживать лишь определенное число включений. С другой стороны, слишком низкая частота включений может вызвать недопустимо большую амплитуду пульсаций скорости вращения. Поэтому, очевидно, при импульсном регулировании возникает необходимость вычисления наиболее вы-

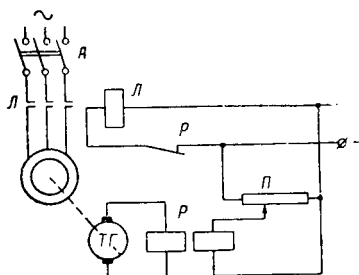


Рис. 11.29. Схема импульсного регулирования скорости вращения

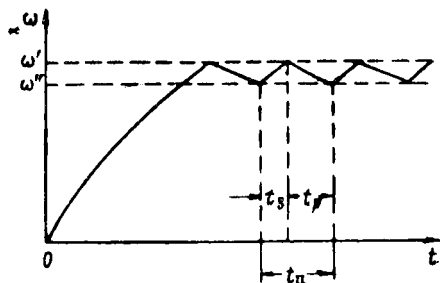


Рис. 11.30. Диаграмма скорости вращения при импульсном регулировании

годной частоты включения, соответствующей допустимой амплитуде пульсаций скорости вращения двигателя. Значения этих параметров в значительной степени зависят от выбора принципиальной схемы включения двигателя.

Чтобы повысить жесткость механических регулировочных характеристик часто применяют схему с обратной связью по скорости вращения двигателя (рис. 11.29), в которой используется принцип автоколебаний. Характер изменения скорости вращения двигателя после замыкания выключателя А изображен на рис. 11.29. Разгон двигателя происходит при увеличении скорости до некоторого верхнего значения  $\omega'$ , при котором срабатывает реле Р, что, в свою очередь, вызывает размыкание контактора Л. Двигатель при этом отключается от сети и тормозится действующей на его валу нагрузкой, т. е. переходит в режим торможения выбегом. При снижении скорости вращения двигателя до нижнего значения  $\omega''$ , при котором напряжение, подводимое к обмотке реле от тахогенератора, становится равным напряжению отпущения реле, реле от-



ключается и происходит включение контактора  $\mathcal{L}$ . Далее процесс изменения скорости повторяется.

Определим для рассматриваемой схемы значение амплитуды  $(\omega' - \omega'')$  и частоту пульсаций скорости вращения.

В целях упрощения, пренебрежем при наших рассуждениях временем срабатывания реле и контакторов, так как они малы по сравнению с временем включенного и отключенного состояния двигателя.

Так как напряжение, подводимое к реле  $P$  от тахогенератора, пропорционально скорости вращения, то коэффициент возврата  $k_v$  реле может быть записан в виде

$$k_v = \frac{U_{\text{отп}}}{U_{\text{срабат}}} = \frac{\omega''}{\omega'} = \frac{\omega' - 2\Delta\omega}{\omega'} = 1 - \frac{2\Delta\omega}{\omega'}.$$

Подставляя сюда  $\omega' = \omega_{\text{ср}} + \Delta\omega$ , где  $\omega_{\text{ср}}$  — средняя скорость вращения, получаем

$$\Delta\omega = \omega_{\text{ср}} \frac{1 - k_v}{1 + k_v}. \quad (11.41)$$

Как видно из полученной формулы, амплитуда пульсаций скорости вращения тем меньше, чем ближе значение коэффициента возврата реле к единице. В частности, если  $k_v = 0,9$ , то амплитуда пульсаций составляет  $\sim 0,1$  от средней скорости вращения.

При определении времени включенного состояния двигателя сделаем также допущение, что вращающий момент двигателя  $M$  в течение времени  $t_v$  остается постоянным. Тогда уравнение движения примет вид

$$J \frac{2\Delta\omega}{t_3} = M - M_c,$$

где  $M_c$  — момент сопротивления.

Отсюда

$$t_3 = \frac{2J\Delta\omega}{M - M_c}.$$

Аналогично можно получить выражение для времени отключенного состояния двигателя

$$t_p = \frac{2J\Delta\omega}{M_c}.$$

Длительность цикла равна

$$t_u = t_3 + t_p = 2J\Delta\omega \frac{M}{M_c(M - M_c)}.$$

Частота пульсаций

$$f = \frac{1}{t_u} = \frac{M_c(M - M_c)}{M} \frac{1}{2J\Delta\omega}. \quad (11.42)$$

Полученное соотношение между частотой и амплитудой пульсаций справедливо и в том случае, если для осуществления импульсного режима используются вынужденные колебания, т. е. когда частота включения  $f$  и относительная замкнутость  $\tau_3 = \frac{t_3}{t_{\text{ц}}}$  определяются внешним задающим генератором.

#### § 11.10. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ УПРАВЛЕНИИ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Мощность тепловых потерь, выделяющаяся в цепи ротора асинхронного двигателя при импульсном регулировании скорости, составляет

$$\Delta P_2 = \omega_0 M_e s.$$

В этом выражении вращающий момент  $M_e$  и скольжение  $s$  в течение цикла меняются, тогда как синхронная скорость вращения  $\omega_0$  остается постоянной.

Изменения  $M_e$  и  $s$  можно учитывать лишь при переходе от первой части цикла ко второй. В пределах же каждой из этих частей  $M_e$  и  $s$  можно считать постоянными величинами, равными соответственно  $M_1, s_1$  и  $M_2, s_2$ . При таком допущении среднее значение мощности потерь равно

$$\Delta P_{2\text{cp}} = \frac{\omega_0}{t_{\text{ц}}} \int_0^T M s dt = \frac{\omega_0}{t_{\text{ц}}} [M_1 s_1 t_1 + M_2 s_2 t_2],$$

где  $t_1$  и  $t_2$  — длительности первой и второй частей цикла,

$$t_1 + t_2 = t_{\text{ц}}.$$

Так как

$$\frac{t_1}{t_{\text{ц}}} = \tau_1 \text{ и } \frac{t_2}{t_{\text{ц}}} = \tau_2,$$

то

$$\Delta P_{2\text{cp}} = \omega_0 [M_1 s_1 \tau_1 + M_2 s_2 \tau_2]. \quad (11.43)$$

Если во время второй части цикла противовключение двигателя не производится, т. е. регулирование скорости осуществляется при включении по схемам рис. 11.25, а, б и г, то  $s_2 = s_1$  и

$$\Delta P_{2\text{cp}} = \omega_0 s [M_1 \tau_1 + M_2 \tau_2] = \omega_0 s_1 M_{\text{cp}}. \quad (11.44)$$

Если используется противовключение, то  $s_2 = 2 - s_1$  и

$$\Delta P_{2\text{cp}} = \omega_0 [M_1 s_1 \tau_1 + M_2 (2 - s_1) \tau_2]$$

или, так как  $M_1 \tau_1 - M_2 \tau_2 = M_{\text{cp}}$ ,

то

$$\Delta P_{2\text{cp}} = \omega_0 [M_{\text{cp}} s_1 + 2 M_2 \tau_2]. \quad (11.45)$$

Из этого выражения видно, что наиболее тяжелый тепловой режим создается при больших скольжениях. Причем в случае применения противовключения потери будут даже при отсутствии момента сопротивления, когда  $M_{ср}=0$ .

Мощность тепловых потерь в обмотке статора у двигателя с короткозамкнутым ротором (без учета тока холостого хода) составляет согласно схеме замещения

$$\Delta P_{1ср} = \Delta P_{2ср} \frac{r_1}{r_2' c_1}, \quad (11.46)$$

где  $r_1$  — активное сопротивление обмотки статора;

$r_2'$  — приведенное значение активного сопротивления обмотки ротора;

$c_1$  — первичный коэффициент рассеивания.

Среднее значение мощности тепловых потерь двигателя равно сумме потерь ротора и статора  $\Delta P_{ср} = \Delta P_{2ср} + \Delta P_{1ср}$  и для двигателя с короткозамкнутым ротором равно

$$\Delta P_{ср} = \Delta P_{2ср} \frac{r_1 + r_2' c_1}{r_2' c_1}. \quad (11.47)$$

Магнитные потери в стали ротора и статора несколько меньше номинальных, так как при импульсном регулировании двигатель остается включенным в сеть лишь в течение части цикла.

При импульсном регулировании двигателей с короткозамкнутым ротором тепловые потери производят нагревание самого двигателя. В случае двигателя с фазным ротором при использовании реостата в цепи ротора в обмотке ротора выделяется лишь часть тепловых потерь вторичной цепи. Остальная часть тепловых потерь выделяется в реостате. На основании схемы замещения для тепловых потерь двигателя этого типа получают формулу

$$\Delta P_{ср} = \Delta T_{2ср} \frac{r_1 + r_2' c_1}{R_2' c_1 + r_2' c_1}, \quad (11.48)$$

где  $R_2'$  — приведенное значение сопротивления реостата в цепи ротора.

## § 11.11. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ЧИСЛА ПАР ПОЛЮСОВ

Рассмотренные выше методы регулирования скорости вращения сопровождаются выделением значительного количества энергии, которая идет на нагрев. Чтобы добиться более экономичного

регулирования скорости, необходимо изменять синхронную скорость вращения двигателя

$$\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}.$$

Наиболее простой способ изменения скорости  $\omega_0$  состоит в изменении числа пар полюсов  $p$ . Для этого применяют или переключение одной общей обмотки статора на различное число пар полюсов, или же используют двигатели с несколькими отдельными обмотками. Однако многообмоточные двигатели по весу и по своим энергетическим показателям уступают однообмоточным.

В двигателе с фазным ротором статорная и роторная обмотки должны иметь одно и то же число пар полюсов, поэтому при регу-

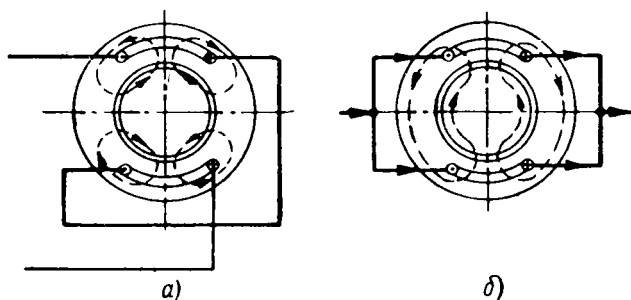


Рис. 11.31. Схема изменения числа пар полюсов

лировке скорости число пар полюсов должно изменяться одновременно как на статоре, так и на роторе.

В двигателе же с короткозамкнутым ротором число пар полюсов машины определяется только статорной обмоткой, поэтому при регулировании скорости оно должно меняться только на статоре, т. е. в этом случае можно обойтись меньшим числом переключений.

Наиболее распространенным методом переключения одной и той же обмотки на различное число полюсов является метод изменения направления тока в отдельных ветвях ее — метод Даландера. Принцип выполнения этой обмотки представлен на рис. 11.31 для одной фазы обмотки. Как видно из этой схемы, при включении катушек последовательно (рис. 11.31, а) число полюсов равно четырем —  $2p=4$ . При включении катушек параллельно (рис. 11.31, б) получается вдвое меньшее число пар полюсов —  $2p=2$ .

На рис. 11.32 представлены схемы, реализующие принцип Даландера для трехфазных систем.

Многоскоростные двигатели изготавливаются как для регулирования скорости вращения при сохранении постоянной номинальной

мощности, так и для регулирования скорости при сохранении постоянного номинального вращающего момента. Соответствующие механические характеристики изображены на рис. 11.33.

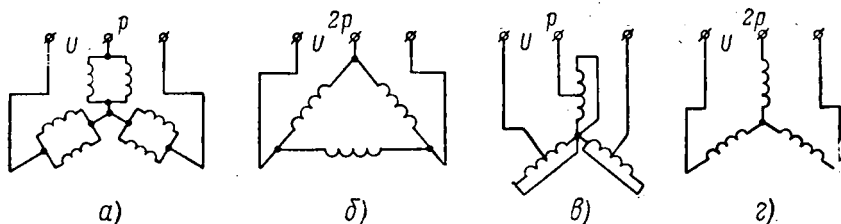


Рис. 11.32. Трехфазные схемы для изменения числа пар полюсов

Мощность, потребляемая двигателем, включенным в сеть по схеме рис. 11.32, а, при условии, что через каждую обмотку проходит номинальный ток  $I_n$ , равна

$$P_a = 3 \frac{U}{\sqrt{3}} 2 \cdot I_n.$$

При переключении обмоток по схеме рис. 11.32, б

$$P_б = 3UI_n.$$

Отношение этих мощностей равно  $\frac{P_a}{P_б} = 1,15$ .

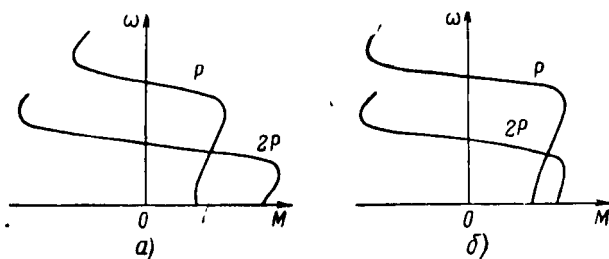


Рис. 11.33. Механические характеристики при различных числах пар полюсов

Таким образом, при переключении на большую скорость вращения (схема рис. 11.32, а), номинальная мощность остается примерно постоянной.

Мощность двигателя, включенного по схеме рис. 11.32, в.

$$P_в = 3 \frac{U}{\sqrt{3}} 2I_n,$$

а по схеме рис. 11.32, з

$$P_z = 3 \frac{U}{\sqrt{3}} I_n;$$

их отношение

$$\frac{P_8}{P_z} = 2.$$

Так как при включении по схеме рис. 11.32, в скорость вращения в два раза больше, то номинальный вращающий момент двигателя имеет примерно такую же величину, как и в случае схемы рис. 11.32, з. Следовательно, схеме рис. 10.32, в соответствует регулирование с постоянным номинальным моментом.

Наряду с двухскоростными в промышленном электроприводе получили распространение также трехскоростные и даже четырехскоростные асинхронные двигатели.

Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей переключением числа полюсов имеет следующие положительные стороны:

- механические характеристики отличаются высокой жесткостью;

- небольшая мощность тепловых потерь из-за скольжения и независимость ее от установленного переключателем числа пар полюсов.

К недостаткам рассматриваемого способа регулирования скорости относятся:

- сложность переключения обмоток и необходимость дополнительной коммутационной аппаратуры;

- ступенчатый характер регулирования скорости вращения.

Метод регулирования скорости вращения переключением числа пар полюсов может на летательных аппаратах применяться в электроприводах топливонасосов, в электростартерах переменного тока, предназначенных для запуска газотурбинных авиадвигателей, и в других случаях.

#### **§ 11.12. УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ СПОСОБОМ ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ С ПОМОЩЬЮ УСТРОЙСТВ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ (ТРАНЗИСТОРАХ)**

Плавное и экономичное управление двигателем при сохранении высокой жесткости механических характеристик можно осуществлять изменением частоты переменного тока, подводимого к двигателю. При этом меняется синхронная скорость вращения

$$\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}$$

и механические регулировочные характеристики приобретают вид, представленный на рис. 11.34.

Для того чтобы магнитный поток  $\Phi_{\max}$  оставался неизменным, что следует из выражения для э. д. с. в обмотке статора

$$E_1 = 4,44f\omega\Phi_{\max},$$

необходимо, чтобы эта э. д. с. изменялась прямо пропорционально частоте и, следовательно, уравнивающее ее напряжение также должно изменяться пропорционально частоте. Поэтому при данном способе регулирования скорости вращения необходимо, чтобы одновременно с изменением частоты менялось и напряжение на зажимных двигателя.

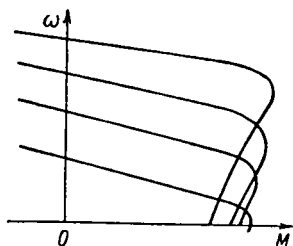


Рис. 11.34. Механические характеристики асинхронного двигателя при различных частотах

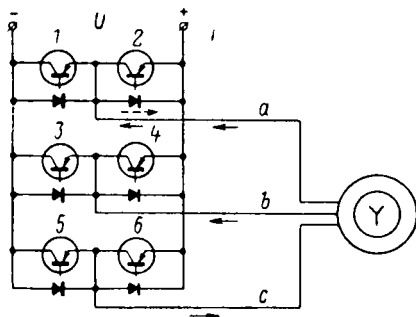


Рис. 11.35. Схема частотного управления асинхронным двигателем с помощью полупроводникового преобразователя

Управление двигателем по этому способу может осуществляться в мотор-генераторных агрегатах, способных вырабатывать переменный ток, частота которого может изменяться в определенном диапазоне. Однако применение таких установок связано с использованием нескольких дополнительных электрических машин. Этот недостаток можно преодолеть при использовании регулирующих устройств на полупроводниковых приборах. Они позволяют получить значительно меньшие габариты и снизить вес установки.

На рис. 11.35 изображена принципиальная схема управления трехфазным двигателем с помощью подобного устройства, собранного на полупроводниковых приборах. Цепи управления самих триодов на рис. 11.35 не показаны. На триоды подаются импульсы тока определенной частоты и определенной последовательности от маломощного задающего генератора. Последовательность управляющих импульсов определяет последовательность пропускания тока триодами. Линейные напряжения между проводами  $a$ ,  $b$  и  $c$  имеют при этом вид, изображенный на диаграмме рис. 11.36. На этом рисунке цифрами обозначены номера открытых триодов.

Как видно из диаграммы рис. 11.36, ток одновременно проходит всегда только через три триода (например  $b$ ,  $3$ ,  $1$ ), вследствие

чего через одну из фазовых обмоток двигателя проходит полный ток, который затем разветвляется через две другие фазовые обмотки. Форма кривой фазового напряжения, соответствующая такому поочередному включению триодов, может быть найдена на основе анализа, схемы рис. 11.35. Учитывая лишь индуктивность

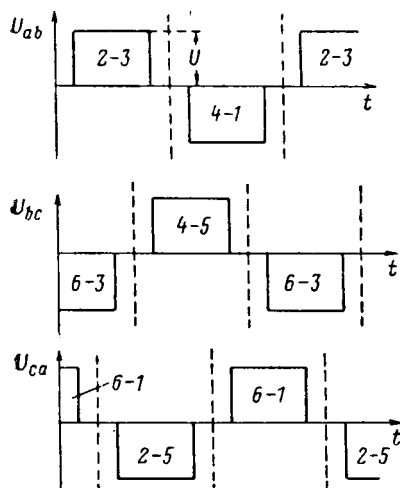


Рис. 11.36. Диаграммы линейных напряжений полупроводникового преобразователя

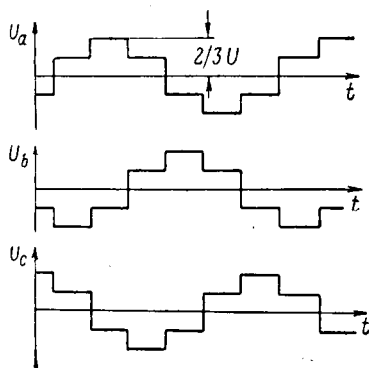


Рис. 11.37. Диаграммы фазовых напряжений

намагничивающего контура  $L_0$  двигателя, можно составить следующие уравнения (в момент, когда открыты триоды 6, 3, 1):

$$L_0 \frac{di_c}{dt} - L_0 \frac{di_s}{dt} = U;$$

$$L_0 \frac{di_c}{dt} - L_0 \frac{di_a}{dt} = U;$$

$$i_a + i_s + i_c = 0.$$

Отсюда получают значения фазовых напряжений

$$u_c = L_0 \frac{di_c}{dt} = \frac{3}{2} U; \quad u_s = L_0 \frac{di_s}{dt} = \frac{1}{3} U;$$

$$u_a = L_0 \frac{di_a}{dt} = -\frac{1}{3} U.$$

При пропуске тока триодами 2, 3 и 6 фазовые напряжения составляют

$$u_c = \frac{1}{3} U, \quad u_s = -\frac{2}{3} U, \quad u_a = \frac{1}{3} U.$$

Диаграммы фазовых напряжений, полученные на основе аналогичных подобных вычислений для каждого из шести интервалов, приведены на рис. 11.37.



Разложение кривой фазового напряжения на гармонические составляющие дает следующий результат:

$$U_1 = \frac{2}{\pi} U \sin \omega t; \quad U_5 = \frac{2}{5\pi} U \sin 5\omega t; \\ U_7 = \frac{2}{7\pi} U \sin 7\omega t; \quad . \quad . \quad . \quad U_n = \frac{2}{n\pi} U \sin n\omega t. \quad (11.49)$$

Как видно, в данном случае четные гармоники отсутствуют. Для каждой нечетной гармоники, на которые разлагают эту кривую, может быть получена своя схема замещения, обладающая определенными параметрами, зависящими от номера данной гармоники  $n$ , причем если для первой гармоники скольжение равно  $s$ , то для  $n$ -й гармоники оно составляет

$$s_n = 1 \pm \frac{1-s}{n}. \quad (11.50)$$

Каждая гармоническая составляющая напряжения создает свой собственный вращающий момент; сумма этих моментов дает полный вращающий момент двигателя

$$M = M_1 - M_5 + M_7 - \dots + M_n. \quad (11.51)$$

Однако для практических целей вполне достаточно учитывать лишь момент первой гармоники. Объясняется это тем, что вращающий момент каждой гармоники пропорционален квадрату напряжения данной гармоники, которое само обратно пропорционально номеру гармоники.

Помимо триодов, подсоединяющих фазовые обмотки двигателя к источнику тока в определенной последовательности, на схеме рис. 11.35 изображены также диоды, включенные параллельно каждому из триодов. Назначением их является пропускание реактивной составляющей тока, необходимой для создания магнитного поля асинхронного двигателя.

Для пояснения действия диодов рассмотрим в качестве примера переход от состояния, соответствующего открытым триодам 6, 3 и 1 к состоянию, соответствующему открытым триодам 6, 3 и 2 (см. диаграмму рис. 11.36).

При открытых триодах 6, 3 и 1 токи идут по обмоткам фаз  $a$ ,  $b$  и  $c$  так, как показано на рис. 11.35 стрелками. После запираания триода 1 ток в фазе  $a$  в соответствии с диаграммой рис. 11.36 продолжает идти еще в течение некоторого промежутка времени в том же направлении, показанном штриховой стрелкой, за счет э. д. с. самоиндукции, замыкаясь через диод, включенный параллельно триоду 2. Аналогично действуют и другие диоды.

Как уже говорилось, при управлении скоростью вращения двигателя по этому способу напряжение на зажимах двигателя необходимо изменять пропорционально частоте тока. Такое изменение на-

пряжения может достигаться с помощью различных устройств, в том числе с помощью управляемых кремниевых выпрямителей. Принцип регулирования напряжения с помощью кремниевых управляемых выпрямителей можно проще всего показать на примере одно-

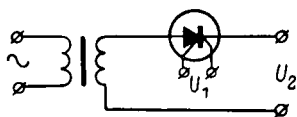


Рис. 11.38. Схема однополупериодного регулируемого выпрямителя

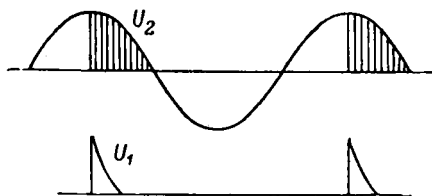


Рис. 11.39. К пояснению принципа управления однополупериодным выпрямителем

фазного однополупериодного выпрямления (рис. 11.38). Момент отпирания выпрямителя определяется моментом подачи импульсов напряжения  $u_1$ , прикладываемых к цепи управления (рис. 11.39). Следовательно, среднее значение выпрямленного напряжения можно изменять, регулируя фазу напряжения  $u_1$  по отношению к фазе напряжения  $u_2$ .

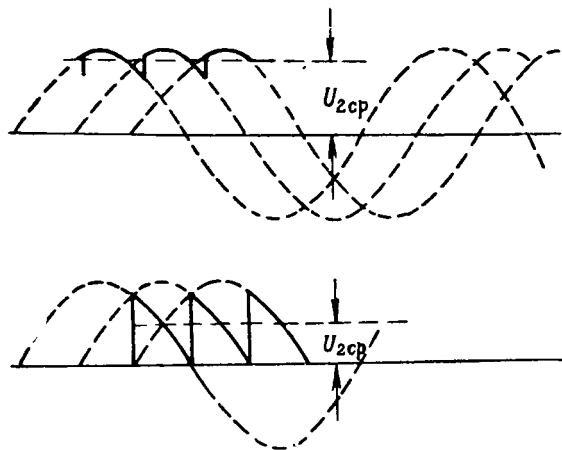


Рис. 11.40. Диаграммы напряжений трехфазного управляемого выпрямителя

Чтобы уменьшить пульсации выпрямленного напряжения, используется включение управляемых выпрямителей по трехфазной схеме. Диаграммы выпрямленного напряжения при двух значениях фазы управляющих напряжений приведены для этой схемы на рис. 11.40.

### § 11.13. УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ СПОСОБОМ ИЗМЕНЕНИЯ ЧАСТОТЫ С ПОМОЩЬЮ УСТРОЙСТВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

При управлении асинхронным двигателем изменением частоты необходимо одновременно с частотой изменять и напряжение, т. е. приходится воздействовать одновременно на два параметра управления. В случае применения синхронного двигателя воздействовать можно только на один параметр управления. При этом частота переключений обмотки статора будет определяться только скоростью вращения двигателя, т. е. в данном случае используется принцип автосинхронизации. Сказанное иллюстрируется схемой рис. 11.41, на которой показано включение синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов и устройств, служащих для управления мостовым трехфазным инвертором, состоящим из шести триодов, реле  $P1$ ,  $P2$  и  $P3$ , переключающих триодов, датчика положения ДП и регулируемого источника постоянного тока [33].

Формы кривых линейных и фазовых напряжений получаются такими же, как и в рассмотренной ранее схеме включения асинхронного двигателя.

В рассматриваемой установке скорость вращения двигателя определяет выходную частоту инвертора, которая, однако, может изменяться при изменении нагрузки на валу. В системе легко осуществляется плавный пуск, отсутствует опасность выпадения двигателя из синхронизма при перегрузке, а регулирование скорости в широком диапазоне достигается только изменением напряжения на входе инвертора.

Рассмотрим механические регулировочные характеристики синхронного двигателя, включенного по этой схеме, приняв, что переключение триодов происходит мгновенно, реакция якоря отсутствует, э. д. с. вращения синусоидальна и высшими гармониками напряжения на зажимах двигателя можно пренебречь. При этих допущениях векторная диаграмма двигателя имеет вид, изображенный на рис. 11.42.

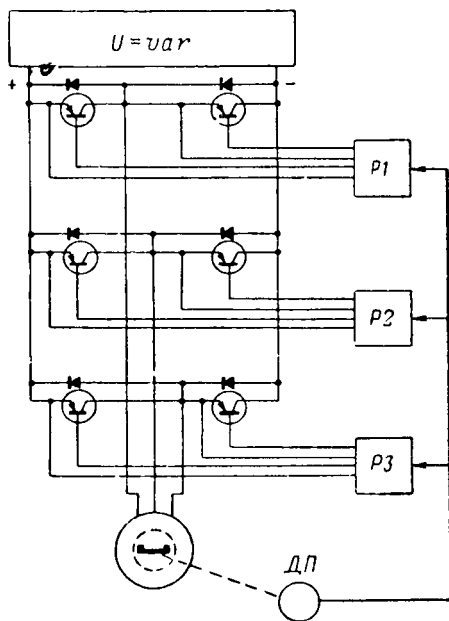


Рис. 11.41. Схема частотного управления синхронным двигателем

Здесь —  $E$  — э. д. с. вращения;

$U_{\phi 1}$  — первая гармоника фазового напряжения;

$I_d$  и  $I_q$  — продольная и поперечная составляющие полного тока;

$z_1 = r_1 + jx_1$  — полное сопротивление обмотки статора. Угол сдвига  $\theta$  между вектором основной гармоники фазного напряжения  $U_{\phi 1}$  и вектором э. д. с. вращения  $E$  определяется установкой датчика положения ДП.

Вращающийся момент двигателя равен

$$M_d = 3c_m \Phi I \sin(\widehat{\Phi I}).$$

Из векторной диаграммы вытекает, что

$$\sin(\widehat{\Phi I}) = \cos(\theta - \varphi),$$

следовательно,

$$I \sin(\widehat{\Phi I}) = I \cos(\theta - \varphi) = I_q;$$

$$M_d = 3c_m \Phi I_q.$$

Определим поперечный ток. Из векторной диаграммы

$$U_{1\phi} \cos \theta - E = I_q r_1 - I_d x_1;$$

$$I_d = I_q \operatorname{tg}(\theta - \varphi).$$

Отсюда

$$I_q = \frac{U_{1\phi} \cos \theta - E}{r_1 - x_1 \operatorname{tg}(\theta - \varphi)}.$$

Подставив значение  $I_q$  в выражение для вращающегося момента и учитывая, что  $E = c_e \Phi \omega$ , получаем

$$M_d = 3c_m \Phi \frac{U_{1\phi} \cos \theta - c_e \Phi \omega}{r_1 - x_1 \operatorname{tg}(\theta - \varphi)}.$$

Отсюда для скорости вращения  $\omega$  получим уравнение

$$\omega = \frac{U_{1\phi} \cos \theta}{c_e \Phi} - M_d \frac{r_1 - x_1 \operatorname{tg}(\theta - \varphi)}{3c_m c_e \Phi^2}.$$

В полученном уравнении  $x_1 = \omega L$ ;  $\varphi = f(\omega)$ , вследствие чего  $\omega$  находится в сложной зависимости от  $M_d$ . Но влияние слагаемого  $x_1 \operatorname{tg}(\theta - \varphi)$  обычно невелико, в особенности при малых скоростях

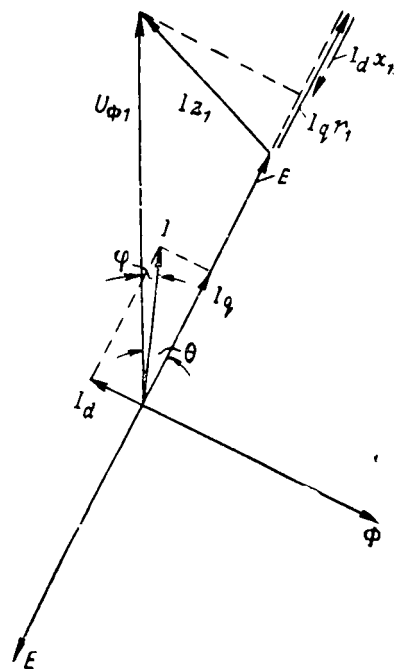


Рис. 11.42. Векторная диаграмма синхронного двигателя

вращения, когда  $x_1 = \omega L_1 \ll r_1$ , и с некоторым приближением механические регулировочные характеристики выражаются уравнением

$$\omega \cong \frac{U_{1\Phi} \cos \theta}{c_e \Phi} - M_d \frac{r_1}{3c_m c_e \Phi^2}. \quad (11.52)$$

На рис. 11.43 приведен внешний вид регулировочных характеристик синхронного двигателя, вычисленных по уравнению (11.43) для различных значений  $U_{1\Phi}$ .

Рассматриваемый метод регулирования скорости отличается высокой экономичностью. Мощность тепловых потерь в обмотке статора равна

$$\begin{aligned} \Delta P &= 3I^2 r = 3 \left[ \frac{M_d}{3c_m \Phi \cos(\theta - \varphi)} \right]^2 = \\ &= \frac{1}{3} \left[ \frac{M_d}{c_m \Phi} \right]^2 \frac{1}{\cos^2(\theta - \varphi)}, \end{aligned} \quad (11.53)$$

т. е. зависит в основном от вращающего момента. За счет изменения угла  $\varphi$  потери немного изменяются с изменением скорости вращения. При значении  $\theta' = \varphi$ , определяемом установкой датчика положения,  $\cos(\theta' - \varphi) = 1$  и потери минимальны. Но это условие достижимо лишь при одной скорости вращения.

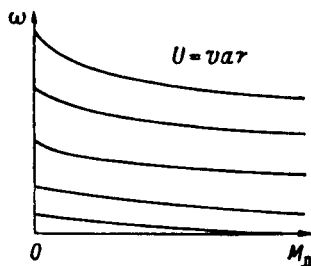


Рис. 11.43. Регулировочные характеристики синхронного двигателя при частотном управлении

#### § 11.14. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЕЙ (ТИРИСТОРОВ)

Преимуществом тиристоров по сравнению с транзисторами является возможность управления значительно большей мощностью при небольших потерях энергии.

Схема инвертора на тиристорах существенно отличается от схемы на транзисторах, так как запереть тиристор простым воздействием импульса на управляющий электрод невозможно. Для записания его необходимо снизить до нуля ток в силовой цепи. Для создания такого режима используются схемы с коммутационными конденсаторами. Принцип действия такой схемы рассмотрим на примере однофазного инвертора (рис. 11.44).

Пусть в некоторый момент времени открыт тиристор  $UB_1$ . Тогда ток от источника постоянного тока проходит по левой половине  $a$  вторичной обмотки трансформатора, а конденсатор  $C$  заряжен так, как показано на схеме.

Когда подается управляющий сигнал, отпирающий второй тиристор  $UB_2$ , то между анодом и катодом первого тиристора создается отрицательная разность потенциалов, равная напряжению на конденсаторе минус падение напряжения на втором выпрямителе. В результате ток через первый выпрямитель снижается до нуля.

По мере разряда конденсатора  $C$  положительное напряжение на первом тиристоре восстанавливается, но он остается запертым, так как в цепи управления включена батарея, создающая постоянное запирающее напряжение  $U_{co}$ .

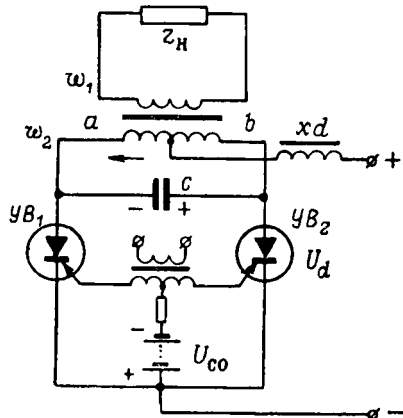


Рис. 11.44. Схема однофазного инвертора

Если теперь подать сигнал, который бы отпирал снова первый тиристор, то ток через второй тиристор прекратится. Таким образом подачей управляющих импульсов то на первый, то на второй тиристоры, создается ток то в половине  $a$ , то в половине  $b$  вторичной обмотки трансформатора, а в первичной его обмотке возникает переменный ток, проходящий через нагрузку  $Z_H$ . Частота тока определяется частотой управляющих импульсов.

Емкость  $C$  конденсатора выбирается такой, чтобы время его разряда было больше времени, необходимого для запираания вы-

прямителя под действием постоянного напряжения в цепи управления  $U_{co}$ . От величины емкости конденсатора  $C$  зависит также форма кривой переменного напряжения.

На рис. 11.45 приведена принципиальная схема устройства с трехфазным инвертором для регулирования скорости вращения

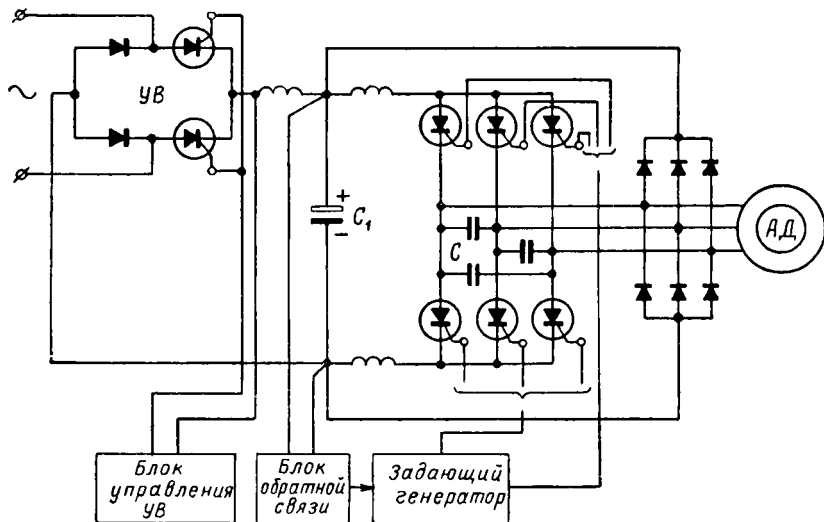


Рис. 11.45. Схема частотного регулирования асинхронного двигателя

асинхронного двигателя изменением частоты. В схеме используются коммутирующие конденсаторы  $C$ , действие которых основано на том же принципе, что и в однофазном инверторе.

Управляющие импульсы, определяющие порядок отпирания тиристоров в инверторе и служащие для регулирования частоты переменного тока, вырабатываются внешним задающим генератором. Для получения постоянного тока служит управляемый выпрямитель  $УВ$ . Регулирование напряжения на выходе выпрямителя осуществляется изменением угла запаздывания напряжения зажигания тиристоров. Сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения осуществляется фильтром, состоящим из электролитического конденсатора  $C_1$  и дросселей. Для автоматического изменения частоты инвертора, которое в данном устройстве должно следовать за изменением напряжения, подаваемого на двигатель, в схеме используется блок обратной связи, на вход которого подается напряжение постоянного тока, а с выхода снимается сигнал, воздействующий на задающий генератор и определяющий его частоту. Как видно из схемы, к зажимам асинхронного двигателя включен трехфазный мост, состоящий из шести неуправляемых вентиляй. Назначение его — замыкание токов обмоток двигателя, вызванных э. д. с. самоиндукции. Принцип действия этих вентиляй не отличается от действия вентиляй, включаемых параллельно индуктивной нагрузке в однофазной системе.

---

..

## Глава 12

# РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ПОМОЩЬЮ МУФТ СЦЕПЛЕНИЯ

## § 12.1. ФРИКЦИОННЫЕ МУФТЫ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В электроприводах летательных аппаратов широкое применение находят различные муфты, передающие вращение от электродвигателя к исполнительному механизму.

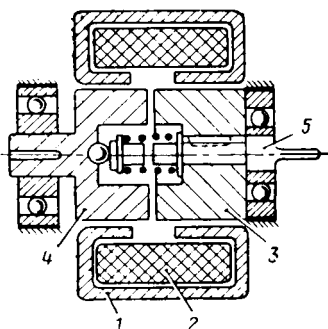


Рис. 12.1. Схема устройства фрикционной муфты с электромагнитным управлением:

1—ядро; 2—обмотка; 3—ведущий барабан; 4—ведомый барабан; 5—входной вал

На рис. 12.1 схематически изображено устройство фрикционной муфты с электромагнитным управлением. Вращающий момент, передаваемый муфтой при проскальзывании дисков, равен

$$M_{тр} = \mu_{тр} R_{ср} P, \quad (12.1)$$

где  $\mu_{тр}$  — коэффициент трения,  
 $R_{ср}$  — средний радиус,  
 $P$  — сила сжатия фрикционных дисков, равная силе притяжения якоря электромагнита.

Сила притяжения якоря определяется формулой

$$P = 39,2 B^2 S \text{ н}, \quad (12.2)$$

где  $B$  — индукция в воздушном зазоре в тл;  
 $S$  — площадь якоря в см<sup>2</sup>.

Динамические свойства муфты определяются как электрическими, так и механическими переходными процессами. Различают три этапа полного переходного процесса.

Первый этап начинается с момента подключения обмотки к источнику тока и заканчивается моментом соприкосновения дисков. В течение этого этапа сцепление поверхностей отсутствует, ведомый



диск неподвижен. Длительность первого этапа целиком определяется параметрами электромагнита.

Второй этап начинается с момента соприкосновения поверхностей трения. В течение второго этапа наблюдается проскальзывание поверхностей трения, которое продолжается до тех пор, пока не сравняются скорости вращения ведомого и ведущего дисков, т. е. пока не наступит полное сцепление.

Третий этап начинается после установления полного сцепления и заканчивается достижением номинальной установившейся скорости вращения. Третий этап при рассмотрении динамических свойств муфты обычно несущественен, в особенности если двигатель имеет механическую характеристику высокой жесткости.

Пренебрегая третьим этапом, длительность переходного процесса можно записать как

$$t_{\text{пер}} = t_1 + t_2,$$

где  $t_1$  и  $t_2$  — длительности первого и второго этапов.

Длительность первого этапа определяется как время срабатывания электромагнита и составляет для муфт авиационного типа  $0,01 \div 0,03$  сек.

Длительность второго этапа можно получить из уравнения движения

$$M_{\text{тр}} = M_c + J \frac{d\omega}{dt}, \quad (12.3)$$

где  $M_c$  — момент сопротивления механизма;

$J$  — момент инерции вращающихся частей, приведенный к ведомому диску.

Из уравнения (12.3) при условии, что  $M_{\text{тр}} - M_c = \text{const}$ , время второго этапа будет равно

$$t_2 = \frac{J}{M_{\text{тр}} - M_c} \omega_1,$$

где  $\omega_1$  — скорость вращения ведущего диска.

Управление электромагнитными муфтами может быть как плавным, так и импульсным.

В первом случае производится плавное изменение тока в обмотке муфты, вследствие чего меняется сила сцепления дисков и величина передаваемого муфтой вращающего момента. При этом якорь электромагнита перемещается незначительно, и на переходный процесс оказывает влияние лишь электрическая инерция обмотки муфты.

Различным значениям тока в обмотке муфты ( $I'$ ,  $I''$ ,  $I'''$ ) соответствуют разные значения передаваемого момента ( $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ ). Если пренебречь незначительным изменением скорости вращения двигателя при изменении вращающего момента, то механические регулировочные характеристики муфты имеют вид, изображенный

на рис. 12.2, т. е. жесткость механических регулировочных характеристик равна нулю. Из-за нестабильности коэффициента трения между дисками сцепления, что объясняется изменением коэффициента трения от температуры, состояния поверхностей сцепления и прочих факторов, плавное управление фрикционными муфтами применяется редко. Чаще применяют импульсное управление муфтами.

При импульсном управлении к обмотке электромагнита прикладываются импульсы, постоянные по величине напряжения, но переменные по длительности, т. е., иными словами, применяется широтно-импульсное управление.

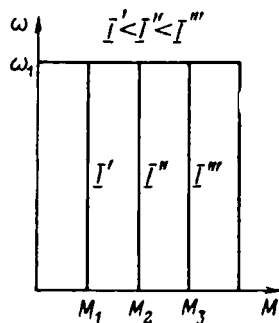


Рис. 12.2. Механические регулировочные характеристики фрикционной муфты

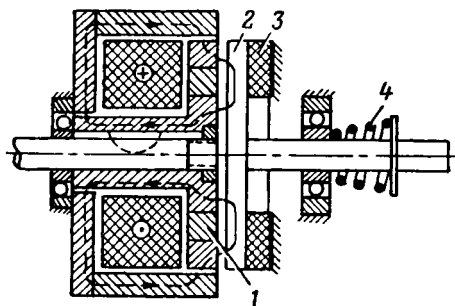


Рис. 12.3. Схема фрикционной муфты сцепления-торможения

Так как при этом диски муфты или полностью сцепляются, или полностью расцепляются, то нестабильность момента пробуксовки, вызываемая изменением коэффициента трения, не имеет значения.

В случае импульсного управления для соединения двигателя с исполнительным механизмом широко применяют электромагнитные муфты сцепления-торможения (рис. 12.3). В такой муфте при прекращении импульса ведомый диск 2 расцепляется с ведущим 1 и благодаря пружине 4 прижимается к тормозной плите 3. Этим достигается сокращение времени выбега исполнительного механизма.

Можно считать, что скорость вращения муфты также изменяется импульсами. Если пренебречь электромагнитной инерцией муфты, то можно выделить три характерные формы импульсов скорости вращения муфты (рис. 12.4). Форма импульса, указанная на рис. 12.4, а, соответствует диапазону скоростей в импульсе в пределах от 0 до  $\omega < \omega_1$ , форма б — диапазону скоростей вращения в импульсе от 0 до  $\omega_1$ , форма в — диапазону, соответствующему скоростям в импульсе  $0 < \omega \leq \omega_1$ .

Средняя скорость вращения находится в сложной зависимости от относительной длительности импульса  $\tau_3 = t_3/t_{ц}$  (рис. 12.5), одна-

ко для практических целей эта зависимость может быть выражена с достаточным приближением в виде

$$\omega_2 = \omega_1 \tau_3,$$

где  $\omega_1$  — скорость вращения ведущего диска муфты;

$\omega_2$  — средняя скорость ведомого диска;

$\tau_3$  — относительная длительность импульса.

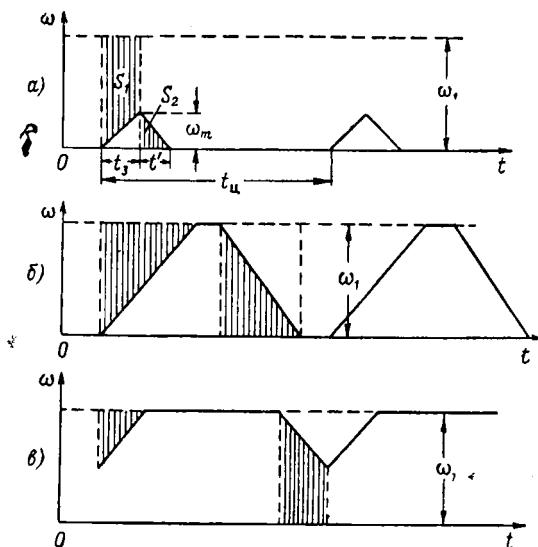


Рис. 12.4. Импульсы скорости вращения ведомого диска муфты

Работа фрикционной муфты сопровождается потерями энергии на трение, величина которых может достигать значительной величины, вызывая нагрев муфты.

При плавном управлении мощность потерь определяется точно такой же формулой, как и мощность потерь в асинхронном двигателе при изменении скольжения

$$\Delta P = M(\omega_1 - \omega_2), \quad (12.4)$$

где  $M$  — вращающий момент, передаваемый муфтой.

Из формулы (12.4) следует, что потери тем больше, чем меньше скорость вращения ведомого диска (рис. 12.6).

Определим потери в случае импульсного управления муфтой сцепления-торможения.

При малых значениях средней скорости вращения, когда наибольшая скорость в импульсе не достигает скорости ведущего дис-

ка (рис. 12.4, а), мощность потерь на трение пропорциональна заштрихованной площади  $S_1$  и  $S_2$  и будет равна

$$\Delta P = \left[ \frac{\omega_1 + \omega_1 - \omega_m}{2} M_{\text{тр}} t_3 + \frac{\omega_m}{2} M_{\text{тр}} t' \right] f, \quad (12.5)$$

где  $t_3$  — время включения обмотки муфты, принимаемое равным времени сцепления ведомого диска с ведущим;  
 $t'$  — время торможения ведомого диска;  
 $f$  — частота следования импульсов.

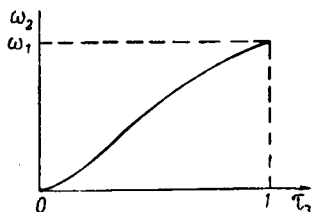


Рис. 12.5. Зависимость средней скорости вращения от относительной длительности импульса

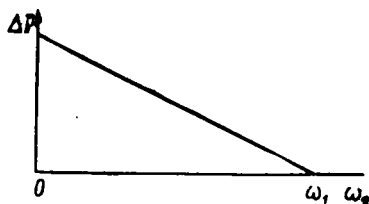


Рис. 12.6. Зависимость мощности потерь в муфте от средней скорости вращения при плавном управлении

Здесь для упрощения не учитывается время срабатывания электромагнита.

Из рис. 12.4, а следует, что

$$t_3 = \frac{\omega_m J}{M_{\text{тр}} - M_c},$$

$$t' = \frac{\omega_m J}{M_{\text{тр}} + M_c}.$$

Здесь  $J$  — приведенный момент инерции;

$M_c$  — момент сопротивления;

$M_{\text{тр}}$  — момент трения между ведущим и ведомым дисками, принятый в целях упрощения равным моменту трения между ведомым диском и тормозной платой.

Подставляя  $t_3$  и  $t'$  в выражение (12.5), получаем

$$\Delta P = \frac{\omega_m J f}{1 - \mu_c^2} [\omega_1 + \mu_c (\omega_1 - \omega_m)], \quad (12.6)$$

где

$$\mu_c = \frac{M_c}{M_{\text{тр}}}.$$

Средняя скорость ведомого диска

$$\begin{aligned}\omega_2 &= \frac{1}{2} \omega_m (t_3 + t') f = \frac{1}{2} \omega_m \left( \frac{\omega_m J}{M_{\text{тр}} - M_c} + \frac{\omega_m J}{M_{\text{тр}} + M_c} \right) f = \\ &= J \omega_m^2 f \frac{M_{\text{тр}}}{M_{\text{тр}}^2 - M_c^2}.\end{aligned}$$

Отсюда

$$\omega_m = \sqrt{\frac{\omega_2 (M_{\text{тр}}^2 - M_c^2)}{J f M_{\text{тр}}}} = \sqrt{\frac{\omega_2 (1 - \mu_c^2)}{J f}} M_{\text{тр}}.$$

Подставив это выражение в (12.6), можно найти

$$\begin{aligned}\Delta P &= \left[ \omega_1 + \mu_c \left( \omega_1 - \sqrt{\frac{\omega_2 (1 - \mu_c^2)}{J f}} M_{\text{тр}} \right) \right] \times \\ &\times \frac{\sqrt{\frac{\omega_2 (1 - \mu_c^2)}{J f}} M_{\text{тр}}}{1 - \mu_c^2} J f.\end{aligned}\quad (12.7)$$

Полученное выражение справедливо в пределах изменения максимальной скорости вращения в импульсе от  $\omega_m = 0$  до  $\omega_m \leq \omega_1$ .

При  $\omega_m = \omega_1$  средняя скорость ведомого диска равна

$$\omega_2' = J \omega_1^2 f \frac{1}{M_{\text{тр}} (1 - \mu_c^2)}.$$

Выражая отсюда  $\frac{M_{\text{тр}} (1 - \mu_c^2)}{J f}$  и подставляя в (12.7), можно выразить потери

$$\Delta P = \frac{J \omega_1^2 f}{1 - \mu_c^2} \left[ 1 + \mu_c \left( 1 - \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_2'}} \right) \right] \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_2'}}. \quad (12.8)$$

Уравнение (12.8) выражает собой зависимость потерь  $\Delta P$  от средней скорости  $\omega_2$  в пределах изменения  $\omega_2$  от 0 до  $\omega_2$ . Эта зависимость графически изображена на рис. 12.7. При значениях средней скорости вращения, больших  $\omega_2$ , когда форма импульса скорости соответствует рис. 12.4, б, мощность потерь остается неизменной, такой же, как и при  $\omega_2 = \omega_2'$ , и равной

$$\Delta P' = \frac{\omega_1^2 J f}{1 - \mu_c^2}. \quad (12.9)$$

Когда средняя скорость вращения ведомого диска превысит некоторое значение  $\omega_2''$ , форма импульса принимает вид, изображенный на рис. 12.4, в. Мощность потерь при этом постепенно уменьшается и становится равной нулю при  $\omega_2 = \omega_1$ , т. е. когда прекращается проскальзывание дисков.

На рис. 12.7 линией  $a$  изображена также зависимость потерь на трение для случая плавного управления муфтой. Как видно из рисунка, при малых скоростях вращения с энергетической точки

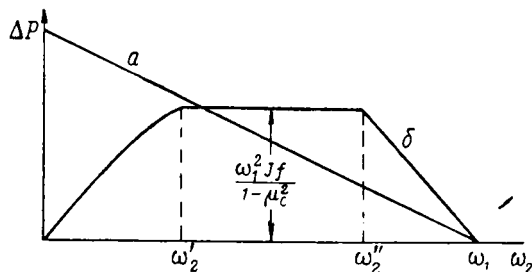


Рис. 12.7. Зависимость мощности потерь от скорости при импульсном управлении

зрения выгоднее применять импульсное управление. Поэтому для механизмов, которые большую часть времени работают с малыми скоростями, т. е. находятся в так называемом «режиме ожидания», именно и применяют муфты с импульсным управлением. Примерами таких исполнительных механизмов могут служить многие органы управления летательных аппаратов.

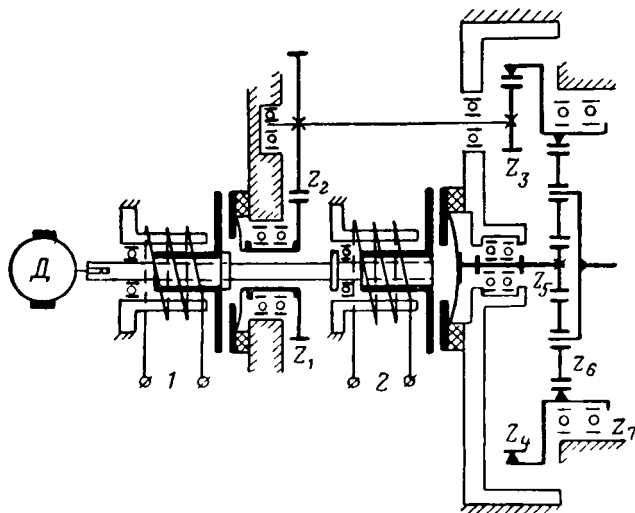


Рис. 12.8. Схема реверсивных муфт

При импульсном управлении муфтой желательно, чтобы частота следования импульсов  $f$  была на порядок выше частоты пропускаемой управляемым объектом. Так, например, при управлении самолетом частоту следования импульсов, подаваемых на обмотку

муфты, желательно иметь не менее 10 *гц*. При такой частоте следования импульсов могут надежно работать лишь муфты мощностью в 10—30 *вт*. В более мощных муфтах при такой частоте пружины быстро изнашиваются, вследствие чего приходится ограничивать частоту  $f$  до 1 *гц*, что неизбежно вызывает колебания управляемого объекта с такой же частотой.

Невозможность использования достаточно высокой частоты при импульсном управлении мощными фрикционными муфтами является существенным недостатком этого способа управления.

Для осуществления реверса применяют две муфты сцепления-торможения, соединяемые по кинематической схеме, изображенной на рис. 12.8. Нетрудно заметить, что при подаче импульсов на обмотку 1 выходной вал получает вращение в прямом направлении, а при подаче на обмотку 2 — в обратном.

## § 12.2. ФЕРРОПОРОШКОВЫЕ МУФТЫ

На рис. 12.9 изображена схема устройства ферропорошковой муфты. Между ведущим стаканом 1 и ведомым 2 находится ферромагнитный наполнитель, состоящий из смеси железного порошка и графита. При пропускании электрического тока по обмотке

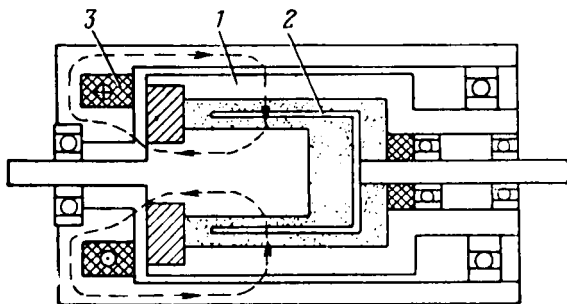


Рис. 12.9. Схема ферропорошковой муфты

муфты 3 в зазоре между стаканами создается магнитный поток, что вызывает увеличение вязкости наполнителя и возникновение механической связи ведущего и ведомого стаканов.

Для реверсивного привода используются две муфты, соединенные по кинематической схеме, изображенной на рис. 12.10.

Механические характеристики муфты, соответствующие различным токам в обмотке электромагнита, приведены на рис. 12.11. С достаточной для практических целей точностью можно считать, что жесткость характеристик муфты равна нулю.

Электромеханическая постоянная определяется в основном электрической постоянной обмотки, а также механической инер-

цией порошка, перемещающегося в зазоре между стаканами. Электромеханическая постоянная муфта зависит от размеров муфты, и для муфт авиационного типа мощностью до 500 *вт* она не превосходит  $0,01 \div 0,02$  *сек.*

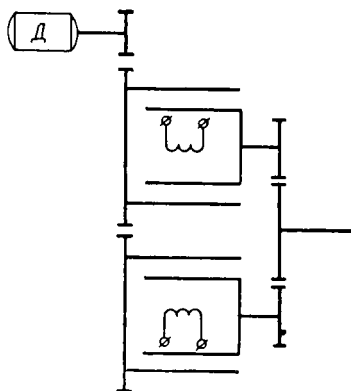


Рис. 12. 10. Схема реверсивных ферропорошковых муфт

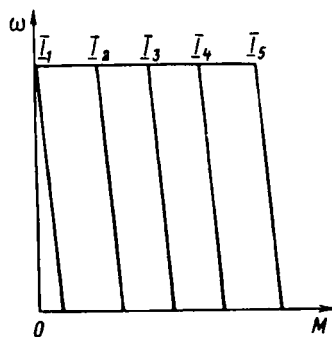


Рис. 12. 11. Механические характеристики ферропорошковых муфт

Быстродействие ферропорошковых муфт является одним из важнейших их преимуществ перед фрикционными электромагнитными муфтами. Кроме того, в ферропорошковых муфтах практически отсутствуют быстро изнашивающиеся подвижные части, поэтому такие муфты можно использовать в импульсном режиме как при малой, так и при большой мощности.

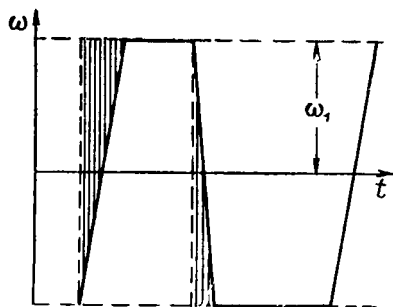


Рис. 12. 12. К определению потерь в муфте

Работа ферропорошковых муфт так же, как и фрикционных, сопровождается при скольжении потерями энергии. При плавном управлении зависимость потерь от скорости вращения ведомого диска выражается так же, как и в случае фрикционной муфты.

Найдем потери на скольжение при импульсном управлении реверсивными муфтами, работающими по кинематической схеме, изображенной на рис. 12. 10.

При импульсах скорости вращения трапециевидальной формы (рис. 12. 12) энергия потерь на скольжение пропорциональна заштрихованным площадкам и не зависит от относительной ширины импульса, т. е. от средней скорости вращения.



Мощность потерь на скольжение в обеих муфтах составляет

$$\Delta P = M_{\text{тр}} 2\omega_1 \left( \frac{1}{2} \frac{2\omega_1 J}{M_{\text{тр}} - M_c} + \frac{1}{2} 2\omega_1 \frac{J}{M_{\text{тр}} + M_c} \right) f, \quad (12.10)$$

или

$$\Delta P = \frac{2\omega_1^2 J f}{1 - \mu_c^2}, \quad (12.11)$$

где

$$\mu_c = \frac{M_c}{M_{\text{тр}}},$$

$J$  — приведенный к выходному валу муфты момент инерции вращающихся частей.

Как видно из (12.11), для уменьшения потерь при скольжении момент, передаваемый муфтой, должен быть значительно больше момента сопротивления. Коэффициент  $\mu_c$  в этом случае будет достаточно малым. Практически достаточно иметь  $\mu_c = 0,2 \div 0,3$ .

### § 12.3. ФРИКЦИОННЫЕ САМОРЕГУЛИРУЮЩИЕСЯ МУФТЫ

В некоторых авиационных агрегатах используются предохранители от механических перегрузок, в качестве которых обычно применяют фрикционные муфты сцепления. Они служат для предотвращения чрезмерных напряжений исполнительных механизмов и деталей конструкции летательного аппарата.

Вращающий момент, передаваемый фрикционной муфтой при пробуксовке, вследствие нагрева и изменения состояния поверхности дисков может сильно изменяться. Изменение коэффициента трения в муфте может иметь место не только в течение всего эксплуатационного периода, но даже и в течение одного цикла работы.

В мощных электромеханизмах для стабилизации момента пробуксовки применяют саморегулирующиеся фрикционные муфты, одна из которых схематически изображена на рис. 12.13.

Входной вал жестко соединен с наружным стаканом 1, вращение которого передается стакану 4 через шарики 5.

При вращении входного вала 1 момент его передается через фрикционные диски на выходной вал 2 за счет прижатия фрикционных дисков, закрепленных на стакане 4, к дискам, закрепленным на выходном валу 2. Это прижатие дисков осуществляется с помощью пружины 6 и кольца 3.

Если момент сопротивления выходного вала возрастет более двухкратного номинального значения, сцепление фрикционных дисков ослабнет (за счет сжатия пружины 6 и перемещения кольца 3 влево) начнется пробуксовка дисков, защищая тем самым механизм от поломки.

Возникновение сил, заставляющих переместиться стакан 3 влево, поясняется рис. 12.13 (вид по А—А). Так как пазы стакана 4

имеют скошенные стенки, то при возрастании момента (более двухкратного) передаваемого с входного вала на выходной, шарик 5 по скошенной стенке паза будет стремиться переместиться по стенке, в результате чего появляется сила  $F_N$ , стремящаяся сдвинуть стакан 4 и кольцо 3 влево.

Сила эта направлена противоположно возвратной силе пружин и пропорциональна величине передаваемого вращающего момента:

$$F_N = k_{\text{обр}} M,$$

где  $k_{\text{обр}}$  — коэффициент, зависящий от геометрических размеров стакана, в котором находится шарик 5.

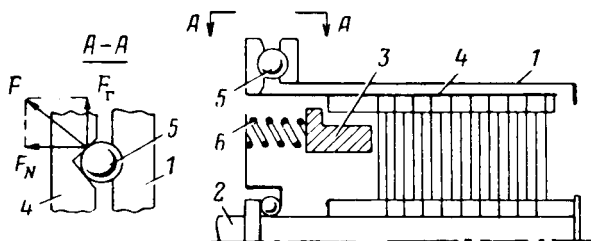


Рис. 12. 13. Схема саморегулирующейся фрикционной муфты

Вращающий момент, передаваемый муфтой, равен

$$M = k_{\mu} (F_{\pi} - F_N).$$

Здесь  $\mu$  — коэффициент трения;

$F_{\pi}$  — сила действия пружин;

$k$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от геометрических размеров муфты.

Или

$$M = k_{\mu} F_{\pi} - k_{\mu} k_{\text{обр}} M.$$

Отсюда

$$M = \frac{k_{\mu} F_{\pi}}{1 + k \cdot k_{\text{обр}} \mu}.$$

При

$$\mu k \cdot k_{\text{обр}} \gg 1,$$

$$M \cong \frac{F_{\pi}}{k_{\text{обр}}}, \quad (12.12)$$

т. е. передаваемый муфтой вращающий момент при пробуксовке дисков не зависит от коэффициента трения  $\mu$ .

---

## Глава 13

### СИСТЕМЫ СИНХРОННОГО ВАЛА

#### § 13.1. СИСТЕМА СИНХРОННОГО ВАЛА С АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ, ИМЕЮЩИМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКУЮ СВЯЗЬ ЧЕРЕЗ РЕОСТАТ

Системы синхронного вала применяют в тех случаях, когда необходимо одновременно приводить в действие два или несколько одинаковых механизмов, причем так, чтобы перемещение их составляло одну и ту же величину.

В отличие от следящего привода в системе синхронного вала отсутствуют контролирующие устройства и усилители; синхронные перемещения механизмов достигаются здесь соединением двигателей по особым схемам.

Необходимость в системах синхронного вала возникает, например, в случае индивидуальных приводов посадочных щитков самолета, расположенных на разных плоскостях, и во многих других случаях. Благодаря системе синхронного вала при управлении посадочными щитками сохраняется аэродинамическая симметрия самолета.

Схема синхронного привода с асинхронными двигателями и общим реостатом в цепи роторов изображена на рис. 13.1. Условием нормальной работы системы является идентичность параметров обоих двигателей.

При вращении роторов в случае одинакового расположения роторных обмоток по отношению к полям статоров и при равных нагрузках на двигатели, в обмотках роторов двигателей наводятся э. д. с. (рис. 13.2), равные по величине и совпадающие по фазе. Напряжения на кольцах двигателей  $D_1$  и  $D_2$  при этом будут равны, они уравновешивают друг друга и ток в роторной цепи отсутствует. Отсюда следует, что при синхронном вращении, в роторных обмотках возможно протекание токов и двигатели могут развивать вращающие моменты только при наличии реостата. Ток в реостате складывается из токов роторов двух двигателей в соответствии с распределением токов, показанным для одной фазы на схеме рис. 13.1 сплошными стрелками.

При увеличении нагрузки на валу двигателя  $D_2$  по сравнению с нагрузкой на валу двигателя  $D_1$ , ротор двигателя  $D_2$  отстает от ротора двигателя  $D_1$  (рис. 13.3). Э. д. с. роторов при этом сдвигаются по фазе на угол  $\theta$ . Причем, если э. д. с. ротора двигателя  $D_2$  опережает э. д. с. ротора двигателя  $D_1$ , то в результате возникает разность э. д. с. роторных обмоток, под действием которой в роторной цепи начинает проходить уравнивающий ток, показанный на рис. 13.1 пунктирными стрелками. Уравнивающий ток вызывает

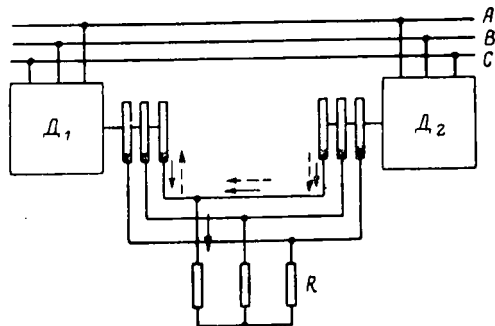


Рис. 13.1. Схема синхронного привода с асинхронными двигателями и общим реостатом

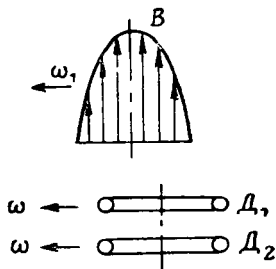


Рис. 13.2. Диаграммы э. д. с. роторов двигателей при холостом ходе

уменьшение вращающего момента двигателя  $D_1$  и увеличение момента двигателя  $D_2$ . В результате в системе устанавливается новая общая скорость вращения двигателей, соответствующая перераспределенным нагрузкам двигателей.

Зависимости вращающих моментов двигателей от угла рассогласования могут быть определены на основании изображенной на рис. 13.4 схемы замещения данной системы. На схеме рис. 13.4 приняты обозначения:

- $r_1$  — активное сопротивление обмотки статора;
- $r_2$  — активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к обмотке статора;
- $x_1$  — реактивное сопротивление рассеивания статора;
- $x_2$  — реактивное сопротивление рассеивания обмотки ротора, приведенное к обмотке статора;
- $x_0$  — реактивное сопротивление намагничивающего контура;
- $R'$  — сопротивление реостата, приведенное к обмотке статора;
- $s$  — скольжение двигателя (принимается одинаковым для обоих двигателей).

В схеме замещения при определении угла рассогласования  $\theta$  учитывается то обстоятельство, что пространственный сдвиг угла вращения ротора двигателя  $D_2$  относительно ротора двигателя  $D_1$  можно заменить эквивалентным ему сдвигом вращающегося поля

на тот же угол (умножением напряжения, приложенного к обмотке статора двигателя  $D_2$ , на  $e^{j\theta}$ ).

Обозначив полные сопротивления статора и ротора соответственно через

$$Z_1 = r_1 + j(x_0 + x_1);$$

$$Z_2 = \frac{r_2'}{s} + j(x_0 + x_2'),$$

уравнения для цепей статора и ротора двигателей  $D_1$  и  $D_2$  записывают в виде:

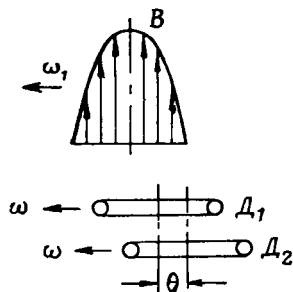


Рис. 13.3. Диаграммы э. д. с. роторов двигателей под нагрузкой

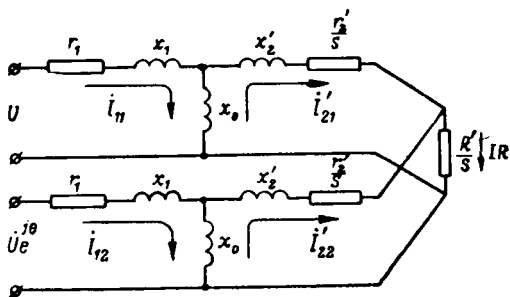


Рис. 13.4. Схема замещения системы синхронного вращения

для двигателя  $D_1$

$$\dot{U} = \dot{I}_{11} Z_1 - \dot{I}'_{21} j x_0; \quad (13.1)$$

$$\dot{I}_{11} j x_0 - \dot{I}'_{21} Z_2 = \frac{R'}{s} (\dot{I}_{21} + \dot{I}'_{22}); \quad (13.2)$$

для двигателя  $D_2$

$$\dot{U} e^{j\theta} = \dot{I}_{12} Z_1 - \dot{I}'_{22} j x_0; \quad (13.3)$$

$$\dot{I}_{12} j x_0 - \dot{I}'_{22} Z_2 = \frac{R'}{s} (\dot{I}'_{22} + \dot{I}'_{21}). \quad (13.4)$$

Из полученных уравнений могут быть определены:

$\dot{I}_{11}$  — ток статора первого двигателя;

$\dot{I}'_{21}$  — приведенный ток ротора первого двигателя;

$\dot{I}_{12}$  — ток статора второго двигателя;

$\dot{I}'_{22}$  — приведенный ток ротора второго двигателя.

Чтобы получить выражение электромагнитных вращающих моментов, развиваемых двигателями, необходимо вычислить актив-

ные мощности, передаваемые во вторичные цепи двигателей ( $P_{21}$  и  $P_{22}$ ), и разделить их на синхронную угловую скорость вращения  $\omega_0$ , т. е.

$$M_{\text{д1}} = \frac{P_{21}}{\omega_0}, \quad M_{\text{д2}} = \frac{P_{22}}{\omega_0}.$$

Мощности  $P_{21}$  и  $P_{22}$  могут быть выражены в виде

$$P_{21} = mUI_{11} \cos \varphi_{11} - mI_{11}^2 r_1;$$

$$P_{22} = mUI_{12} \cos \varphi_{12} - mI_{12}^2 r_1,$$

где  $\varphi_{11}$  и  $\varphi_{12}$  углы сдвига фаз между напряжениями и токами,  $m$ —число фаз.

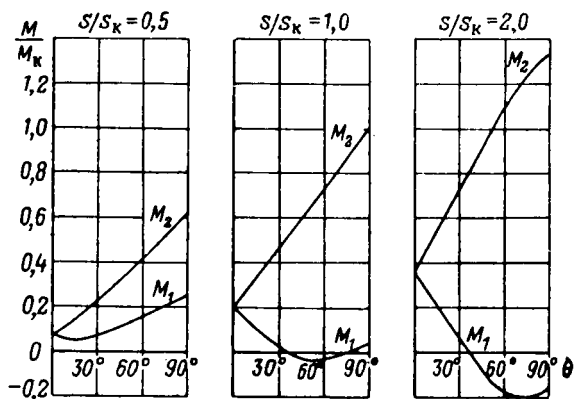


Рис. 13.5. Зависимость вращающих моментов двигателей от угла рассогласования

В случае  $\theta = 0$  моменты двигателей равны друг другу

$$M_1 = M_2.$$

При увеличении угла рассогласования момент, развиваемый одним двигателем, становится больше момента, развиваемого другим двигателем. На рис. 13.5 изображены зависимости моментов двигателей от угла рассогласования, соответствующие трем различным значениям скольжения. Как видно из сравнения кривых, чем больше угол рассогласования, тем больше разность моментов двигателей, называемая уравнивающим моментом. Уравнивающий момент достигает максимума при  $\theta = 90^\circ$ . Однако практически система может работать только при  $\theta \leq 30^\circ$ .

Положительным качеством системы синхронного вала является ее простота, а также то, что эта система может работать синхронно и при пуске и при торможении.

Недостаток системы заключается в том, что уравнивающий момент зависит от напряжения на кольцах ротора, возрастая с увеличением этого напряжения. Поэтому реостат в роторной цепи должен иметь большое сопротивление, соответствующее значительному скольжению (примерно в 30%), что приводит к значительным тепловым потерям энергии в реостате.

### § 13.2. СИСТЕМА СИНХРОННОГО ВАЛА СО ВСПОМОГАТЕЛЬНЫМИ АСИНХРОННЫМИ МАШИНАМИ

На рис. 13.6 изображена схема системы синхронного вала со вспомогательными асинхронными машинами. Здесь  $D_1$  и  $D_2$  — главные или рабочие двигатели, связанные соответственно с валом  $I$  и  $II$ . Для синхронизации вращения обоих валов служат вспомогательные или синхронизирующие машины  $BM_1$  и  $BM_2$ , жестко связанные на общих валах с главными машинами и вращающиеся в направлении или против направления вращения магнитного поля статоров.

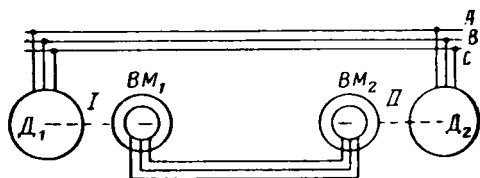


Рис. 13.6. Схема системы синхронного вала со вспомогательными машинами

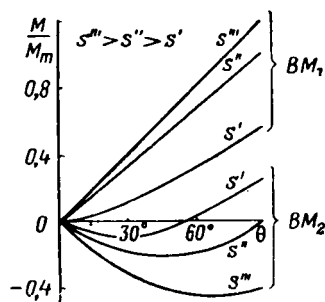


Рис. 13.7. Зависимость вращающих моментов вспомогательных машин от угла рассогласования

Выражения для вращающих моментов вспомогательных машин могут быть получены как частные случаи выражений для моментов машин, работающих на общий реостат, когда его сопротивление  $R' = \infty$ .

На рис. 13.7 изображена зависимость моментов вспомогательных машин от угла рассогласования при разных скольжениях.

Из кривых рис. 13.7 следует, что уравнивающий момент возрастает при увеличении скольжения. Поэтому, чтобы обеспечить надежную синхронизацию хода, обычно применяют вращение роторов вспомогательных машин против поля при скольжениях, близких к 2. При таком включении достоинством рассматриваемой системы по сравнению с системой с общим реостатом является то, что уравнивающий момент не уменьшается по мере увеличения скорости системы при пуске, как это имеет место в системе с общим реостатом, а даже несколько возрастает.

В рассматриваемой системе в качестве главных машин принципиально могут быть использованы и неэлектрические двигатели.

Основным недостатком системы со вспомогательными машинами является необходимость использования дополнительных машин, что усложняет эксплуатацию системы и увеличивает ее вес и габариты. Пуск системы должен производиться после предварительной синхронизации вспомогательных машин.

Мощность вспомогательных машин в зависимости от ожидаемой неравномерности нагрузок может достигать 100% мощности главных двигателей.

### § 13.3. СИСТЕМА СИНХРОННОГО ВАЛА С ДВИГАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Синхронизация вращения двигателей постоянного тока может быть осуществлена без применения каких-либо дополнительных устройств по способу, предложенному академиком К. И. Шенфером. Для этой цели якорь машины снабжается, помимо коллектора, также и кольцами так же, как и у олонькорного умформера. Машина постоянного тока, снабженная контактными кольцами, присоединенными к якорной обмотке, является со стороны переменного тока

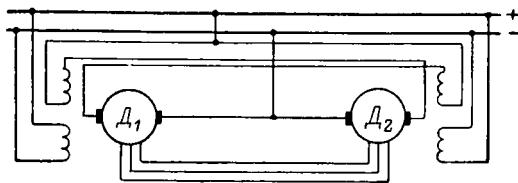


Рис. 13.8. Схема системы синхронного вращения с двигателями постоянного тока

синхронной машиной. В случае необходимости синхронизации работы двух или нескольких машин постоянного тока они снабжаются контактными кольцами, соединенными между собой. Соответствующая схема применительно к двигателям смешанного возбуждения изображена на рис. 13.8. Особенностью схемы является то, что здесь имеется не только связь между машинами по переменному току, но и то, что последовательно соединяемая обмотка возбуждения одного двигателя пропускает через себя ток якоря другого двигателя. Такой способ включения имеет то достоинство, что в случае увеличения момента сопротивления на валу одного из двигателей сила тока в якоре его увеличивается, а скорость его соответственно падает. Одновременно из-за увеличения тока в последовательно соединяемой обмотке происходит снижение скорости вращения другого двигателя; таким образом, условия синхронизации двигателей в этом случае упрощаются.



---

---

## Глава 14

# ПОНЯТИЕ ОБ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С ПРИМЕНЕНИЕМ СЧЕТНО-РЕШАЮЩИХ УСТРОЙСТВ (ЦИФРОВОЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД)

### § 14.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Вычислительная техника в настоящее время стала широко применяться во всех отраслях народного хозяйства, в том числе для управления сложными технологическими процессами в промышленности и технике, для управления объектами, находящимися на больших расстояниях от вычислительного центра и т. д.

Цифровую вычислительную технику можно разделить на три группы:

**Системы, обрабатывающие информацию.** В таких системах измерение параметров происходит в непрерывной форме, а затем при помощи специальных устройств измеренные величины из непрерывной формы преобразуются в дискретные. В дальнейшем эти данные поступают в запоминающие устройства или обрабатываются для последующего использования.

**Система программного управления.** В таких системах осуществляется управление каким-либо приводом по заранее составленной программе. Обычно программа составляется в цифровой форме в виде кода (например, двоичного), нанесенного на перфоленту, перфокарту или магнитную ленту. Естественно, что такая карта или лента может быть использована для управления реальным объектом неоднократно. При этом нужно иметь устройство, которое преобразовывало бы данные, полученные с перфокарты или перфоленты, в величины, необходимые для управления двигателем. Обычно такие системы применяются в управлении металлорежущими станками, в управлении и контроле летательными аппаратами и т. д.

**Системы дистанционного управления с непрерывной обработкой информации в дискретной форме и с последующей выдачей сигналов управления двигателю или двигателям.** В этом случае заранее составить программу управления двигателем трудно, и поэтому центральное вычислительное устройство (ЦВУ) непрерывно опре-

деляет оптимальный режим работы двигателя (или двигателей) и подает на него команды, выражаемые в дискретной форме. Подобный способ управления оказался возможным только тогда, когда в (ЦВУ) стали использоваться быстродействующие элементы, обеспечивающие с высокой скоростью и точностью необходимые вычисления и выдачу команд управления на объект. Несмотря на то, что передача информации на объект осуществляется в дискретной форме, в виде кода, этот метод управления имеет целый ряд достоинств: высокая точность работы цифровой следящей системы, малое влияние на работу системы измерений температуры, давления, влажности и других факторов. Передача информации кодом в дискретной форме легко осуществляется, как по проводам, так

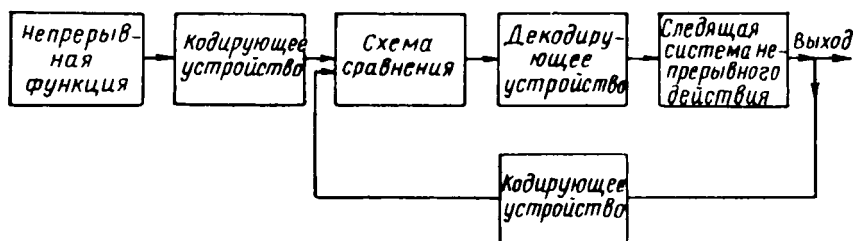


Рис. 14.1. Структурная схема следящей системы

и по каналам радиосвязи. При этом точность передачи информации не зависит от амплитуды и формы сигнала, но для повышения надежности уровень командных импульсов должен превышать уровень помех.

К недостаткам такой системы следует отнести большое количество элементов, используемых в ней, а также сложность эксплуатации ее, требующая высокой квалификации обслуживающего персонала. Примером этого вида управления могут служить автоматические металлорежущие станки, где информация с чертежа поступает на кодирующее устройство. Затем этот код сравнивается с кодом, поступающим с выходного вала исполнительного механизма. Разность этих кодов превращается в напряжение, с помощью которого осуществляется в непрерывной форме управление объектом (см. рис. 14.1). Другим примером применения указанной системы может служить привод противовоздушных средств наведения, где входом может служить сигнал, поступающий с вычислительного центра.

В дальнейшем более подробное рассмотрение подобных систем электропривода будет вестись в предположении, что читатель уже знаком с двоичным счислением и с работой некоторых элементов, входящих в схемы вычислительных устройств (триггер, логические элементы «И», «ИЛИ», «НЕ», линии задержки, счетчики прямого и обратного счета, сумматор и т. д.).

## § 14.2. КОДИРОВАНИЕ МЕХАНИЧЕСКОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Всякое механическое перемещение можно представить в виде определенного числа в какой-либо системе счисления. Однако перевод линейной величины в кодированное число может осуществляться по-разному. На рис. 14.2 приведена диаграмма, иллюстрирующая один из методов кодирования перемещений.

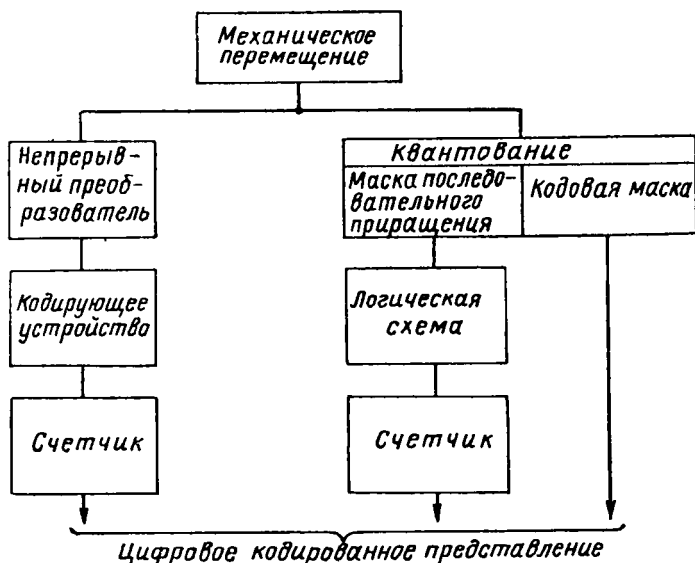


Рис. 14.2. Диаграмма методов кодирования

На диаграмме показано, что механическое перемещение с помощью датчиков может быть преобразовано в напряжение, а затем — в цифровой код, показывающий либо полное перемещение, либо приращение перемещения по отношению к предыдущему значению. Для того чтобы работу отдельных узлов схемы представить более отчетливо, рассмотрим на конкретном примере, как производится кодирование.

Следует оговориться, что в вычислительной технике используются кодирующие и декодирующие устройства самых разнообразных типов, поэтому описать все средства кодирования просто невозможно. Остановимся поэтому лишь на некоторых из них.

## § 14.3. КОДИРОВАНИЕ ПО СХЕМЕ ПЕРЕМЕЩЕНИЕ—НАПРЯЖЕНИЕ—КОД

Как показано на схеме (рис. 14.3), генератор импульсов (ГИ) создает импульсы большой частоты (порядка мегагерц). Если ключ «И» открыт, то эти импульсы поступают на счетчик. Входное непрерывное напряжение (например, снимаемое с датчика или по-

тенциометра) подается на схему сравнения. Сюда же подается напряжение от линейного ступенчатого генератора (ГЛСН). При неравенстве  $U_{вх}$  и  $U_{ГЛСН}$ , в случае подачи сигнала управления на стартстопную схему, стартстопное устройство включает ключ «И», и импульсы ГИ одновременно поступают на счетчик и на генератор линейного ступенчатого напряжения. Счетчик при этом начнет считать импульсы, а выходное напряжение на выходе генератора линейного ступенчатого напряжения с каждым импульсом будет увеличиваться на  $\Delta U$ . В момент, когда  $U_{вх} = U_{ГЛСН}$ , счет импульсов прекращается, так как с выхода схемы сравнения в этом слу-

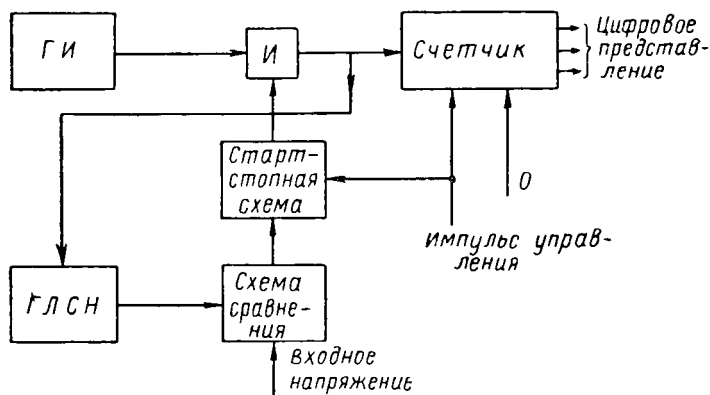


Рис. 14.3. Схема преобразования напряжения в код

чае поступает сигнал, закрывающий стартстопное устройство. Число импульсов, записанное при этом счетчиком, дает представление о входном напряжении, а следовательно, и о механическом перемещении.

При подаче на счетчик команды (импульса считывания) цифровой код счетчика может быть передан в последующий элемент (например, на декодирующее устройство в приводе, в том числе и на расстояние), после чего счет импульсов может повториться снова. При этом, если генератор линейного ступенчатого напряжения поставить в исходное положение и начать делать новые отсчеты, то счетчик может показать абсолютную величину напряжения. Если же генератор в исходное положение не устанавливать, то можно измерять приращение напряжения. Но так как приращение, вообще говоря, может менять знак, то в схеме надо предусмотреть логическую ячейку, которая управляла бы счетчиком, прибавляя или вычитая импульсы.

В качестве датчиков механического перемещения могут быть использованы сельсины, индуктосины или фазорасщепители. Известно, что выходное напряжение сельсина-приемника пропорционально синусу угла рассогласования между сельсином-датчиком

и сельсином-приемником. Поэтому выходное напряжение сельсина и является мерилем перемещения, которое при соответствующей обработке этого сигнала можно закодировать.

#### § 14.4. КОДИРОВАНИЕ ПО СХЕМЕ ПЕРЕМЕЩЕНИЕ— ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРВАЛ—КОД

Цифровое представление о перемещении можно получить сравнивая интервалы времени между опорным синусоидальным напряжением и напряжением, полученным с выхода фазовращателя (например, вращающегося трансформатора или фазосдвигающего сельсина и т. д.).

На рис. 14.4 представлены две синусоиды. Первая синусоида показывает изменение опорного напряжения, вторая — напряжение, полученное с выхода фазосдвигающего сельсина. Отрезок времени между одноименными точками ( $a_1$ ,  $a_2$ ), лежащими на оси абсцисс, пропорционален углу расхождения, а следовательно, находится в определенной зависимости от перемещения. Можно создать такую схему устройства для непрерывно-дискретных преобразований, которое каждый раз просчитывало бы это расстояние и выдавало бы на своем выходе цифровое представление о перемещении.

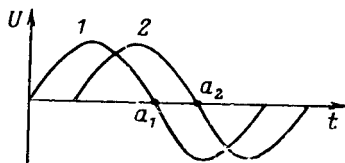


Рис. 14.4. Мгновенное значение опорного напряжения (1) и напряжения с сельсина (2)

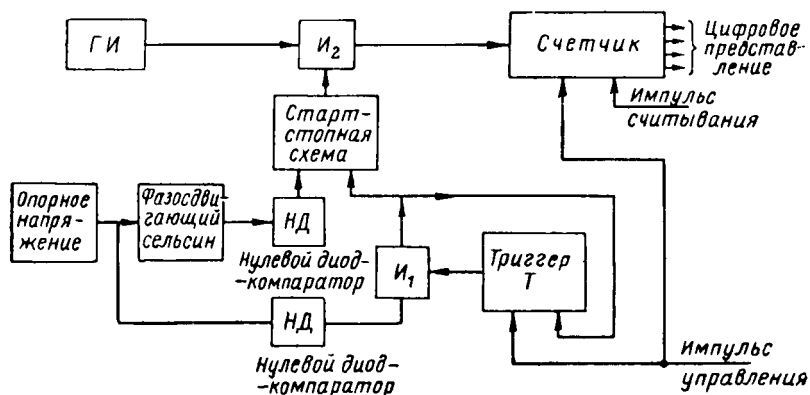


Рис. 14.5. Схема кодирования по интервалу времени

На рис. 14.5 представлен принцип действия такого устройства, в котором кодирование осуществляется не по напряжению, а по интервалу времени между синусоидами.

Нулевые диоды — компараторы (НД) создают импульсы напряжения в момент перехода опорного или сдвинутого по фазе на-

пряжения через нуль. Такой импульс в момент перехода опорного напряжения через нуль поступает через нулевой диод к ключу  $I_1$ . Ключ  $I_1$  не пропускает эти импульсы на старстопное устройство до тех пор, пока на триггер  $T$  не придет импульс управления. При подаче импульса управления триггер  $T$  переключится и откроет ключ  $I_1$ , вследствие чего старстопное устройство откроется, а триггер  $T$  вновь закроется, пропуская только этот единственный импульс. Старстопное устройство после переключения открывает ключ  $I_2$  в цепи генератора импульсов  $ГИ$  и счетчик начинает отсчитывать импульсы. Как только напряжение с сельсина, сдвинутое по фазе, проходит через нуль, нулевой диод через старстопное устройство выключит ключ  $I_2$  и счетчик прекратит подсчет импульсов. Полученное числовое представление, выражаемое показаниями счетчика, и является мерилем сдвига фазы или механического перемещения вала или другого объекта.

#### § 14.5. КОДИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО С МАГНИТНЫМ БАРАБАНОМ

На рис. 14.6 показано кодирующее устройство, в котором используется магнитный барабан. На барабане 3, вращающемся с постоянной скоростью, имеются две магнитные дорожки, причем на одной из них записываются заранее синхронизированные импульсы,

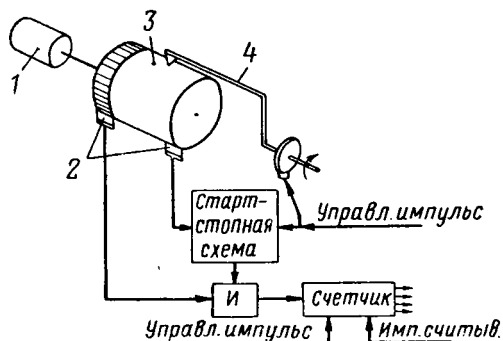


Рис. 14.6. Цилиндрический преобразователь угла в код:

1—двигатель; 2—головка считывания; 3—барабан с магнитными дорожками; 4—головка записи

а на другой — импульсы с подвижной головки записи 4. Эта головка механически связана с валом, угловое перемещение которого должно быть выражено в виде кода.

При подаче импульса управления этот импульс записывается на дорожке записи вращающегося барабана и одновременно счетчик начинает считывать число заранее записанных импульсов с левой дорожки. Списывание заранее записанных импульсов продолжается до тех пор, пока записанный импульс не будет считан

правой головкой 2, расположенной снизу барабана. После считывания записанный импульс с этой дорожки стирается и процесс повторяется снова. Количество импульсов, считанных с барабана, является цифровым выражением углового перемещения.

#### § 14.6. КОДИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПРИРАЩЕНИЯ

Одним из достоинств способа кодирования последовательным приращением является значительное упрощение непрерывно-дискретного преобразования.

Принцип работы устройства, в котором используется этот способ, очень прост. Если взять диск с прорезями, с одной стороны которого поставить источник света, а с другой — фотоэлемент, то при вращении этого диска световой поток, попадая на фотоэлемент, будет прерываться зубцами диска. Каждый раз, как только на фотоэлемент попадает свет, на выходе его возникает импульс, поступающий на счетчик. Чем больше щелей, тем точнее считывается угол поворота (перемещение). Однако такое устройство не может отмечать направление перемещения. Для фотоэлемента в данном случае безразлично, в какую сторону поворачивается диск, в то время, как для кодирования это имеет существенное значение.

Для считывания импульсов надо поэтому иметь устройство, которое либо складывало, либо вычитало импульсы в зависимости от направления перемещения диска.

На рис. 14.7 вместо оптического коммутатора показан трехщеточный механический коммутатор, с помощью которого проследим работу этого устройства.

Нетрудно заметить, что при вращении диска коммутатора в разных направлениях чередование выходных импульсов, снимаемых со щеток *A*, *B*, *C*, будет различным. Так, например, если коммутатор вращается по часовой стрелке, то чередование включаемых щеток может быть обозначено как *A—B—C*, если против часовой стрелки, — то *C—B—A*.

Если эти щетки подключить к логической схеме, представленной на рис. 14.8, а с выхода этой схемы импульсы подавать на реверсивный счетчик (т. е. способный вести счет в прямом и обратном направлениях), то в зависимости от направления вращения

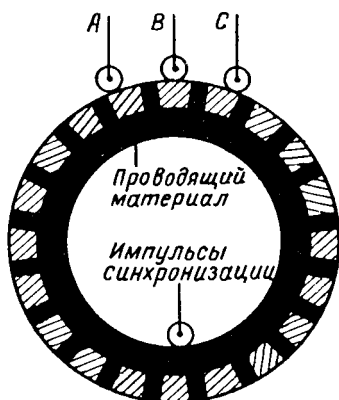


Рис. 14.7. Трехщеточный коммутатор

диска, счетчик даст правильное цифровое представление о перемещении.

Рассмотрение работы логической схемы удобно начинать с момента, когда со щетки *В* механического коммутатора поступает последний импульс. При этом триггер  $T_2$  срабатывает и с выхода его напряжение подается на ячейки совпадения.  $I_1$  и  $I_6$ . Если очередной импульс приходит со щетки *С*, что соответствует вращению диска по часовой стрелке, то импульс этот сразу проходит через ключ  $I_6$  на реверсивный счетчик и триггер  $T_2$ . Реверсивный счетчик

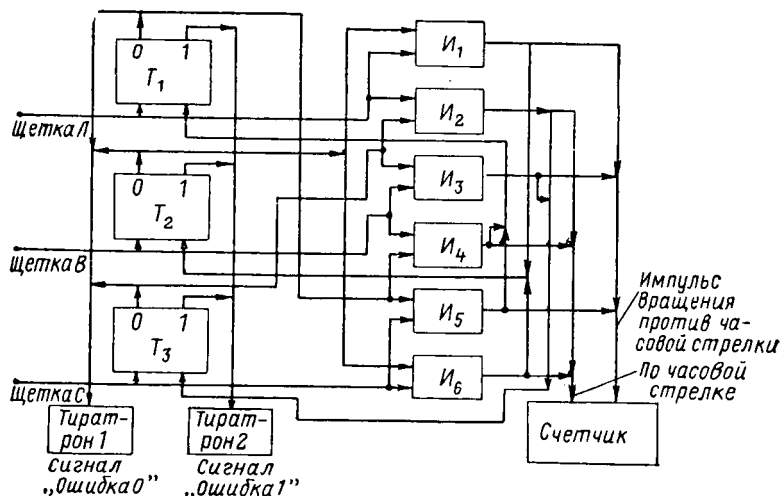


Рис. 14. 8. Логическое звено для распознавания знака перемещения

зафиксирует этот импульс, пришедший по каналу «по часовой стрелке», а триггер  $T_2$  вернется в исходное положение, благодаря чему следующий импульс через ключ  $I_6$  не пройдет. При прохождении импульса со щетки *С* срабатывает также и триггер  $T_3$ , подготавливая ключи  $I_2$  и  $I_3$  к последующей аналогичной операции.

Проследим теперь работу логической схемы при условии, что очередной импульс пришел не со щетки *С*, а со щетки *А*. В этом случае импульс со щетки *А* проходит на счетчик прямо через ключ  $I_1$ , так как ключ  $I_1$  уже подготовлен к этому триггером  $T_2$ . Счетчик фиксирует этот импульс, который теперь приходит по каналу «против часовой стрелки». Одновременно триггер  $T_2$  возвращается этим импульсом в исходное положение, а триггер  $T_1$ , срабатывая, подает напряжение на ключи  $I_4$  и  $I_5$ , подготавливая их к пропуску импульсов с очередной щетки.

Недостатком такой схемы является, однако, то, что в случае потери хотя бы одного импульса все последующие коды будут неверными (с ошибкой на число пропущенных импульсов). Для обнаружения ошибки в устройстве (см. рис. 14. 8) предусмотрены два



тиратрона. Первый тиратрон зажигается в том случае, если в положении «нуль» окажется более чем один триггер. Второй тиратрон зажигается тогда, когда в положении «единица» окажутся одновременно все три триггера.

Для кодирования линейных перемещений можно использовать также диски со штрихами, наносимыми фотографическим методом (до 10 000 штрихов на 1 см). Для считывания перемещения в этом случае используется схема, подобная описанной, с тремя источниками света и тремя фотоэлементами, которые позволяют вести сложение и вычитание импульсов в зависимости от направления перемещения.

#### § 14. 7. КODOBЫЕ МАСКИ

Для непосредственного прямого считывания (съема) угловых или линейных перемещений применяются кодовые маски. Внешний вид таких масок, выполненных в двоичном коде, показан соответственно на рис. 14.9 и 14.10. Если на каждую кодовую зону (рис. 14.9), соответствующую одному двоичному разряду, помес-

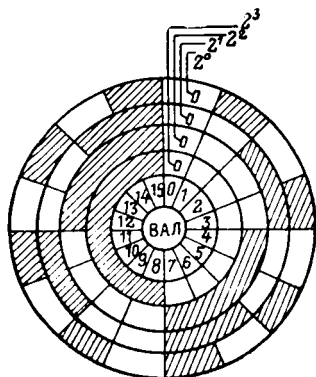


Рис. 14.9. Кодовая маска углового перемещения

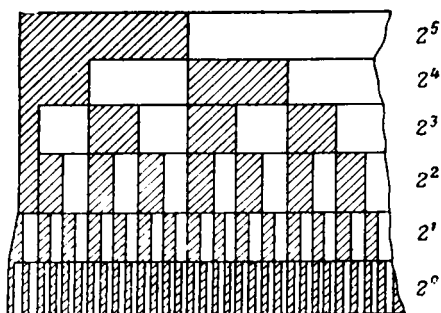


Рис. 14.10. Кодовая маска линейного перемещения

тить токосъемную щетку, то при вращении вала можно непосредственно получить цифровое представление о механическом перемещении. Маски эти могут быть выполнены из изоляционного материала, на который наносятся токопроводящие слои (заштрихованные полосы). Встречаются и другие конструкции кодовых масок, где используются индуктивные, фотоэлектрические, емкостные или трансформаторные связи. Выбор того или иного типа маски зависит от многих факторов. Так, при небольшом количестве разрядов кодовой маски ее легко можно выполнить небольших размеров с использованием индуктивных или трансформаторных связей.

При большом количестве разрядов часто применяют фотоэлектрические считывающие устройства, с маской в младшем разряде, выполненной в виде дифракционной решетки. Предельное число линий такой решетки составляет, как уже отмечалось, до 10 000 линий на 1 см длины. Создание масок с большим числом линий сопряжено не только с техническими трудностями, но и со значительными затратами средств. Кроме того, цена деления ячейки младшего разряда оказывается при этом настолько малой, что даже упругая деформация механических передач, а также вибрация основания, на которой находится кодовая маска, могут создать ошибки при считывании. Поэтому в случае изготовления масок с большим числом штрихов приходилось бы решать ряд других сложных вопросов, связанных с размещением и соединением маски и исполнительного механизма привода.

При считывании импульсов могут возникнуть нечеткие фиксации контакта между маской и токосъемной щеткой (рис. 14.9), например, в момент прохождения щетки через линию разграничения соседних секторов (при переходе щетки с нуля в единицу или с единицы в нуль). В таких случаях может возникнуть ошибка, величина которой будет зависеть от того, в каком разряде произошла эта неопределенность фиксации. Если неопределенность возникает одновременно в нескольких кодовых зонах, например, при переходе с числа 7 на число 8 (в двоичном коде), то при считывании могут возникнуть числа соответственно либо 0, либо 15, а это применительно к маске рис. 14.9 может привести к ошибке, достигающей 50%. Для уменьшения вероятности возникновения ошибки, применяются специальные маски: циклические или двоичные с V-образным расположением контактных щеток. Примером циклической маски может служить маска Грея (см. рис. 14.11 и таблицу), где приведены для сравнения двоичный и циклический коды.

| Десятичный код           |  | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |       |
|--------------------------|--|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|-------|
| 4-разрядный код Грея     |  | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1  | $a_0$ |
|                          |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1  | $a_1$ |
|                          |  | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1  | $a_2$ |
|                          |  | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1  | $a_3$ |
| 4-разрядный двоичный код |  | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0  | $a_0$ |
|                          |  | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1  | $a_1$ |
|                          |  | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0  | $a_2$ |
|                          |  | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1  | $a_3$ |

В циклическом коде при переходе щетки с одного числа на другое меняется знак только в одной зоне и, если в момент перехода

не будет четкого контакта при съеме числа, то ошибка не превысит величины одной единицы младшего разряда.

Считывание числа с циклической маски начинается со старшего разряда, что не всегда бывает удобно. Для того чтобы получить в двоичном коде считанное с циклической маски число, необходим дополнительный преобразователь циклического кода в двоичный.

Существует ряд правил такого преобразования. Одно из них гласит следующее:

при преобразовании из циклического кода в двоичный все цифры старших разрядов (до первой единицы) остаются такими же и в двоичном коде; остальные цифры разрядов (при переводе в двоичный код) также остаются неизменными, если перед данным разрядом, со стороны старших разрядов, было четное число единиц. Если число единиц было нечетное, то при переводе в двоичный код число инвертируется, т. е. 1 преобразуется в 0, а 0 в 1.

Преобразование циклического кода в двоичный можно производить и по другим правилам. Схема преобразующего устройства получается проще, если считывание числа начинается со старшего разряда и преобразуется в последовательный двоичный код (см. рис. 14.12, а). Казалось бы, что считывание числа при преобразовании проще начинать с младшего разряда. Это кажется на первый взгляд удобнее, так как дает возможность сразу, после считывания, направить информацию в последующие логические устройства. Однако здесь сделать это оказывается трудно и выигрыша во времени при этом не произойдет, а сам преобразователь окажется сложнее. Рассмотрим, как работает принципиальная схема, приведенная на рис. 14.12, а, в том случае, если считывание начинается со старшего разряда числа.

В момент, когда со старшего разряда циклического кода поступает на триггер  $T$  единица, с выхода его подается импульс на ячейку И. Одновременно на ячейку И поступает тактовый импульс, в результате чего единица появится в двоичном коде. Если на выходе триггера  $T$  будет нуль, то нуль будет и на выходе ячейки И. Нуль на выходе ячейки И появится и тогда, когда с циклического кода поступает четное число единиц.

Аналогично происходит преобразование кодов в устройстве, схема которого представлена на рис. 14.12, б. Распределители тактовых импульсов поочередно открывают ключи  $I_1, \dots, I_n$ , что дает возможность записывать на выходном регистре двоичное число.

Для устранения нечеткости считывания числа сравнительно часто применяются также кодовые маски в двоичном коде и с V-образным расположением щеток (рис. 14.13). Считывание числа

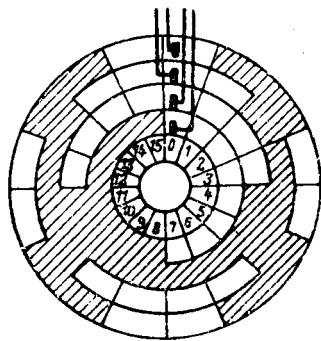


Рис. 14.11. Циклическая маска

производится здесь с младшего разряда, что дает возможность «проталкивать» информацию в логические устройства сразу же после считывания. На рис. 14.13 показаны две маски с V-образным

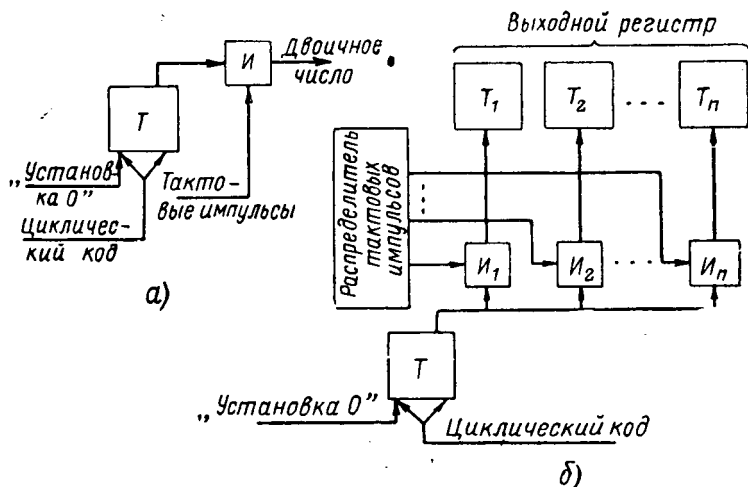


Рис. 14.12. Преобразователи циклического кода в двоичный:  
а—последовательный двоичный код, б—параллельный двоичный код

расположением щеток. Между дисками находится редуктор, вследствие чего маски вращаются с разной угловой скоростью. Одна маска служит для грубого отсчета угла поворота, другая — для точного.

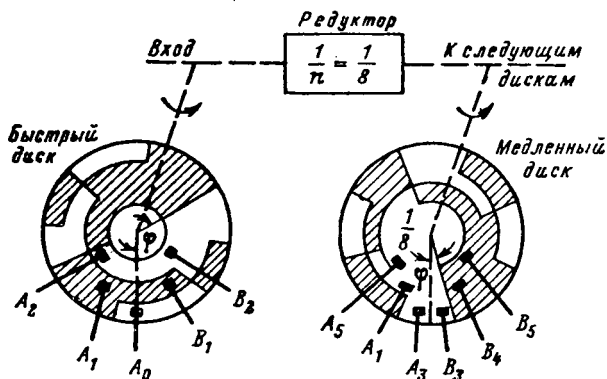


Рис. 14.13. Ступенчатый преобразователь с V-образным расположением щеток

Каждая из масок точного и грубого отсчетов разделена на разряды. Передаточное число редуктора между масками должно

быть  $i=2^{n-1}$ , где  $n$  — число разрядов диска грубого отсчета. Так, например, если общее число разрядов равно 9, то число разрядов диска (маски) точного отсчета равно 4 и грубого — 5. Передаточное отношение между ними должно быть  $i=2^{n-1}=2^4=16$ . Такое комбинированное устройство позволяет получить считывание с большой разрешающей способностью. Кроме того, такой ступенчатый преобразователь имеет то преимущество, что допуски на изготовление кодовых масок можно увеличить. Однако наличие люфтов в передачах может вызвать погрешность, поэтому в редукторах такого типа предъявляются высокие требования к точности изготовления.

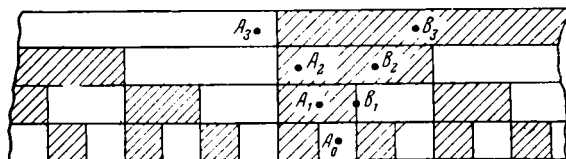


Рис. 14.14. Принципиальная схема считывания числа с кодовой маски с функциональной переключающей схемой

На рис. 14.14 изображена часть четырехразрядной маски с V-образным расположением токосъемных щеток и показано место их установки в каждом из разрядов. Щетка  $A_0$  показывает, какое двоичное число должно было быть считано с маски при условии, что все щетки  $A$  располагались бы вертикально. В данном случае считывается число четырнадцать (в двоичном коде — 1110), хотя в действительности щетки фиксируют следующие состояния  $A_0=0$ ;  $A_1=1$ ;  $A_2=1$ ;  $A_3=0$ ;  $B_1=0$ ;  $B_2=1$ ;  $B_3=1$ . Число четырнадцать получается в результате подачи этих импульсов на переключающую схему (рис. 14.15). Считывания числа с кодовых масок с V-образным расположением щеток происходит следующим образом.

С помощью импульсов, поступающих с распределителя тактовых импульсов (рис. 14.15), последовательно «опрашиваются» токосъемные щетки всех разрядов.

Опрос младшего разряда числа производится с одной щетки, для всех остальных разрядов имеются по две щетки, служащие для опроса и располагаемые на маске в строго определенных местах (см. рис. 14.14). Время «опроса» настолько мало, что маску в этот момент практически можно считать неподвижной.

Логическая формула работы преобразователя записывается следующим образом:

$$P_{i+1} = \bar{P}_i A_{i+1} + P_i B_{i+1}.$$

По формуле может быть составлена функциональная переключающая схема рис. 14.15.

Условимся считать, что токосъемные щетки  $A_1, A_2$  и т. д. отстающие, а щетки  $B_1, B_2$  — опережающие. Работа схемы рис. 14.15 сводится к тому, что если предыдущий выходной сигнал с преобразователя был  $P_i=0$ , то опрашиваются отстающие щетки  $A_{i+1}$ , если  $P_i=1$ , то опрашиваются опережающие щетки  $B_{i+1}$ . При таком чтении ложного кода не возникнет, а если он появится, то ошибка не будет больше одного знака младшего разряда.

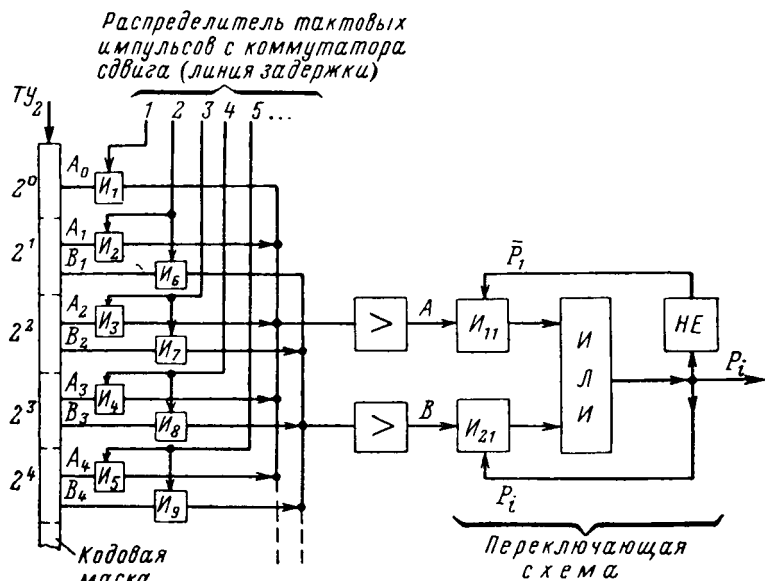


Рис. 14.15. Кодовая маска с V-образным расположением токосъемных щеток

Рассмотрим теперь работу функциональной переключающей схемы (рис. 14.15), если на вход ее поступают импульсы, соответствующие состоянию маски, показанному на рис. 14.14.

Так как с выхода функциональной схемы вначале сигнал соответствовал нулю  $P_i=0$ , то  $\bar{P}_i$  подготовит ключ  $\text{И}_{11}$  к пропуску сигнала со щетки  $A_0$ , с которой и начинается первое считывание числа. С распределителя тактовых импульсов поступают поочередно тактовые импульсы  $TU_2$  на ключи  $\text{И}_1$ ; затем  $\text{И}_2, \text{И}_6$  и т. д. Тактовые импульсы  $TU_2$  одновременно непрерывно подаются также на кодовую маску. Когда первый импульс с коммутатора сдвига попадет на ячейку  $\text{И}_1$ , то при условии, что положение токосъемной щетки соответствует единице, со щетки  $A_0$  будет сниматься импульс. Но так как в рассматриваемом случае положение  $A_0$  соответствует нулю, то импульса на щетку  $A_0$  не последует, а поэтому с выхода  $P_i$  опять поступит 0. Так как ключ  $\text{И}_{21}$  закрыт, то сле-

дующий опрос будет происходить опять с отстающей щетки, в данном случае  $A_1$ .

После подачи второго тактового импульса с коммутатора сдвига на ячейки  $I_2$  и  $I_6$  со щетки  $A_1$  будет снят импульс, соответствующий единице. Теперь на выходе переключающей схемы появится единица ( $P_i=1$ ), что приведет к открыванию ключа  $I_{21}$  и снятию импульса со щетки  $B_2$ , который пройдет на выход ( $P_i=1$ ). Следу-

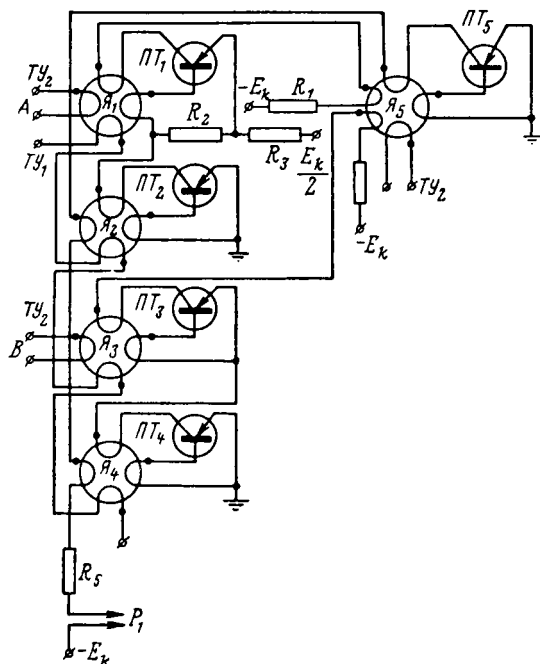


Рис. 14. 16. Переключающая схема на феррито-транзисторных ячейках

ющее считывание произойдет аналогично уже со щетки  $B_3=1$  и т. д. Таким образом, на выходе появятся импульсы, которые могут быть записаны как 1110 (т. е. как двоичный код числа 14).

Один из возможных вариантов переключающей схемы, собранной на феррито-транзисторных ячейках, изображен на рис. 14. 16. Циклограмма рис. 14. 17, дополняющая эту схему, позволяет более детально проанализировать процесс считывания. Феррито-транзисторные ячейки 1 и 3 соответствуют элементам  $I_{11}$  и  $I_{21}$  на схеме рис. 14. 14, ячейка 5 — элемент «ИЛИ», а ячейка 2 — элемент «НЕ».

Тактовое устройство с кольцевым коммутатором посылает импульсы  $TU_1$  и  $TU_2$ . Эти импульсы имеют одинаковую частоту следования, но сдвинуты по отношению к друг другу по фазе на полпе-

риода (см. циклограмму). Первый импульс  $TU_2$  используется для снятия значения числа под щеткой  $A_0$ , но так как положение  $A_0$  в нашем случае соответствует нулю, то на ячейке  $я_1$  импульс не запишется. Следующий импульс  $TU_1$  не сможет передать информацию с  $я_1$  на  $я_5$ .

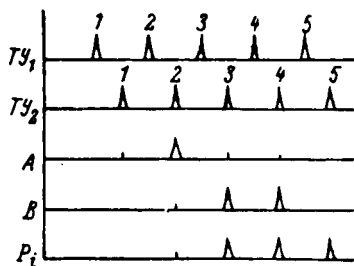


Рис. 14. 17. Циклограмма

Второй импульс  $TU_2$  запишет в ячейке  $я_1$  единицу, так как  $A_1=1$ . С выхода  $я_5$  на  $я_2$ ,  $я_4$  и  $P_i$  импульсы не последует, так как  $я_5$  находилась в «нуле». Отсутствие импульса на выходе  $P_i$  свидетельствует о том, что первая цифра 0. Следующим импульсом  $TU_1$  единица с  $я_1$  будет передана на  $я_5$ .

Третий импульс  $TU_2$  запишет единицу со щетки  $B_2$  в ячейку  $я_3$ , а единица с  $я_5$  запишется в ячейках  $я_2$  и  $я_4$  и при этом будет выдан им-

пульс на выходе  $P_i$ . Следующий импульс  $TU_1$  запишет единицу с  $я_3$  на  $я_5$  и т. д.

Таким образом, требуется два импульса  $TU_2$ , чтобы первая цифра, снятая со щетки  $A_0$ , появилась на выходе ( $P_i=0$ ). В дальнейшем это число и последующие числа, снимаемые с кодовой маски, преобразуются в дополнительный код (как частное решение) и поступает на сумматор вместе с кодом задающего числа. С сумматора выходит разность кодов, которая в дальнейшем преобразуется в напряжение для управления двигателем.

#### § 14. 8. ДЕКОДИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (ЦИФРА-АНАЛОГ)

Существует большое количество методов декодирования цифровых сигналов. Можно, например, применять методы декодирования с использованием промежуточного преобразования во временной интервал, декодирование со смещением несущей по фазе, декодирование с суммированием аналоговых величин с учетом «веса» разрядов и т. д.

Рассмотрим декодирование методом суммирования аналоговых величин с учетом «веса» разрядов и с использованием одинаковых источников тока.

Этот принцип декодирования основан на том, что сигналы в двоичном счислении поступают на вход преобразователя (рис. 14. 18). При этом ключи  $K$  замыкаются или размыкаются, соответственно значащим цифрам каждого разряда двоичного числа. Если в данном разряде двоичного кода стоит 1, то ключ этого разряда замкнется и подключит свой источник тока к выходной цепи. Если в разряде стоит 0, то источник тока не будет подключен. Все источники тока имеют одинаковую нагрузку, равную  $\frac{2}{3} R$ .



Если включены все источники, то напряжение на выходе будет составлять

$$U_1 = \frac{2}{3} RI \left( \frac{1}{2^0} + \frac{1}{2^1} + \frac{1}{2^2} + \dots + \frac{1}{2^n} \right).$$

Если на вход преобразователя подано декодирующее число

$$p = a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0,$$

то напряжение на выходе преобразователя будет равно

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= \frac{2}{3} RI \frac{1}{2^n} (a_0 2^0 + a_1 2^1 + \dots + a_n 2^n) = \\ &= \frac{2}{3} RI \frac{p}{2^n} = \frac{RI}{3 \cdot 2^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i, \end{aligned}$$

т. е. выходное напряжение пропорционально величине декодируемого числа. В этих схемах преобразования этого вида к источни-

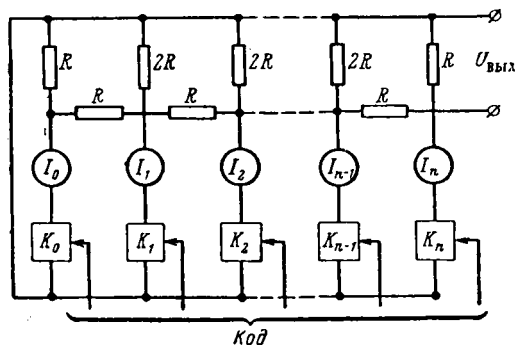


Рис. 14.18. Схема декодирования методом суммирования аналогичных величин с учетом «удельного веса» разрядов

кам тока предъявляются высокие требования, особенно, если речь идет об источниках тока старших разрядов декодирующего устройства. Существуют специальные схемы на транзисторах, обеспечивающие высокую стабильность источников тока.

В заключение отметим также, что точно так же можно построить схемы декодирования с использованием источников напряжения.

## § 14.9. СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДИСКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПРИРАЩЕНИЯ

На рис. 14.19 приведена принципиальная схема управления следящего электропривода с использованием диска последовательного приращения. Как видно из схемы, задающее угловое перемещение превращается в дискретный сигнал при помощи диска последовательного приращения. Импульсы эти подаются дальше через коммутатор на логическую схему, а с логической схемы они поступают на реверсивный счетчик. Одновременно на реверсив-

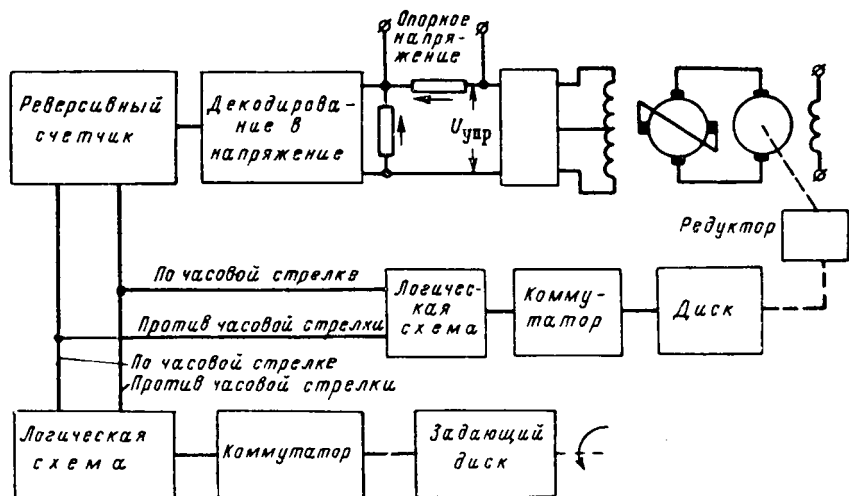


Рис. 14.19. Следящая система, использующая приращение сигнала

ный счетчик поступают сигналы с аналогичной схемы, вырабатывающей сигнал об угловом перемещении вала исполнительного механизма. При этом цифровой код положения вала исполнительного механизма вычитается в реверсивном счетчике, выполняющем задачи как сложения, так и вычитания сигналов, из цифрового кода задающего вала. В случае рассогласования положений задающего вала и вала исполнительного механизма на выходе реверсивного счетчика получается условный нуль. В этом случае исполнительный механизм должен находиться в покое. Это, однако, не значит, что с выхода реверсивного счетчика не должно поступать сигналов на декодирующее устройство.

Если в декодирующем устройстве предусмотрена возможность изменения полярности сигнала управления на выходе, то при синфазном положении валов на выходе счетчика будет нулевой сигнал и нулевое напряжение управления. Если в декодирующем устройстве возможно менять полярность не предусмотрена, то синфазному положению валов на выходе счетчика будет соответство-

вать какое-либо двоичное число (32, 64), которое затем преобразуется декодирующим устройством в соответствующее напряжение (см. схему рис. 14.19). Опорное напряжение уравнивает это напряжение и следящий привод находится в покое. Когда цифровой код в двоичном выражении превысит число (32, 64), условно принятое за нуль, на усилитель поступает сигнал управления. Если это число окажется меньше условного нуля, сигнал управления будет иметь другую полярность. В зависимости от полярности сигнала управления происходит вращение исполнительного механизма в нужную сторону так, чтобы ошибка в рассогласовании стремилась к нулю.

В некоторых случаях, когда возможно появление угловых ошибок более  $180^\circ$ , применяются устройства (триггер знака), обеспечивающие быстрый поворот механизма в сторону уменьшения рассогласования через угол менее  $180^\circ$ . В этом случае следящая система немного усложняется.

Рассматриваемая система весьма проста и может с успехом применяться при регулировании медленно меняющихся процессов. В самом деле, ранее было отмечено, что если в процессе преобразования угла в цифру будут потеряны или, наоборот дополнительно возникнут импульсы, то это вызовет появление ошибок (сбои), которые не могут быть обнаружены без дополнительного оборудования, значительно усложняющего всю систему. Причем при быстро изменяющихся процессах опасность сбоя возрастает.

#### § 14.10. СЛЕДЯЩАЯ СИСТЕМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОДОВЫХ МАСОК

Замена системы последовательного приращения системой с использованием кодовой маски устраняет отмеченные выше недостатки, но вторая система получается сложнее.

В последнем случае задающий и регулирующий сигналы выражаются в цифровой форме в виде двоичного числа. Эти числа сравниваются соответствующим устройством системы, а затем их разность, выражаемая дискретным числом, преобразуется в сигнал непрерывной формы, который подается далее на следящую систему самого привода. Эта система, на первый взгляд, мало чем отличается от системы управления по приращению и все же она обеспечивает более надежное слежение. Угловое перемещение вала преобразуется здесь в код, удобный для дальнейшего преобразования.

На рис. 14.20 приведена блок-схема следящего привода. Числа в двоичном счислении задающего и регулирующего устройства поступают на сумматор, где производится вычитание этих чисел. Считывания чисел с масок может быть осуществлено либо со всех разрядов сразу (параллельно), либо поочередно (последовательно).

Более простым по своему устройству является устройство для последовательного считывания. При последовательном считывании числа с каждого разряда необходимо затратить время  $\tau$ . Поэтому

длительность считывания  $n$ -разрядного двоичного числа будет  $T = nt$ . При параллельной же работе эта длительность будет равна  $t$ .

Если при последовательном считывании интервал  $T$  будет большим, то быстродействие системы управления снижается, что иногда может привести к значительным ошибкам в управлении.

На сумматор могут поступать числа по двум входам одновременно; результат вычитания при этом появляется сразу, и при исчезновении одного из слагаемых сумматор не покажет результат. Такой сумматор называют комбинационным.

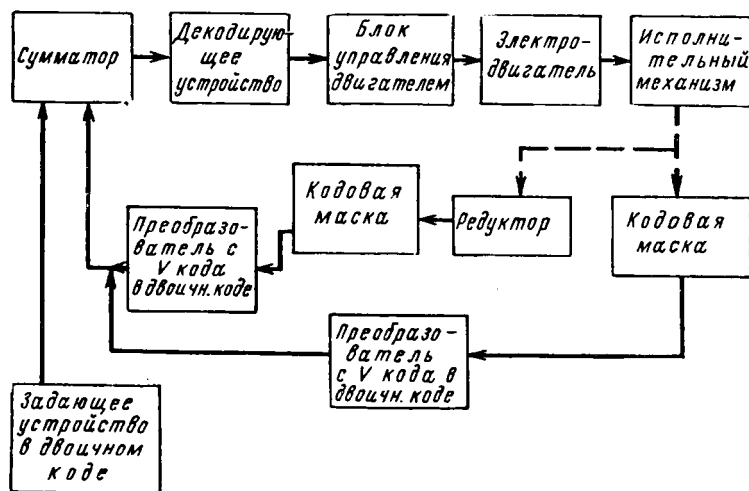


Рис. 14.20. Следящая система, использующая кодовую маску

В накапливающем сумматоре, у которого имеется один вход, числа могут поступать неодновременно. Результат вычисления либо сохраняется в нем сколь угодно долго после исчезновения слагаемых, либо сразу подается на декодирующее устройство.

Рассмотрим теперь схему (рис. 14.21), которая позволяет проследить работу основной части преобразователя всей следящей системы. Маска, используемая здесь, — одиннадцатиразрядная. Для считывания импульсов с маски используются фотосопротивления. На рис. 14.22 приведена циклограмма, иллюстрирующая прохождение импульсов во времени.

Система включается в работу после прихода по каналу информации кодового импульса, соответствующего настройке селектора данной установки (см. рис. 14.21).

Селектор при этом срабатывает, запускает генератор импульсов и тактовые устройства  $TU_1$  и  $TU_2$  в то время как регистр  $Reg_1$  записывает поступающую команду. Если информация поступает с частотой, отличной от частоты тактовых импульсов, то в систему

устройств  $TU_1$  и  $TU_2$ . Эти импульсы подаются на соответствующие логические элементы, в той последовательности, которая нужна в дальнейшем для нормальной работы всей установки.

Первые тактовые импульсы проходят на преобразователь, который преобразует информацию с кодовой маски (в нашем случае двоичной маски с V-образным расположением щеток) в двоичный код.

Как следует из схемы (рис. 14.16) и циклограммы (рис. 14.17), для получения первой цифры младшего разряда понадобилось два тактовых импульса с  $TU_2$ . При этом второй тактовый импульс с  $TU_2$ , пришедший с распределителя тактовых импульсов, не только выдает информацию с переключающей схемы, но и с его помощью снимается информация с кодовой маски второго разряда.

Для осуществления дальнейших операций над числами, связанных с вычитанием числа  $q$  из числа  $p$ , необходимо полученное двоичное число (с маски) преобразовать в обратный код  $Q_{обр}$  (произвести инвертирование), т. е. единицы заменить нулями, а нули единицами. К младшему разряду числа, записанному после инвертирования, прибавить единицу и полученную сумму в виде уже дополнительного кода  $Q_{доп}$  направить в сумматор вместе с числом  $p$ . В сумматоре в данном случае происходит сложение  $p + Q_{доп}$ .

В нашем примере сумматор последовательного действия производит поразрядно после третьего тактового импульса с  $TU_2$  суммирование чисел  $p + Q_{доп}$ . Результат сложения записывается на регистр  $Reg_2$ . Если за пределами разрядной сетки в знаковой ячейке появится единица, то разность числа  $p - q = \Delta$  — положительна и выражена в прямом коде. Это число можно сразу подать на декодирующее устройство. Если же в знаковой ячейке будет нуль, то разность чисел  $p - q = \Delta$  — отрицательна и выражается в дополнительном коде. Поэтому для перевода этого числа в прямой код надо вычесть из дополнительного кода единицу и произвести инвертирование, после чего число можно подать на декодирующее устройство (код-аналог).

Поясним это на примере.

Допустим, число  $p = 13$  (1101), а  $q = 9$  (1001). Найдем их разность. Для этого инвертируем число  $q = 1001$  и тогда получим  $Q_{обр} = 0110$ . Прибавив единицу к младшему разряду, получим  $Q_{доп} = 0110 + 0001 = 0111$ . Складываем  $p + Q_{доп} = 1101 + 0111 = 10100$ . Впереди стоящая единица (в знаковой ячейке) говорит о том, что разность ( $p - q = \Delta$ ) положительна и, следовательно, представлена в прямом коде (она равна 0100, т. е. 4).

Прделаем аналогичные преобразования при условии, что теперь  $p = 9$  (1001), а  $q = 13$  (1101). Тогда  $Q_{обр} = 0010$ , а  $Q_{доп} = 0011$ . Сумма  $p + Q_{доп} = 1001 + 0011 = 01100$ , и она выражена в дополнительном коде. Ноль в знаковой ячейке (впереди числа) указывает, что разность ( $\Delta$ ) отрицательна, поэтому необходимо вычесть единицу из дополнительного кода. Тогда получим  $Q_{обр} = 1011$ . Инвертируя его, найдем искомую разность чисел, которая, как и в пер-

вом случае, также равна 0100 (т. е. 4), но теперь это число отрицательное.

На схеме (см. рис. 14.21) второе условие выполняется несколько иначе, а именно: сначала с регистра  $Reg_2$  берут инвертируемое дополнительное число, а затем в декодирующем устройстве прибавляют единицу. Таким образом, полученная разность  $\Delta = p - q$  направляется в декодирующее устройство (код-аналог), с выхода которого снимается напряжение, необходимое для управления электромашинным усилителем. Полярность напряжения на обмотках управления ЭМУ определяется знаком разности ( $\Delta = p - q$ ).

В принципе отработку рассогласования чисел  $\Delta$  можно осуществить включением электродвигателя (с помощью контакторов) либо непосредственно в сеть на полное напряжение, если  $\Delta$  велико, либо на пониженное напряжение (например, через добавочные сопротивления), если  $\Delta$  мало.

В многоразрядных системах использовать такой релейный режим нецелесообразно, так как устойчивую работу системы в этом случае обеспечить трудно. В многоразрядных системах пропорциональное регулирование чаще используется только при малых значениях  $\Delta$ , достигающих четырех разрядов двоичного числа. При больших значениях  $\Delta$  независимо от значения двоичного числа напряжение на двигатель подается скачком до максимального значения (через ячейки  $I_{16}$  или  $I_{18}$ ).

Такая работа этой системы напоминает работу обычной следящей системы при включении точного и грубого канала и обеспечивает устойчивую работу всей установки.

Знаковая ячейка на регистре  $Reg_2$  (см. рис. 14.21) выполнена в виде триггера (весь регистр также состоит из триггеров). При появлении напряжения на нижнем по схеме выходе триггера знака (что соответствует единице в знаковой ячейке) открывается сразу четыре ключа (с  $I_{19}$  по  $I_{22}$ ), если записанное в регистре  $Reg_2$  соответствует первым четырем разрядам.

В этом случае прямой код, записанный в регистре  $Reg_2$  (на схеме нижние выводы), декодируется в напряжение, которое затем поступает на обмотку управления ЭМУ. Если на выходе знаковой ячейки появляется нуль (на схеме нижний вывод триггера знака), то открываются четыре ключа (с  $I_{12}$  по  $I_{15}$ ) и двоичное число, записанное в регистре  $Reg_2$  снимается с верхних выводов. При этом получим  $\Delta$ , выраженную в дополнительном коде и без единицы. Это число с недостающей единицей поступает на декодирующее устройство, где преобразуется в управляющее напряжение с прибавлением этой единицы. (Из схемы видно, что верхнее декодирующее устройство (код-аналог) на один младший разряд больше нижнего — введены два разряда  $2^\circ$ ). При этом полярность напряжения на зажимах электромашинного усилителя (ЭМУ) и двигателя будет обратной, чем в первом случае, что обеспечивает вращение двигателя в противоположную сторону.

соосное положение со статором. При этом полюса второго и третьего роторов займут по отношению к полюсам своих статоров не соосное положение, а будут один отставать, а другой опережать на  $\frac{1}{3}$  полюсного деления. При отсутствии тока в обмотке первого статора, но при протекании тока через обмотку второго статора,

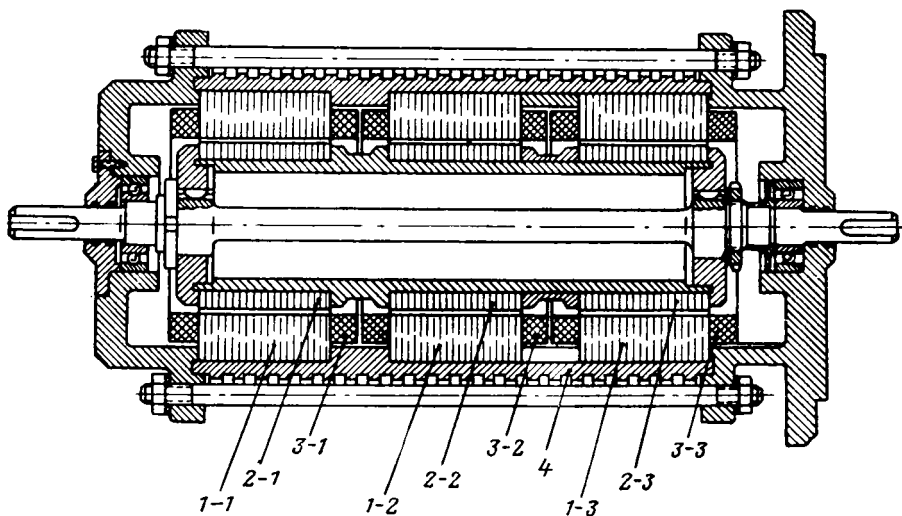


Рис. 14. 24. Трехстаторный шаговый двигатель:

1-1, 1-2, 1-3—статоры: 2-1, 2-2, 2-3—роторы: 3-1, 3-2, 3-3—обмотки статоров; 4—магнитопровод

ротор повернется на  $\frac{1}{3}$  полюсного деления (на один шаг). Теперь соосными со статором станут полюса второго ротора и т. д.

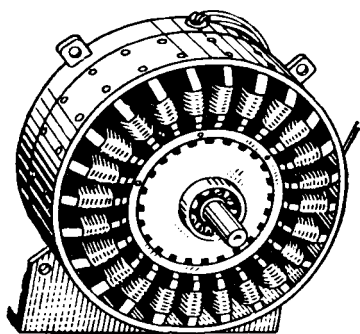


Рис. 14. 25. Одностаторный шаговый двигатель

При поочередной подаче питания на обмотки статоров ротор будет вращаться, причем, скорость вращения ротора шагового двигателя определяется частотой следования импульсов, поступающих на обмотки двигателя, а направление вращения ротора зависит от последовательности включения обмоток. Каждому импульсу будет соответствовать минимальный угол поворота — шаг. Значение этого угла — шаг — зависит от конструкции двигателя. Для симметричного ротора минимальное число обмоток равно числу фаз ( $m=3$ ). Число всех полюсов на валу ротора равно  $2pt$ .

Шаг отсюда равен

$$\alpha = \frac{360}{2pt}.$$

Число импульсов, приходящихся на один оборот двигателя, равно числу всех полюсов ротора, т. е.  $2pt$ .

Если обозначить частоту следования импульсов через  $f$ , то скорость вращения ротора шагового двигателя можно выразить

$$\omega = \frac{\pi f}{pt}.$$

При числе фаз  $m=3$

$$\omega = \frac{\pi f}{3p}.$$

Наряду с трехстаторными шаговыми двигателями применяются также одностаторные с четырьмя и более обмотками управления. По сравнению с трехстаторными такие двигатели работают более надежно, без сбоя (рис. 14.25).

#### § 14.13. СТАТИЧЕСКИЙ СИНХРОНИЗИРУЮЩИЙ МОМЕНТ

Наряду с шагом двигателя и скоростью вращения его к основным характеристикам шагового двигателя относятся:

синхронизирующий момент, пусковой момент, перегрузочная способность, устойчивость работы, статическая и динамическая ошибка при управлении им, вид механической характеристики и др.

На рис. 14.26 показано изменение синхронизирующего момента в зависимости от угла  $\alpha_e$  при установившихся токах в обмотках управления, где угол  $\alpha_e$  — угол рассогласования ротора с осью результирующей намагничивающей силы статора. Характер изменения момента аналогичен изменению момента синхронного двигателя. При увеличении угла  $\alpha_e$  синхронизирующий

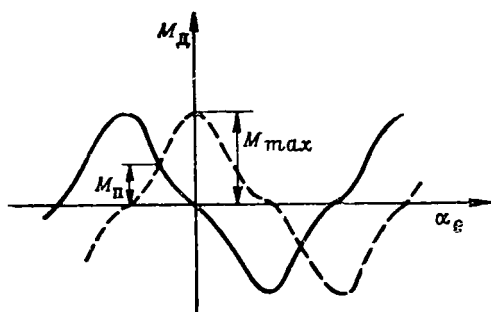


Рис. 14.26. Синхронизирующий момент шагового двигателя в функции угла рассогласования

момент возрастает, достигая своего максимума при  $\alpha_e = \frac{\pi}{2}$  и при дальнейшем возрастании угла  $\alpha_e$  момент уменьшается.

Если сдвинуть ротор на один шаг, то при появлении в статоре намагничивающей силы возникнет момент, не равный нулю. Этот



момент принято называть пусковым моментом двигателя. На рис. 14.26 пусковой момент обозначен  $M_p$ . При дальнейшем рассмотрении мы будем считать, что система не насыщена и полюсные башмаки симметричны. Пусковой момент двигателя, он же и наибольший нагрузочный момент для двигателя, определится точкой пересечения двух характеристик синхронизирующего момента, сдвинутых между собой на величину одного шага. Чем больше число фаз, тем меньше шаг, тем ближе точка пересечения будет от максимального момента, а следовательно, тем устойчивей (без сбоя) будет работать двигатель.

В шаговых двигателях с активным ротором, предназначенных для непосредственного вращения исполнительных механизмов силового привода, вращающие моменты измеряются килограммометрами.

Применяя такой шаговый двигатель в исполнительном механизме, можно осуществлять поворот выходного вала на такие малые углы, на которые любой другой двигатель или любая ранее рассмотренная система привода повернуть не может.

Если же между двигателем и исполнительным механизмом установить редуктор, то перемещение выходного вала можно осуществлять с весьма большой точностью. Следует иметь однако в виду, что люфты в передачах являются существенным препятствием для получения высокой точности перемещения исполнительных механизмов. Редукторы поэтому должны быть выполнены с соблюдением особой точности.

#### § 14.14. МЕХАНИЧЕСКИЕ (ЧАСТОТНЫЕ) ХАРАКТЕРИСТИКИ ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ

Из рис. 14.27 видно, что с увеличением частоты импульсов среднее значение синхронизирующего момента падает. При этом характер изменения момента от частоты следования импульсов при

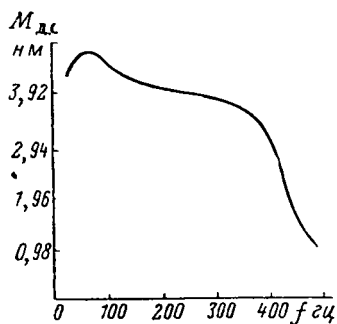


Рис. 14.27. Механическая (частотная) характеристика шагового двигателя

малых частотах отличается от характера изменения момента при более высоких частотах. При более высоких частотах средний ток в обмотке управления не успевает достичь максимального значения, вследствие чего момент падает. Важно отметить также, что чем больше электромагнитная постоянная времени обмотки управления, тем мягче характеристика. Что касается процессов, возникающих в двигателе в момент коммутации обмоток, то они весьма сложны и требуют специального рассмотрения. Эти процессы рассматриваются в курсе электрических машин.

Для получения более жесткой механической характеристики необходимо при увеличении частоты следования импульсов увеличивать напряжение на обмотках управления или вводить балластное сопротивление (активное) для уменьшения постоянной времени обмоток и одновременно увеличивать напряжение.

#### § 14.15. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Управление шаговыми двигателями сводится к поочередному подключению обмоток управления к источнику тока.

Так, например, на рис. 14.28, а показан трехтактный коммутатор, состоящий из двух триггеров и одной ячейки И, с выхода которых сигнал подается на транзисторные усилители и далее на обмотки шагового двигателя. Коммутатор имеет два входа. В зависимости от того, на какой вход поступают импульсы, осуществляется вращение двигателя либо в ту, либо в другую сторону. Так, например, при поступлении первого импульса на «Вход 1» триггер

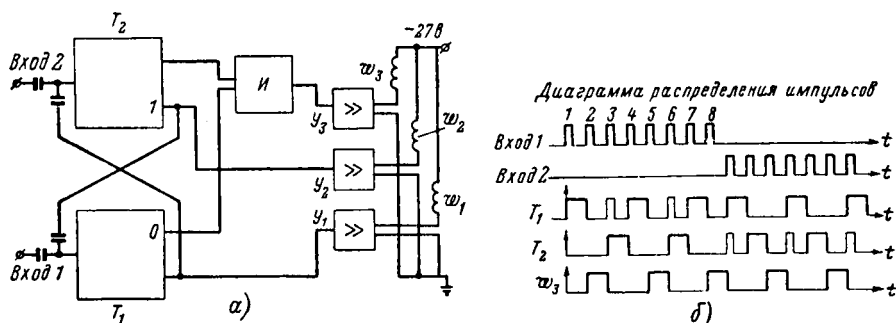


Рис. 14.28. Трехтактный коммутатор:

а—принципиальная схема; б—циклограмма

$T_1$  перейдет в положение 1. С выхода этого триггера сигнал подается через усилитель на первую обмотку шагового двигателя. Одновременно с выхода триггера  $T_1$  через дифференцирующую ячейку импульс пройдет на вход триггера  $T_2$  и переведет его в положение 0. Вторым импульсом, поступившим на «Вход 1», переключит триггер  $T_1$  в положение 0, а так как триггер  $T_2$  тоже находился в положении 0, то ячейка совпадения И пропустит сигнал на усилитель и далее на обмотку  $w_3$  шагового двигателя.

Следящий импульс (третий), поступивший на «Вход 1», поставит триггер  $T_1$  в положение 1. В момент переброса триггера  $T_1$  в это положение на выходе дифференцирующей цепочки появится импульс, который перебросит триггер  $T_2$  в положение 1. При этом на обмотку  $w_2$  шагового двигателя через усилитель будет подан импульс напряжением. Выход триггера  $T_2$  через дифференцирующую

щую цепочку связан с входом триггера  $T_1$ , поэтому при появлении сигнала на усилителе  $У_2$ , триггер  $T_1$  перейдет в положение 0.

Последующие импульсы, поступающие на «Вход 1», приведут к повторению цикла работы. Таким образом, чередование работы обмоток при поступлении импульсов на «Вход 1» будет происходить в порядке 1—3—2. Если импульсы подавать на «Вход 2», чередование работы обмоток будет 1—2—3 и шаговый двигатель будет вращаться в другую сторону (в данном случае — в прямом направлении).

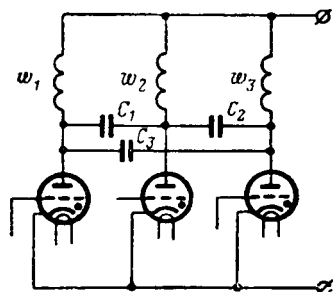


Рис. 14.29. Схема управления на тиратронах

На рис. 14.28, б приведена циклограмма, на которой показана очередность работы элементов схемы.

Для крупных шаговых двигателей применяются тиристорные усилители или усилители, выполненные на тиратронах. При поочередной подаче импульсов напряжения на сетки тиратронов (рис. 14.29) обмотки шаговых двигателей будут включаться в определенной последовательности. В подобных системах могут применяться и другие схемы управления, отличные от тех схем, работа которых была описана выше.

Управление шаговыми двигателями может быть осуществлено с помощью импульсов, записанных на перфоленте, перфокарте или магнитной ленте. С этих лент специальными устройствами записанные ранее на лентах импульсы считываются, усиливаются и по одному из каналов подаются на «Вход 1» или на «Вход 2».

В небольших шаговых двигателях можно сразу подавать номинальную частоту и двигатель без сбоя будет вращаться с номи-

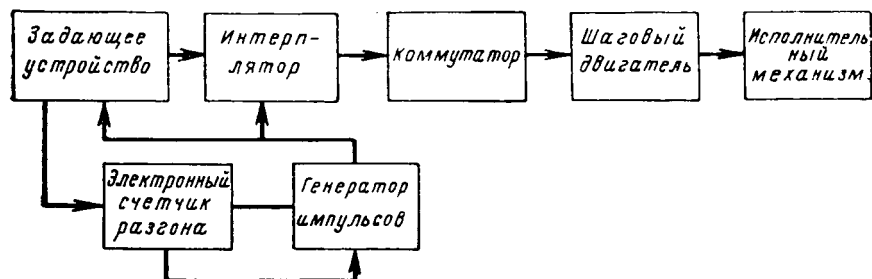


Рис. 14.30. Блок-схема управления шаговым двигателем

нальной скоростью. Для крупных шаговых двигателей необходимо предусмотреть специальные устройства, обеспечивающие без сбоя требуемый разгон, торможение или слежение (см. рис. 14.30).

Если учесть, что на ленте можно заранее записать импульсы управления с разной частотой, обеспечивающей плавный разгон или быстрое торможение, то специальных устройств для управления такими двигателями в данном случае не потребуется.

В тех случаях, когда команда с задающего устройства поступает в виде двоичного числа, то этот код необходимо преобразовывать в последовательные унитарные импульсы и затем подавать их на шаговый двигатель.

Устройство, выполняющее перевод двоичного числа в последовательные импульсы, называется интерполятором. Как видно из рис. 14.31, интерполятор состоит из двух групп триггеров. Верхние динамические триггеры  $T_5, T_6 \dots T_9$  используются в качестве делителя частоты импульсов, поступающих с генератора ГИ к триггерам через ключ  $И_6$ . Нижние статические триггеры  $T_0, T_1 \dots T_4$  использу-

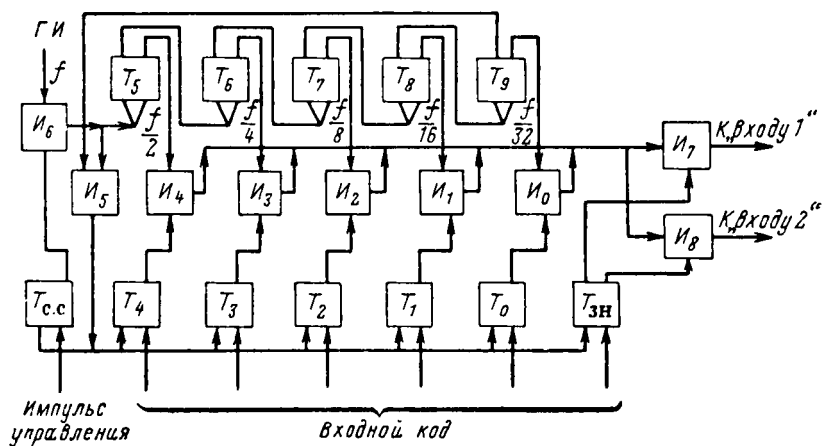


Рис. 14.31. Схема интерполятора.

ются для приема и запоминания входной — командной информации. С командного аппарата периодически, после стирания предыдущего кода, на интерполятор поступает модуль преобразуемого двоичного числа, который фиксируется триггерами  $T_0 \dots T_4$ . Одновременно с кодом числа поступает и знак его, который фиксируется триггером знака  $T_{зн}$ .

Если на выходе какого-либо статического триггера  $T_0 \dots T_4$  появится напряжение (что соответствует 1), то это напряжение поступит на свою ячейку совпадения И. Как видно на схеме, на ячейки  $И_0 \dots И_4$  поступают импульсы с делителя частоты, если предварительно был открыт ключ  $И_6$ . Эти импульсы проходят через ключи И на общую шину при условии, что на эти ключи были поданы напряжения с триггера числа. Число импульсов, поступивших на общую шину, равно преобразуемому числу. Последний динамический

триггер  $T_9$  тридцать вторым импульсом приводит схему в исходное состояние. С выхода его импульс совместно с импульсом от генератора ГИ попадает на ячейку И<sub>5</sub> и возвращает в исходное положение весь интерполятор, т. е. «обнуляет» его. После этого вновь

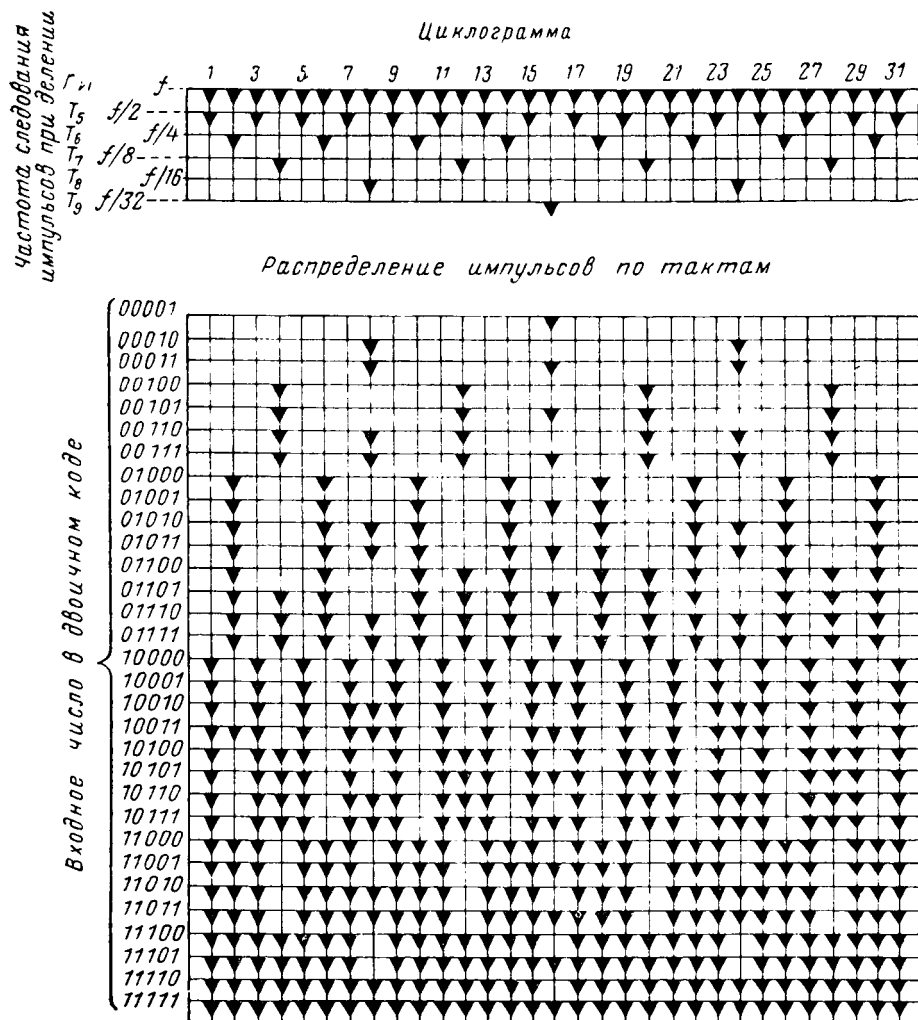


Рис. 14. 32. Циклограмма к рис. 14. 31

поступает команда на входные триггеры, и если подается импульс управления на стартстопный триггер  $T_{сс}$ , то схема начнет работать вновь. Поступление импульса управления можно согласовать с поступлением входного кода.

Из циклограммы рис. 14.32 следует, что длительность работы интерполятора определяется прохождением 32 импульсов. Если на вход подано, например, число 01101 (13), то триггеры  $T_3$ ,  $T_2$  и  $T_1$  выдадут импульсы напряжение на свои ключи. За время одного полного цикла работы интерполятора (ключ  $I_0$ ) пропустит один (шестнадцатый) импульс, ключ  $I_2$  пропустит четыре импульса, а ключ  $I_3$  — восемь. Остальные импульсы не пройдут.

Подобное устройство с шаговым двигателем легко может быть использовано в схемах управления летательного аппарата, а также для контроля его параметров как на земле, так и в полете.

Шаговый двигатель в этом случае отрабатывает команду, предварительно преобразованную интерполятором, подключает нужный канал, цепь которого затем проверяется, и т. д. Если осуществляется управление электроприводом, то шаговый двигатель подключает необходимый канал управления и по этому каналу посылает информацию на электропривод.

---

---

## ЛИТЕРАТУРА

1. Кулебакин В. С. и Нагорский В. Д., Электропривод самолетных агрегатов и механизмов, Оборонгиз, 1958.
2. Морозов Д. П., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1950.
3. Чиликин М. Г., Общий курс электропривода, Госэнергоиздат, 1961.
4. Андреев В. П. и Сабинин Ю. А., Основы электропривода, Госэнергоиздат, 1963.
5. Сиротин А. А., Автоматическое управление электроприводами, Госэнергоиздат, 1956.
6. Вешеневский С. Н., Расчет характеристик и сопротивлений для электродвигателей, Госэнергоиздат, 1955.
7. Бертинов А. И., Электрические машины авиационной автоматики, Оборонгиз, 1961.
8. Основы электрооборудования самолетов и автомашин, Под редакцией А. Н. Ларионова, Госэнергоиздат, 1955.
9. Борисов К. Н., Основы авиационного электропривода, Часть I, Оборонгиз, 1962.
10. Борисов К. Н., Основы авиационного электропривода. Часть II, Изд. МАИ, 1964.
11. Красовский А. А. и Поспелов Г. С., Основы автоматики и технической кибернетики, Госэнергоиздат, 1962.
12. Романов М. А., Витенберг Я. Л., Работа асинхронных двигателей в самолетных системах, сб. статей «Самолетное оборудование», Оборонгиз, 1960.
13. Лернер А. Я., Принципы построения быстродействующих следящих систем и регуляторов, Госэнергоиздат, 1961.
14. Воробьева Т. М., Электромагнитные муфты, Госэнергоиздат, 1960.
15. Могилевский В. Г., Электромагнитные порошковые муфты и тормоза, «Энергия», 1964.
16. Иванчук Б. Н., Липман Р. А., Рувинов Б. Я., Электроприводы с полупроводниковым управлением, «Энергия», 1964.
17. Петровский А. Я., Розман Я. Б., Регулируемый электропривод с магнитными усилителями, «Энергия», 1964.
18. Бергштейн С. Г., Импульсное управление скоростью вращения электродвигателей, «Энергия», 1964.
19. Красовский Е. П., Шаповаленко А. Г., Автоматическое управление асинхронными двигателями, Киев, «Техника», 1964.
20. Левин Г. М. и Гольденталь М. Э., Реверсивный ионный электропривод, «Энергия», 1964.

21. Поздеев А. Д. и Розман Я. Б., Электромагнитные муфты и тормоза с массивным якорем, Госэнергоиздат, 1963.
  22. Шипилло В. П., Системы сеточного управления ртутными выпрямителями для автоматических электроприводов, Госэнергоиздат, 1961.
  23. Бровман Я. С., Каган В. Г., Кочубиевский Ф. Д., Электроприводы с полупроводниковым управлением, «Энергия», 1964.
  24. Шипилло В. П., Сирица В. В. и Бугатов О. Г., Электромагнитные процессы в быстродействующем реверсивном ионном преобразователе, Госэнергоиздат, 1963.
  25. Сотсков Б. С., Методические указания и справочные данные для расчета надежности элементов и устройств, Изд. МАИ, 1964.
  26. Гитис Э. И., Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств, Госэнергоиздат, 1961.
  27. Ратмиров В. А., Ивоботенко Б. А., Шаговые двигатели для систем автоматического управления, Госэнергоиздат, 1962.
  28. Гаврилов М. А., Теория релейно-контактных схем, Изд. АН СССР, 1950.
  29. Коссов О. А., Усилители мощности на транзисторах в режиме переключения, «Энергия», 1964.
  30. Дроздов Е. А. и Пятибратов А. П., Автоматическое преобразование и кодирование информации, «Советское радио», 1964.
  31. Юрасов А. Н., Теория построения релейных схем, Госэнергоиздат, 1962.
  32. Рабинович Л. В., Электроавтоматика авиационных электромеханических установок, Оборонгиз, 1957.
  33. Коссов О. А., Цоканов В. В., Бесколлекторный электропривод постоянного тока, «Электричество», 1963, № 1.
-



## ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                                            | <i>Стр.</i> |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------|
| Предисловие . . . . .                                                                                                      | 3           |
| Введение . . . . .                                                                                                         | 5           |
| <b>Глава 1. Основные положения механики привода . . . . .</b>                                                              | <b>11</b>   |
| § 1.1. Построение нагрузочных диаграмм исполнительных механизмов . . . . .                                                 | 12          |
| § 1.2. Приведение моментов сопротивления или усилия к одной оси . . . . .                                                  | 15          |
| § 1.3. Коэффициент полезного действия редуктора . . . . .                                                                  | 17          |
| § 1.4. Приведение моментов инерции или маховых масс к одной оси . . . . .                                                  | 19          |
| § 1.5. Приведение моментов инерции и маховых масс поступательного движения к вращательному и обратное приведение . . . . . | 21          |
| <b>Глава 2. Свойства электродвигателей . . . . .</b>                                                                       | <b>24</b>   |
| § 2.1. Общие сведения . . . . .                                                                                            | 24          |
| § 2.2. Относительные величины . . . . .                                                                                    | 24          |
| § 2.3. Свойства двигателей постоянного тока . . . . .                                                                      | 26          |
| § 2.4. Электромагнитный момент двигателя . . . . .                                                                         | 29          |
| § 2.5. Свойства электродвигателей с параллельным и независимым возбуждением . . . . .                                      | 31          |
| § 2.6. Тормозные режимы двигателей с параллельным возбуждением . . . . .                                                   | 36          |
| § 2.7. Свойства двигателей с последовательным возбуждением . . . . .                                                       | 40          |
| § 2.8. Искусственные характеристики . . . . .                                                                              | 42          |
| § 2.9. Свойства двигателей смешанного возбуждения . . . . .                                                                | 47          |
| § 2.10. Общие выводы для двигателей постоянного тока . . . . .                                                             | 49          |
| § 2.11. Двигатели переменного тока . . . . .                                                                               | 51          |
| § 2.12. Уравнение механической характеристики асинхронного двигателя при симметричном режиме . . . . .                     | 51          |
| § 2.13. Свойства асинхронных трехфазных двигателей . . . . .                                                               | 55          |
| § 2.14. Определение характеристик асинхронного двигателя по его номинальным данным . . . . .                               | 58          |
| § 2.15. Эксплуатационные характеристики асинхронных двигателей . . . . .                                                   | 61          |
| § 2.16. Тормозные режимы асинхронного двигателя . . . . .                                                                  | 64          |
| <b>Глава 3. Механические переходные процессы в электроприводах . . . . .</b>                                               | <b>70</b>   |
| § 3.1. Общие сведения . . . . .                                                                                            | 70          |
| § 3.2. Аналитический метод решения переходных процессов . . . . .                                                          | 71          |
| § 3.3. Электромеханическая постоянная времени . . . . .                                                                    | 74          |
| § 3.4. Путь, пройденный двигателем за время ускорения или замедления . . . . .                                             | 75          |
| § 3.5. Определение тока якоря в двигателе с параллельным возбуждением в момент пуска . . . . .                             | 76          |
| § 3.6. Переходный процесс двигателя с параллельным или независимым возбуждением при динамическом торможении . . . . .      | 77          |
| § 3.7. Графо-аналитический метод решения переходных процессов . . . . .                                                    | 79          |
| § 3.8. Решение уравнения переходного процесса методом конечных приращений . . . . .                                        | 81          |

|                                                                                                                                     | <i>Стр.</i> |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------|
| § 3.9. Упрощенный метод построения характеристик привода . . .                                                                      | 83          |
| § 3.10. Переходные процессы при пуске асинхронного двигателя . . .                                                                  | 84          |
| § 3.11. Переходные процессы при торможении асинхронного двигателя . . .                                                             | 87          |
| <b>Глава 4. Энергетика процессов пуска и торможения электроприводов</b>                                                             | <b>90</b>   |
| § 4.1. Значение энергетики пусковых режимов в авиационном электроприводе . . .                                                      | 90          |
| § 4.2. Прямой пуск электродвигателей постоянного тока . . .                                                                         | 91          |
| § 4.3. Реостатный пуск двигателя постоянного тока . . .                                                                             | 98          |
| § 4.4. Пуск двигателя постоянного тока при увеличении э. д. с. источника тока . . .                                                 | 100         |
| § 4.5. Пуск двигателя постоянного тока при уменьшении магнитного потока возбуждения . . .                                           | 109         |
| § 4.6. Пуск электропривода при уменьшении передаточного отношения системы передач . . .                                             | 117         |
| § 4.7. Пуск асинхронных двигателей . . .                                                                                            | 122         |
| § 4.8. Сравнение различных методов управления пуском электроприводов . . .                                                          | 123         |
| § 4.9. Потери энергии при торможении двигателей с независимым возбуждением и асинхронных . . .                                      | 126         |
| § 4.10. Пуск асинхронного двигателя при питании от сети соизмеримой мощности . . .                                                  | 127         |
| <b>Глава 5. Тепловые режимы и выбор мощности двигателя</b>                                                                          | <b>133</b>  |
| § 5.1. Общие сведения . . .                                                                                                         | 133         |
| § 5.2. Процесс нагрева электродвигателя . . .                                                                                       | 135         |
| § 5.3. Охлаждение электродвигателя . . .                                                                                            | 137         |
| § 5.4. Длительный режим работы двигателя . . .                                                                                      | 138         |
| § 5.5. Метод средних потерь . . .                                                                                                   | 139         |
| § 5.6. Метод эквивалентного тока . . .                                                                                              | 140         |
| § 5.7. Метод эквивалентного момента и мощности . . .                                                                                | 141         |
| § 5.8. Кратковременный режим работы двигателя . . .                                                                                 | 142         |
| § 5.9. Повторно-кратковременный режим работы двигателя . . .                                                                        | 145         |
| § 5.10. Выбор передаточного отношения системы передач . . .                                                                         | 148         |
| § 5.11. Общая методика выбора типа и мощности электродвигателя . . .                                                                | 151         |
| § 5.12. Пример выбора типа и мощности электродвигателя . . .                                                                        | 153         |
| <b>Глава 6. Расчет сопротивлений для двигателей</b>                                                                                 | <b>160</b>  |
| § 6.1. Общие сведения . . .                                                                                                         | 160         |
| § 6.2. Режим пуска двигателя . . .                                                                                                  | 163         |
| § 6.3. Расчет пусковых сопротивлений двигателей постоянного тока с независимым возбуждением графическим методом . . .               | 164         |
| § 6.4. Аналитический расчет пусковых сопротивлений . . .                                                                            | 167         |
| § 6.5. Расчет сопротивлений динамического торможения и торможения противовключением для двигателей с независимым возбуждением . . . | 168         |
| § 6.6. Расчет пусковых сопротивлений для двигателей с последовательным возбуждением . . .                                           | 169         |
| § 6.7. Расчет сопротивления при противовключении для двигателей с последовательным возбуждением . . .                               | 171         |
| § 6.8. Расчет сопротивлений при динамическом торможении для двигателей с последовательным возбуждением . . .                        | 172         |
| § 6.9. Расчет пусковых и тормозных сопротивлений асинхронного двигателя . . .                                                       | 173         |
| § 6.10. Расчет пусковых сопротивлений для асинхронного двигателя с контактными кольцами . . .                                       | 174         |
| § 6.11. Расчет сопротивления ступени противовключения . . .                                                                         | 176         |
| § 6.12. Расчет сопротивлений по нагреву . . .                                                                                       | 176         |

|                                                                                                                                    |            |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>Глава 7. Аппаратура и устройства для управления электроприводами</b>                                                            | <b>178</b> |
| § 7.1. Общие сведения                                                                                                              | 178        |
| § 7.2. Командные аппараты                                                                                                          | 178        |
| § 7.3. Электромагнитные контакторы                                                                                                 | 180        |
| § 7.4. Концевые выключатели                                                                                                        | 185        |
| § 7.5. Реле                                                                                                                        | 186        |
| § 7.6. Тепловые автоматы для предохранения электродвигателей от электрических и тепловых перегрузок                                | 190        |
| <b>Глава 8. Управление электроприводами</b>                                                                                        | <b>193</b> |
| § 8.1. Общие сведения                                                                                                              | 193        |
| § 8.2. Основное требование, предъявляемое к системам автоматического управления, — надежность                                      | 195        |
| § 8.3. Простейшие схемы управления электроприводами                                                                                | 197        |
| § 8.4. Простейшие схемы управления реверсивными электроприводами постоянного тока                                                  | 197        |
| § 8.5. Принцип автоматического управления пуском, торможением и реверсом электродвигателей                                         | 199        |
| § 8.6. Пуск двигателей в функции времени                                                                                           | 201        |
| § 8.7. Торможение электродвигателя в функции времени                                                                               | 204        |
| § 8.8. Пуск электродвигателя в функции скорости                                                                                    | 205        |
| § 8.9. Торможение электродвигателя в функции скорости                                                                              | 206        |
| § 8.10. Пуск двигателя в функции тока                                                                                              | 207        |
| § 8.11. Схема автоматического управления асинхронными двигателями                                                                  | 208        |
| § 8.12. Управление приводом шасси                                                                                                  | 211        |
| § 8.13. Электромеханический групповой привод механизмов уборки шасси                                                               | 211        |
| § 8.14. Индивидуальный привод механизма уборки шасси                                                                               | 212        |
| § 8.15. Некоторые особенности конструкции электромеханизмов                                                                        | 217        |
| <b>Глава 9. Основные положения теории релейно-контактных схем</b>                                                                  | <b>222</b> |
| § 9.1. Общие сведения                                                                                                              | 222        |
| § 9.2. Основные законы алгебры логики                                                                                              | 224        |
| § 9.3. Синтез и анализ релейно-контактных схем                                                                                     | 226        |
| § 9.4. Пример составления структурной формулы и ее анализ для привода предпосадочной раскрутки колес                               | 226        |
| § 9.5. Пример синтеза схемы                                                                                                        | 230        |
| <b>Глава 10. Регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока</b>                                                       | <b>234</b> |
| § 10.1. Электродвигатель как объект регулирования скорости вращения                                                                | 234        |
| § 10.2. Классификация методов регулирования скорости вращения электродвигателей                                                    | 236        |
| § 10.3. Показатели регулируемого привода                                                                                           | 238        |
| § 10.4. Регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока изменением сопротивления в цепи якоря                          | 239        |
| § 10.5. Регулирование скорости вращения двигателя постоянного тока при шунтировании якоря                                          | 242        |
| § 10.6. Импульсное регулирование скорости двигателя независимого возбуждения                                                       | 248        |
| § 10.7. Потери на нагревание в цепи якоря двигателя при импульсном регулировании скорости вращения                                 | 254        |
| § 10.8. Принципы построения схем для импульсного регулирования скорости вращения, в которых используется вибрационная линеаризация | 255        |
| § 10.9. Регулирование скорости вращения двигателя постоянного тока с помощью импульсов повышенной частоты                          | 261        |
| § 10.10. Регулирование скорости двигателя независимого возбуждения изменением тока возбуждения                                     | 273        |

|                                                                                                                                                     |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| § 10.11. Регулирование скорости вращения серийного двигателя шунтированием обмотки возбуждения . . . . .                                            | 276 |
| § 10.12. Импульсное управление воздействием на цепь возбуждения . . . . .                                                                           | 278 |
| § 10.13. Генераторные методы регулирования скорости вращения двигателей постоянного тока . . . . .                                                  | 280 |
| § 10.14. Регулирование скорости вращения двигателей в системе генератор—двигатель с применением машин последовательного возбуждения . . . . .       | 285 |
| § 10.15. Регулирование скорости вращения двигателя по схеме согласованного встречного включения . . . . .                                           | 286 |
| § 10.16. Электромагнитные переходные процессы в цепи обмотки возбуждения. Форсировка процесса возбуждения . . . . .                                 | 287 |
| § 10.17. Переходные процессы в системе генератор—двигатель . . . . .                                                                                | 290 |
| § 10.18. Передаточная функция системы генератор—двигатель . . . . .                                                                                 | 299 |
| § 10.19. Регулирование скорости вращения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением с помощью электромашинного усилителя (ЭМУ) . . . . . | 302 |
| § 10.20. Э. д. с. электромашинного усилителя . . . . .                                                                                              | 304 |
| § 10.21. Коэффициент усиления электромашинного усилителя . . . . .                                                                                  | 306 |
| § 10.22. Внешние характеристики ЭМУ . . . . .                                                                                                       | 307 |
| § 10.23. Переходные процессы в ЭМУ . . . . .                                                                                                        | 310 |
| § 10.24. Преимущества системы ЭМУ с двигателем . . . . .                                                                                            | 314 |
| § 10.25. Передаточная функция и определение постоянных ЭМУ . . . . .                                                                                | 314 |
| § 10.26. Регулирование скорости вращения двигателя независимого возбуждения с помощью транзисторов . . . . .                                        | 317 |
| § 10.27. Регулирование скорости вращения двигателя независимого возбуждения с помощью тириستоров . . . . .                                          | 319 |
| § 10.28. Регулирование скорости вращения двигателей с применением управляемых выпрямителей при питании от сети переменного тока . . . . .           | 320 |
| § 10.29. Коэффициент мощности и к. п. д. привода с управляемыми выпрямителями . . . . .                                                             | 327 |
| § 10.30. Достоинства и недостатки привода с управляемыми выпрямителями . . . . .                                                                    | 329 |
| § 10.31. Дроссельное регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока . . . . .                                                          | 330 |
| <b>Глава 11. Регулирование скорости вращения двигателей переменного тока</b> . . . . .                                                              | 337 |
| § 11.1. Регулирование скорости вращения двухфазного двигателя изменением асимметрии напряжений на зажимах статора . . . . .                         | 337 |
| § 11.2. Регулирование скорости вращения трехфазного двигателя изменением активного сопротивления в цепи ротора . . . . .                            | 341 |
| § 11.3. Передаточная функция асинхронного двигателя, управляемого реостатом в цепи ротора . . . . .                                                 | 343 |
| § 11.4. Энергетические соотношения при управлении реостатом в цепи ротора . . . . .                                                                 | 347 |
| § 11.5. Управление трехфазным двигателем с помощью дросселей насыщения . . . . .                                                                    | 349 |
| § 11.6. Передаточная функция асинхронного двигателя, управляемого дросселями насыщения . . . . .                                                    | 354 |
| § 11.7. Энергетические соотношения при управлении асинхронным двигателем дросселями насыщения . . . . .                                             | 359 |
| § 11.8. Импульсное регулирование скорости вращения асинхронных двигателей . . . . .                                                                 | 361 |
| § 11.9. Частота и амплитуда пульсаций скорости вращения при импульсном регулировании . . . . .                                                      | 364 |
| § 11.10. Энергетические соотношения при импульсном управлении асинхронными двигателями . . . . .                                                    | 366 |

|                                                                                                                                                 |     |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| § 11.11. Регулирование скорости асинхронного двигателя изменением числа пар полюсов . . . . .                                                   | 367 |
| § 11.12. Управление асинхронным двигателем способом изменения частоты с помощью устройств на полупроводниковых триодах (транзисторах) . . . . . | 370 |
| § 11.13. Управление синхронным двигателем способом изменения частоты с помощью устройств на транзисторах . . . . .                              | 375 |
| § 11.14. Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей с помощью полупроводниковых управляемых вентилей (тиристоров) . . . . .         | 377 |
| Глава 12. Регулирование скорости вращения электроприводов с помощью муфт сцепления . . . . .                                                    | 380 |
| § 12.1. Фрикционные муфты с электромагнитным управлением . . . . .                                                                              | 380 |
| § 12.2. Ферропорошковые муфты . . . . .                                                                                                         | 387 |
| § 12.3. Фрикционные саморегулирующиеся муфты . . . . .                                                                                          | 389 |
| Глава 13. Системы синхронного вала . . . . .                                                                                                    | 391 |
| § 13.1. Система синхронного вала с асинхронными двигателями, имеющими электрическую связь через реостат . . . . .                               | 391 |
| § 13.2. Система синхронного вала со вспомогательными асинхронными машинами . . . . .                                                            | 395 |
| § 13.3. Система синхронного вала с двигателями постоянного тока . . . . .                                                                       | 396 |
| Глава 14. Понятие об электроприводе с применением счетно-решающих устройств (цифровой электропривод) . . . . .                                  | 397 |
| § 14.1. Общие сведения . . . . .                                                                                                                | 397 |
| § 14.2. Кодирование механического перемещения . . . . .                                                                                         | 399 |
| § 14.3. Кодирование по схеме перемещение—напряжение—код . . . . .                                                                               | 399 |
| § 14.4. Кодирование по схеме перемещение—временной интервал—код . . . . .                                                                       | 401 |
| § 14.5. Кодирующее устройство с магнитным барабаном . . . . .                                                                                   | 402 |
| § 14.6. Кодирующее устройство последовательного приращения . . . . .                                                                            | 403 |
| § 14.7. Кодовые маски . . . . .                                                                                                                 | 405 |
| § 14.8. Декодирующие устройства (цифра-аналог) . . . . .                                                                                        | 412 |
| § 14.9. Следящая система с использованием диска последовательного приращения . . . . .                                                          | 414 |
| § 14.10. Следящая система с использованием кодовых масок . . . . .                                                                              | 415 |
| § 14.11. Программное управление на шаговых двигателях . . . . .                                                                                 | 421 |
| § 14.12. Шаговые двигатели . . . . .                                                                                                            | 421 |
| § 14.13. Статический синхронизирующий момент . . . . .                                                                                          | 423 |
| § 14.14. Механические (частотные) характеристики шагового двигателя . . . . .                                                                   | 424 |
| § 14.15. Схемы управления шаговыми двигателями . . . . .                                                                                        | 425 |
| Литература . . . . .                                                                                                                            | 430 |

Константин Николаевич Борисов, Валентин Дмитриевич Нагорский

## ОСНОВЫ АВИАЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Издательский редактор В. Ю. Иваницкий

Техн. редактор В. И. Орешкина

Г-47115

Подписано в печать 13/IV 1967 г.

Учетно-изд. л. 23,9

Формат бумаги 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>=13,75 бум. л.—27,5 печ. л., в т. ч. 1 вкл.

Цена 1 р. 02 к.

Тираж 6000 экз.

Тем. план 1966 г. № 10

Заказ 2616/1949

Московская типография № 8 Главполиграфпрома  
Комитета по печати при Совете Министров СССР  
Хохловский пер., 7.