МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН

Казахский национальный технический университет
имени К. И. Сатпаева.

Н.Т. Исембергенов

ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

АВТОМАТИКИ

Рекомендовано Министерством образования и науки
Республики Казахстан в качестве учебника

Алматы 2008

УДК 621.398
ББК 32.963 я 73
И 84 **Исембергенов Н. Т.** Элементы и устройства автоматики**:**
Учебник. – Алматы: КазНТУ, 2008 – 250 с.
ISBN 978-601-228-002-9

Учебник содержит десять глав. В первой главе рассматриваются устройства и принципы работы электрических машин постоянного тока, а также способы управления и регулирования. Вторая глава посвящена управляемым выпрямителям. Значительное внимание уделено принципам построения управляемых выпрямителей и применению их для регулирования в автоматических системах.

В главе 3 описаны устройства и принципы работы трансформаторов и приведена общая теория. Главы 4 и 5 содержат сведения об асинхронных трехфазных и однофазных двигателях. Рассматриваются устройства и принципы работы этих двигателей и их основные характеристики, а также способы регулирования. Глава 6 посвящается синхронным машинам. Большое внимание уделяется характеристикам синхронных машин и более подробно показаны физические процессы в этих машинах. Глава 7 содержит сведения о микромашинах, применяемых в автоматических системах управления и регулирования. Правильный выбор электрических двигателей и тепловые режимы их представлены в главе 8. В главе 9 и 10 описаны устройства и принципы работы электромагнитных устройств и датчиков. Показаны основные характеристики, преимущества и недостатки, а также особенности выбора этих устройств и область их применения.

Учебник «Элементы и устройства автоматики» предназначен для бакалавров, обучающихся по специальности 050702 «Автоматизация и управление» а также может быть использован для бакалавров специальности «Электроэнергетика».

Ил. 158. Табл. 2 Библиогр. – 8 назв.

ББК 32.963 я 73

Рецензенты: *Ш. Б. Биттиев*, зав. каф. «Автоматизация и управление» Казахской Академии транспорта и коммуникации, д-р тех. наук, проф.

П. И. Сагитов, *зав. каф. «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Алматинского института энергетики и связи, д-р тех. наук, проф.*

Б. К Курманов, зав. каф. «Информационные системы» Казахстанско– Британского технического университета, канд. техн. наук, доц.

Печатается по плану издания Министерства образования и науки Республики Казахстан на 2008 г.

© Н.Т. Исембергенов, 2008

© КазНТУ, 2008

ISBN 978-601-228-002-9

ционное управление и регулирование; осуществляют различные преобразования механической энергии и механических величин в электрические и наоборот; обеспечивают работу следящих систем и т. д..

Элементы и устройства автоматики состоят из следующих видов: электромашинные устройства, электромагнитные устройства и датчики и все они подробно описаны в этом учебнике. Электромашинные устройства автоматики представляют собой электрические машины малой мощности. Они используются как генераторы электрической энергии, а также как двигатели, чтобы приводить в движение самые разнообразные рабочие механизмы. Электромагнитные устройства и датчики являются основными элементами автоматики и представляют собой аппараты для преобразования, управления и контроля.

Учебник содержит десять глав. В первой главе рассматриваются устройства и принципы работы электрических машин постоянного тока, а также способы управления и регулирования. Вторая глава посвящена управляемым выпрямителям, которые в последние годы широко применяются в практике. Значительное внимание уделено принципам построения управляемых выпрямителей и применению их для регулирования в автоматических системах. В главе 3 описаны устройства и принципы работы трансформаторов и приведена общая теория. Глава 4 содержит сведения об асинхронных трехфазных двигателях. Рассматриваются устройства и принципы работы асинхронных трехфазных двигателей и их основные характеристики, а также способы регулирования. Глава 5 посвящена однофазным и управляемым асинхронным двигателям описаны устройства и принципы работы двигателей, и их способы регулирования. Глава 6 посвящается синхронным машинам. Особое внимание уделяется характеристикам синхронных машин и более подробно показаны физические процессы в этих машинах. Глава 7 содержит сведения о микромашинах, применяемых в автоматических системах управления и регулирования. Правильный выбор электрических двигателей и тепловые режимы их предопределяют работу систем автоматики, поэтому глава 8 посвящается этой теме. В главе 9 описаны устройства и принципы электромагнитных устройств автоматики, которым относятся реле различных типов и электромагнитные муфты. Показаны область применения этих устройств и особенности выбора. Глава 10 содержит сведения о датчиках. Рассматривается устройства и принципы работы датчиков различных типов и показаны основные характеристики, преимущества и недостатки.

Учебник «Элементы и устройства автоматики» предназначен для бакалавров, обучающихся по специальности 050702 – “Автоматизация и управление” а также может быть использован для бакалавров специальности “Электроэнергетика”.

ВВЕДЕНИЕ

Общие сведения об элементах и устройствах автоматики

В настоящее время автоматические системы управления и регулирования очень широко внедряются в промышленность, транспорт, сельское хозяйство, быт. С каждым годом растет производство всевозможных станков-автоматов, роботов, автоматических линий; небывалыми темпами развивается автоматизация самых различных технологических процессов. Громадное количество всевозможных автоматических и телемеханических систем устанавливается на морских и речных судах, тепловозах и электровозах, самолетах и ракетах, на обычных и атомных электростанциях, на предприятиях связи, в различных научно-исследовательских лабораториях.

Автоматические системы управления и регулирования состоят из конкретных элементов и устройств, которые выполняют заданные им функции согласно законам и способам управления и регулирования. Элементы и устройства автоматики выполняют самые различные, порой весьма ответственные функции. Они приводят во вращение всевозможные механизмы; обеспечивают дистанционное управление, регулирование и контроль; осуществляют различные преобразования механических величин в электрические, и наоборот, электрических величин одного вида в электрические величины другого вида; обеспечивают работу следящих систем; производят преобразование координат.

От качества и надежности элементов и устройств автоматики часто зависят качество и надежность сложной и дорогостоящей автоматической системы, управляющей весьма ответственными процессами. Отказ элементов и устройств автоматики и вызванный этим простой сложного оборудования порой обходится большими материальными и финансовыми затратами.

Элементы и устройства автоматики состоят из следующих видов: электромашинных устройств, электромагнитных устройств и датчиков.

Электромашинные устройства являются основными элементами автоматики и представляют собой электрические машины малой мощности. Они используются как источники (генераторы) электрической энергии, как двигатели, чтобы приводить в движение самые разнообразные рабочие механизмы. Электромашинные устройства автоматики широко применяются в кинематических устройствах различных радиоэлектронных приборов, в приборах точной механики и оптики; во всевозможных медицинских приборах, предназначенных для диагностики (кардиографы, центрифуги) и лечения (ингаляторы, бормашины и т. п.); в приборах звукозаписи и звуковоспроизведения; в ки-

ноаппаратуре; в аппаратуре связи и т. п. Большое количество электрических машин требуется для промышленности и сельского хозяйства.

Особенно большое количество всевозможных микромашин, исчисляемое десятками миллионов, производится для службы быта. Микродвигатели обеспечивают работу холодильников, пылесосов, полотеров, стиральных машин, магнитофонов, проигрывателей, миксеров, кофемолок, соковыжималок, вентиляторов, электробритв, фенов и т. п.

В зависимости от назначения электрические машины можно разделить на две большие группы: 1) электрические машины общепромышленного (широкого) применения; 2) электрические машины автоматических устройств. Разделение это несколько условно, т. к. часто одна и та же машина применяется и в промышлености, и в быту, и в схемах автоматики.

Электрические машины, предназначенные для преобразования механической энергии в электрическую, называются *генераторами*, а электрические машины, предназначенные для обратного преобразования электрической энергии в механическую, – *двигателями*.

Электрические машины применяются также для преобразования рода тока (например, переменного тока в постоянный), частоты и числа фаз переменного тока, постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения. Такие машины называются электромашинными преобразователями.

К электромашинным устройствам относят также трансформатор. Трансформатор представляет собой статический электромагнитный аппарат, который служит для преобразования переменного тока одного напряжения в переменный ток другого напряжения, но той же частоты. Хотя он и не является машиной (нет движущихся частей), все же его теория изучается вместе с теорией электрических машин, т. к. основные соотношения между величинами, характеризующими рабочий процесс трансформатора, применимы и к электрическим машинам.

Различают машины переменного и постоянного тока в зависимости от того, какой ток они генерируют или потребляют.

Машины переменного тока разделяются на синхронные и асинхронные. В тех и других машинах при их работе возникает вращающееся магнитное поле. Ротор синхронной машины вращается с частотой, равной частоте вращения магнитного поля статора. Частота вращения ротора асинхронной машины отличается от частоты вращения поля статора.

Машины переменного тока бывают однофазные и многофазные (чаще всего трехфазные); первые генерируют или потребляют однофазный ток, вторые – многофазный ток.

Электромагнитные устройства являются основными элементами автоматики и представляют собой электрические аппараты управления и контроля.

1. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

1.1. Устройство машины постоянного тока

Электрические машины постоянного тока – это один из наиболее распространенных типов преобразователей энергии, которые выполняют важнейшие функции – получение электроэнергии в генераторах и преобразование ее в механическое движение с помощью двигателей для самых разнообразных целей.

На рис. 1.1 представлен схематический разрез четырехполюсной машины постоянного тока. Статор такой машины состоит из станины **1**, выполняемой в виде стальной трубы. Станина служит основанием для крепления неподвижных частей, а также является одним из участков в магнитной цепи машины. К внутренней поверхности станины крепятся главные полюсы, которые набираются из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм.

Главные полюсы состоят из сердечников **2** и обмоток возбуждения **3**. Сердечники имеют полюсные наконечники **5**, которые обеспечивают нужное распределение магнитной индукции в воздушном зазоре. Катушки главных полюсов соединяются таким образом, чтобы образовался магнитный поток возбуждения.

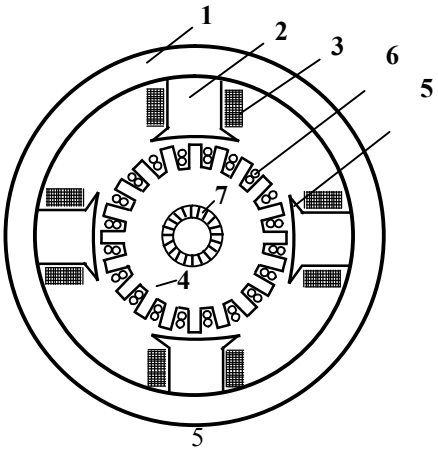


Рис. 1.1. Конструкция четырехполюсной машины постоянного тока

В некоторых случаях вместо электромагнитов для возбуждения используют постоянные магниты. В машинах мощностью более 1000 Вт между главными полюсами устанавливают добавочные полюсы, которые служат для улучшения коммутации якорной цепи.

Якорь **4** представляет собой сердечник, набранный из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, покрытый лаком для уменьшения потерь мощности от вихревых токов, возникающих при перемагничивании якоря во время его вращения в магнитном поле возбуждения. В изолированные пазы цилиндрической поверхности сердечника якоря укладывают обмотку **6**, которую закрепляют в пазах с помощью гетинаксовых или деревянных клиньев. Выступающие за сердечник части обмотки укрепляют на якоре с помощью специальных бандажей. Концы обмотки якоря присоединяют к пластинам коллектора **7**.

Коллектор представляет собой цилиндрическое тело, состоящее из отдельных медных пластин. Коллекторные пластины тщательно изолируют друг от друга миканитовыми прокладками, а от корпуса машины – миканитовыми манжетами. Коллекторная пластина вместе с изоляцией между пластинами образует коллекторное деление. Соединение секций обмотки с коллекторными пластинами производят с помощью специальных хомутиков, надеваемых на концы секций и впаиваемых в концы коллекторных пластин. Коллектор так же, как и сердечник якоря, жестко закрепляют на валу с насаженными на нем подшипниками.

Внешнюю цепь машины присоединяют к коллектору посредством графитных, электрографитированных или металлографитных щеток, которые помещаются в обоймах щеткодержателей и прижимаются к коллектору пружинами. Щеткодержатели монтируют на переднем подшипниковом щите. Передний и задний щиты крепят болтами к станине. В расточки щитов помещают шариковые или роликовые подшипники.

Обмотки якоря являются важнейшим элементом электрических машин постоянного тока. Обмотки укрепляются на якоре, а их концы соединяются с коллекторными пластинами.

1. 2. Общие сведения об якорных обмотках машин постоянного тока

Обмотки якоря машины постоянного тока должны удовлетворять следующим требованиям:

1) обмотка должна быть рассчитана на заданные значения напряжения и тока нагрузки, соответствующие номинальной мощности;

2) обмотка должна иметь необходимую электрическую, механическую и термическую прочность, обеспечивающую достаточно продолжительный срок службы машины (до 15–20 лет);

3) конструкция обмотки должна обеспечить удовлетворительные условия токосъема с коллектора, без вредного искрения;

4) расход материала при заданных эксплуатационных показателях (КПД и др.) должен быть минимальным;

5) технология изготовления обмотки должна быть по возможности простой.

В современных машинах постоянного тока якорная обмотка укладывается в пазах на внешней поверхности якоря. Такие обмотки называются барабанными. Обмотки якорей подразделяются на петлевые и волновые. Существуют также обмотки, которые представляют собой сочетание этих двух обмоток.

Основным элементом каждой обмотки якоря в машинах постоянного тока является секция, которая состоит из одного или некоторого числа последовательно соединенных витков и присоединена своими концами к коллекторным пластинам (рис. 1.2, б) и рис. 1.3).

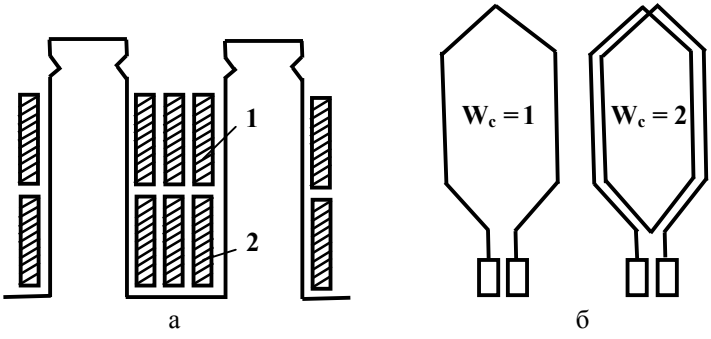


Рис. 1.2. Обмотки машины постоянного тока:
а *– укладка обмоток в пазу;* ***б*** *– одновитковая и двухвитковая секции петлевой обмотки*

В обмотке обычно все секции имеют одинаковое число витков. На схемах обмоток секции для простоты изображаются всегда одновитковыми.

Для удобного расположения выходящих из пазов лобовых частей обмотки якоря выполняются двухслойными. При этом в каждом пазу секции располагаются в два слоя (рис. 1.2, а): одна сторона каждой секции – в верхнем слое одного паза, а другая – в нижнем слое другого паза. На схемах обмоток стороны секций, находящиеся в верхнем слое, будем изображать сплошными линиями, а стороны, расположенные в нижнем слое – штриховыми линиями. Однослойные якорные обмотки по принципу устройства не отличаются от двухслойных и применяются только при $\mathbf{P_н} < 0{,}5$ кВт.

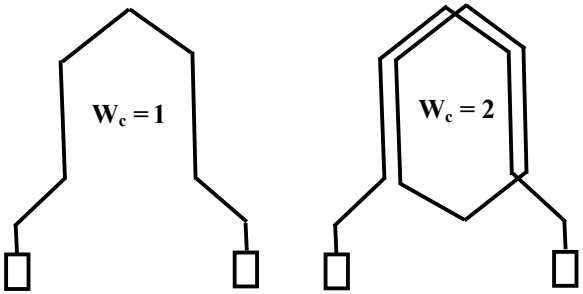
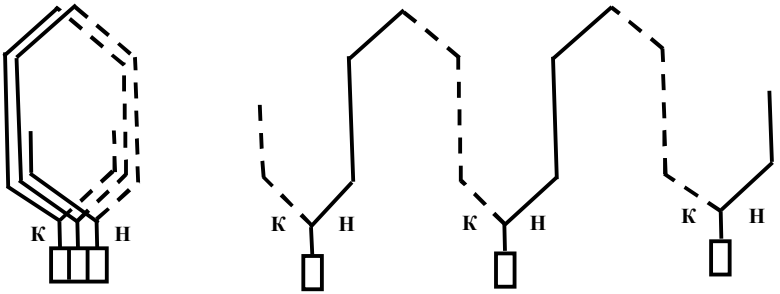


Рис. 1.3. Одновитковая и двухвитковая секции волновой обмотки

Секции обмотки соединяются друг с другом в последовательную цепь таким образом, что начало (**н**) последующей секции присоединяется вместе с концом (**к**) предыдущей секции к общей коллекторной пластине (рис. 1.4). Обмотки – петлевая и волновая – названы по внешнему очертанию контуров, образуемых последовательно соединенными секциями.



а б

Рис. 1.4. Соединение секций обмоток машины постоянного тока:
***а** – петлевая обмотка; **б** – волновая обмотка*

Поскольку каждая секция имеет два конца и к каждой коллекторной пластине присоединены также два конца секций, то общее число пластин коллектора **К** равно числу секций обмотки **S,** т. е. **К = S.**

В простейшем случае в пазу находятся две секционные стороны: одна в верхнем и другая – в нижнем слое. При этом число пазов якоря **Z = S = K.** Однако для уменьшения пульсаций выпрямленного тока и напряжения, а также во избежание возникновения чрезмерно большого напряжения между соседними коллекторными пластинами число пластин должно быть достаточно большим.

С другой стороны, изготовление якорей с большим числом пазов нецелесообразно, т. к. при этом пазы будут узкими, значительная часть их площади будет занята изоляцией секций от корпуса, для проводников останется мало места, и в итоге получится уменьшение мощности машины. Кроме того, большой расход изоляционных материалов и увеличение штамповочных работ вызовут удорожание машины, а мелкие зубцы будут непрочными. По этим причинам обычно в каждом слое паза располагают рядом несколько ($\mathbf{u_п}$ = 2, 3, 4, 5) секционных сторон.

1. 3. Принцип действия машины постоянного тока

Принцип действия электрической машины постоянного тока может быть рассмотрен на примере простейшей машины постоянного тока, функциональная схема которого показана на рис. 1.5.

Режим генератора. В режиме генератора машина постоянного тока представляет собой рамку, содержащую один или **w** витков, и вращающуюся с частотой **n** от внешнего привода по часовой стрелке. В данном случае рамка, содержащая один или **w** витков, вращается в постоянном магнитном поле, создаваемом постоянным магнитом или электромагнитом.

Согласно закону электромагнитной индукции, в обмотках якоря возникает электродвижущая сила (ЭДС)

$$\mathbf{e = -\frac{d\psi}{dt} = \frac{d(w \cdot B \cdot S)}{dt}}, \qquad (1.1)$$

где $\psi = w \cdot B \cdot S$ – потокосцепление; **w** – число витков, **B** – магнитная индукция в воздушном зазоре между полюсами и якорем; **S** – сечение, через которое проходит поток, пронизывающий обмотку.

Направление ЭДС определяется по правилу правой руки. Согласно этому правилу, магнитный поток должен входить в ладонь, большой палец должен указывать направление вращения, тогда другие пальцы указывают направление электродвижущей силы.

В данном случае обмотка состоит из одного витка или из проводников. Значение ЭДС, индуктируемой в проводнике обмотки, равен

$$e_{пр} = B \cdot L \cdot v ,$$

где **L** – активная длина проводника, т. е. длина, которая расположена в магнитном поле машины; **v** – линейная скорость движения проводника.

В обоих проводниках вследствие симметрии индуктируются одинаковые ЭДС, которые по контуру витка складываются, поэтому полная ЭДС будет равна

$$E_{я} = 2 \cdot e_{пр} = 2 \cdot B \cdot L \cdot V , \qquad (1.2)$$

где ЭДС $E_{я}$ является переменной величиной, т. к. проводники обмотки якоря проходят попеременно под северным и южными полюсами, в результате чего направление ЭДС в проводниках меняется. По форме кривая ЭДС проводника в зависимости от времени повторяет кривую распределения индукции **B** вдоль воздушного зазора.

Частота ЭДС **f** в двухполюсной машине равна частоте вращения якоря **n**, выраженной в оборотах в секунду

$$f = n ,$$

а общем случае, когда машина имеет **p** пар полюсов,

$$f = p \cdot n . \qquad (1.3)$$

Если обмотка якоря с помощью щеток замкнута через внешнюю цепь, то в этой цепи, а также в обмотке якоря будет протекать ток $I_{я}$. В обмотке якоря этот ток будет переменным. Однако во внешней цепи направление тока будет постоянным, благодаря действию коллектора.

Таким образом, в генераторном режиме коллектор служит специальным электромеханическим выпрямителем. Коллектор **7**, как показано на рис. 1.5, расположен на валу машины и состоит из множества пластинок, изолированных друг от друга, к которым наложены щетки. Щетки так должны быть расположены в пространстве, чтобы коммутация происходила в момент времени, когда ЭДС проходит через ноль. С увеличением количества рамок (секций) и, соответственно, пластин коллектора пульсации уменьшаются, и при восьми коллектор-

ных пластинах пульсация напряжения на щетках не превышает 1 % от среднего, поэтому ток, протекающий во внешней цепи, можно считать практически постоянным.

Напряжение $\mathbf{U_я}$ постоянного тока на зажимах якоря генератора будет меньше $\mathbf{E_я}$ на величину падения напряжения в сопротивлении обмотки якоря $\mathbf{R_я}$:

$$\mathbf{U_я = E_я - I_я \cdot R_я}. \qquad (1.4)$$

Проводники обмотки якоря с током $\mathbf{I_я}$ находятся в магнитном поле, и поэтому на них будут действовать электромагнитные силы

$$\mathbf{F_{пр} = B \cdot L \cdot I_я}, \qquad (1.5)$$

направление которых определяется по правилу левой руки. Согласно этому правилу, магнитный поток должен входить в ладонь, большой палец будет показывать направление силы (вращения), действующей на этот проводник, если другие пальцы будут указывать направление тока.

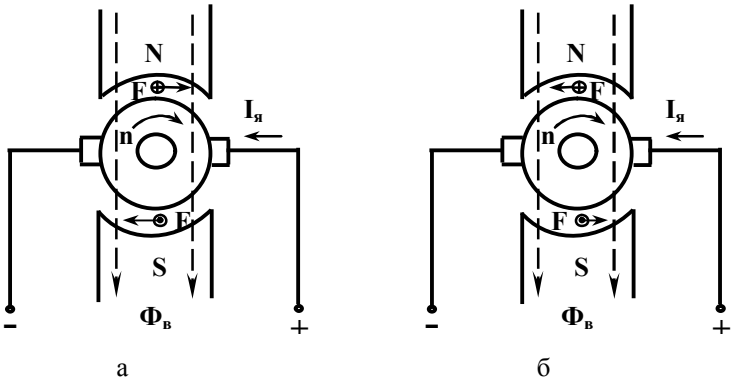


Рис. 1.5. Работа простейшей машины постоянного тока:
***а** – режим генератора; **б** – режим двигателя*

Напряжение $\mathbf{U_я}$ постоянного тока на зажимах якоря генератора будет меньше $\mathbf{E_я}$ на величину падения напряжения в сопротивлении обмотки якоря $\mathbf{R_я}$:

$$\mathbf{U_я = E_я - I_я \cdot R_я}. \qquad (1.4)$$

Проводники обмотки якоря с током $\mathbf{I_я}$ находятся в магнитном поле, и поэтому на них будут действовать электромагнитные силы

$$\mathbf{F_{пр} = B \cdot L \cdot I_я}, \qquad (1.5)$$

направление которых определяется по правилу левой руки. Согласно этому правилу, магнитный поток должен входить в ладонь, большой палец будет показывать направление силы (вращения), действующей на этот проводник, если другие пальцы будут указывать направление тока.

Электромагнитные силы создают механический момент $\mathbf{M_{эм}}$, который называется электромагнитным моментом, и этот момент равен

$$\mathbf{M_{эм} = F_{пр} \cdot D_я = B \cdot L \cdot D_я \cdot I_я}, \qquad (1.6)$$

где $\mathbf{D_я}$ – диаметр якоря.

Как видно на рис. 1.5, а), в режиме генератора этот момент действует против направления вращения якоря и является тормозящим.

Режим двигателя. Электрическая машина может работать также двигателем, если к обмотке ее якоря подвести напряжение постоянного тока от внешнего источника. При этом на проводники обмотки якоря будут действовать электромагнитные силы $\mathbf{F_{пр}}$, которые, как и для генератора, определяются равенствами (1.5) и (1.6). При достаточном значении $\mathbf{M_{эм}}$ якорь машины придет во вращение и будет развивать механическую мощность. Момент $\mathbf{M_{эм}}$ при этом является движущим и действует в направлении вращения.

В режиме двигателя коллектор преобразует потребляемый из внешней цепи постоянный ток в переменный и подает этот ток в обмотку якоря, работая при этом в качестве механического инвертора тока.

Проводники обмотки якоря двигателя также вращаются в магнитном поле, и поэтому в обмотке якоря двигателя тоже индуктируется ЭДС $\mathbf{E_я}$, значение которой определяется равенством (1.2). Направление этой ЭДС $\mathbf{E_я}$ в двигателе такое же, как и в генераторе. Таким образом, в двигателе ЭДС якоря $\mathbf{E_я}$ направлена против тока $\mathbf{I_я}$ и приложенного к зажимам якоря напряжения $\mathbf{U_я}$.

Приложенное к якорю двигателя напряжение $\mathbf{U_я}$ уравновешивается ЭДС $\mathbf{E_я}$ и падением напряжения в обмотке якоря:

$$\mathbf{U_я = E_я + I_я \cdot R_я}. \qquad (1.7)$$

Из сравнения равенств (1.4) и (1.7) видно, что в генераторе $\mathbf{U_я < E_я}$, а в двигателе $\mathbf{U_я > E_я}$.

Принцип обратимости. Из изложенного выше следует, что каждая машина постоянного тока может работать как в режиме генерато-

ра, так и в режиме двигателя. Такое свойство присуще всем типам вращающихся электрических машин и называется принципом обратимости.

Для перехода машины постоянного тока из режима генератора в режим двигателя и обратно при неизменной полярности полюсов и щеток и при неизменном направлении вращения требуется только изменение направления тока в обмотке якоря. Поэтому такой переход может осуществляться весьма просто и в определенных условиях даже автоматически.

Преобразование энергии. На рис. 1.5 показаны направления действия механических и электрических величин в якоре генератора и двигателя постоянного тока.

Согласно первому закону Ньютона, действующие на тело движущие и тормозные вращающие моменты уравновешивают друг друга. Поэтому в генераторе при установившемся режиме работы электромагнитный момент будет уравновешен моментом на валу генератора с учетом потерь, т. е.

$$\mathbf{M_{эм} = M_в - M_{тр} - M_с}, \qquad (1.8)$$

где: $\mathbf{M_в}$ – момент на валу генератора, развиваемый приводным двигателем; $\mathbf{M_{тр}}$ – момент сил трения в подшипниках, о воздух и на коллекторе машины; $\mathbf{M_с}$ – тормозной момент, вызываемый потерями на гистерезис и вихревые токи в сердечнике якоря.

Эти потери мощности появляются в результате вращения сердечника якоря в неподвижном магнитном поле полюсов. При этом возникающие электромагнитные силы оказывают на якорь тормозящие действия и в этом отношении проявляют себя подобно силам трения.

В двигателе при установившемся режиме работы

$$\mathbf{M_{эм} = M_в + M_{тр} + M_с}, \qquad (1.9)$$

где $\mathbf{M_в}$ – тормозной момент на валу машины.

В генераторе электромагнитный момент $\mathbf{M_{эм}}$ является тормозным, а в двигателе – вращающим моментом, причем в обоих случаях $\mathbf{M_в}$ и $\mathbf{M_{эм}}$ являются противоположными по направлению.

Развиваемая электромагнитным моментом $\mathbf{M_{эм}}$ мощность $\mathbf{P_{эм}}$ называется электромагнитной и равна

$$\mathbf{P_{эм} = M_{эм} \cdot \Omega}, \qquad (1.10)$$

$$\mathbf{\Omega = 2 \cdot \pi \cdot n}, \qquad (1.11)$$

где Ω – угловая частота вращения якоря, $\mathbf{n}$ – частота вращения якоря, выраженная в оборотах в секунду.

Подставим в выражение (1.10) значения $\mathbf{M_{эм}}$ и Ω из равенств (1.6) и (1.11) и учитывая, что линейная скорость на окружности якоря равна

$$\mathbf{v} = \frac{\Omega \cdot \mathbf{D_я}}{2} = \pi \cdot \mathbf{D_я} \cdot \mathbf{n},$$

получим электромагнитную мощность машины

$$\mathbf{P_{эм}} = 2 \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{I_я},$$

или на основании выражения (1.2)

$$\mathbf{P_{эм}} = \mathbf{E_я} \cdot \mathbf{I_я}. \qquad (1.12)$$

В обмотке якоря под действием ЭДС $\mathbf{E_я}$ и тока $\mathbf{I_я}$ развивается внутренняя электрическая мощность якоря

$$\mathbf{P_я} = \mathbf{E_я} \cdot \mathbf{I_я}. \qquad (1.13)$$

Из равенств (1.12) и (1.13) видно, что

$$\mathbf{P_{эм}} = \mathbf{P_я}.$$

Это значит, что электрическая мощность якоря равна электромагнитной мощности, развиваемой электромагнитным моментом, что отражает процесс преобразования механической энергии в электрическую в генераторе и обратный процесс – в двигателе.

Умножим соотношения (1.4) и (1.7) на $\mathbf{I_я}$, тогда получим уравнение мощности для генератора

$$\mathbf{U_я} \cdot \mathbf{I_я} = \mathbf{E_я} \cdot \mathbf{I_я} - \mathbf{I_я^2} \cdot \mathbf{r_я} \qquad (1.14)$$

и для двигателя

$$\mathbf{U_я} \cdot \mathbf{I_я} = \mathbf{E_я} \cdot \mathbf{I_я} + \mathbf{I_я^2} \cdot \mathbf{r_я}. \qquad (1.15)$$

Левые части этих выражений представляют собой электрические мощности на зажимах якоря, первые члены правых частей – электромагнитную мощность якоря и вторые члены – электрические потери мощности в якоре.

Приведенные соотношения получены для простейшей машины постоянного тока, однако они действительны и в общем случае при более сложной обмотке якоря, т. к. ЭДС и моменты отдельных проводников складываются. Эти соотношения являются выражением закона сохранения энергии и отражают процесс преобразования энергии в машине постоянного тока.

Магнитную индукцию $\mathbf{B}$ можно выразить через поток возбуждения $\mathbf{\Phi}$:

$$\mathbf{B = \Phi \cdot S},$$

где $\mathbf{S = \frac{\pi \cdot D_я}{2 \cdot p}}$ – площадь полюсного наконечника; **p** – число пар полюсов машины; $\mathbf{D_я}$ – диаметр якоря.

Если в машине постоянного тока **N** – число проводников на якоря и **a** – число пар параллельных ветвей, то ЭДС с учетом выражении (1.1) равен

$$\mathbf{E_я = C_e \cdot \Phi \cdot n}, \qquad (1.16)$$

где $\mathbf{C_e = \frac{p \cdot N}{60 \cdot a}}$ – коэффициент, определяемый обмоточными данными, и постоянная величина для данной машины.

Таким образом, ЭДС машины постоянного тока зависит от конструктивных параметров, потока возбуждения, частоты вращения и обмоточных данных.

1.4. Реакция якоря в машинах постоянного тока

Магнитное поле, создаваемое в машине постоянного тока, состоит из двух составляющих – поля возбуждения, создаваемого постоянным магнитом или электромагнитом, и поля якоря (реакции), создаваемого током якоря, протекающим в обмотках якоря, расположенных на роторе.

При холостом ходе машины магнитное поле создается только обмоткой возбуждения, т. к. только по этой обмотке будет проходить ток. Картина магнитного поля при холостом ходе показана на рис. 1.6, а), когда ток протекает только по обмотке возбуждения; при этом ток в якоре равен нулю. На рис. 1.6, б) показана картина магнитного поля, когда ток протекает по якорной обмотке; при этом ток в обмотке возбуждения равен нулю. При нагрузке, когда ток проходит и по обмотке возбуждения, и по обмотке якоря, происходит искажение (изменение) магнитного поля (рис. 1.6, в) за счет взаимодействия двух магнитных полей. Это искажение (изменение) магнитного поля машины называется реакцией якоря.

Поле возбуждения неподвижно относительно статора, а поле реакции якоря из-за синхронной коммутации обмоток якоря вращается относительно ротора с той же частотой **ω**, с какой вращается сам ротор, но в обратную сторону, и таким образом также неподвижно относительно статора.

В данном случае щетки расположены на геометрической нейтрали, т. е. на линии, перпендикулярной оси полюсов, поэтому токи в проводниках якоря верхней и нижней его частей имеют противоположные направления. МДС якоря, действующая по линии щеток, будет наибольшей, т. к. соответствующая магнитная линия охватывает наибольший полный ток.

На рис. 1.6, в) показано магнитное поле машины, которая работает в генераторном режиме и при нагрузке. В результате реакции якоря поле машины изменилось: произошло усиление поля под сбегающей половиной полюса и ослабление его под набегающей половиной полюса. Другим следствием реакции якоря является смещение физической нейтрали, т. е. линии, проходящей через точки окружности якоря, где индукция равна нулю.

При холостом ходе физическая нейтраль совпадает с геометрической. При нагрузке она смещается относительно геометрической нейтрали: при работе генератором – в сторону вращения, при работе двигателем – против вращения. При принятых на рис. 1.6, в) направлениях поля и токов в обмотке якоря.

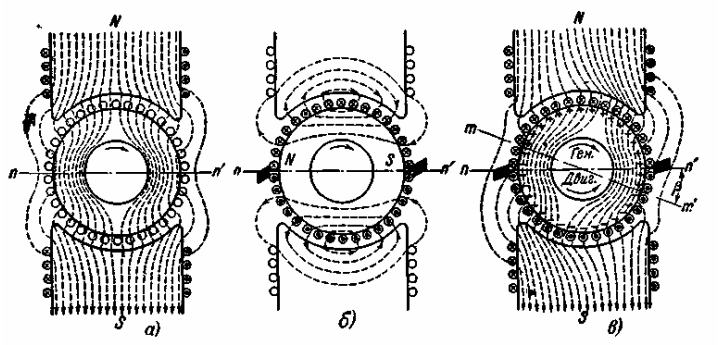


Рис. 1.6. Реакция якоря машины постоянного тока:
а *– поле при холостом ходе;* ***б*** *– поле якоря;* ***в*** *– поле при нагрузке;*
n - n' *– геометрическая нейтраль;* ***m - m'*** *– физическая нейтраль*

Уменьшение ЭДС якоря при положении щеток на геометрической нейтрали также вызвано смещением физической нейтрали.

В машинах мощностью от 0,3 кВт и выше обычно применяются дополнительные полюсы. Они помещаются между главными полюсами, оси их совпадают с геометрическими нейтралами машины. Их обмотка соединяется последовательно с обмоткой якоря таким образом, чтобы ее МДС действовала против МДС обмотки якоря. Действие

МДС дополнительных полюсов ограничивается сравнительно неширокой зоной поверхности якоря, где находятся проводники замыкаемых щетками секций. Щетки при наличии дополнительных полюсов должны стоять на геометрической нейтрали.

В небольших машинах, не имеющих дополнительных полюсов, щетки нужно сдвинуть вслед за физической нейтралью: в генераторе – по вращению, в двигателе – против вращения.

1.5. Генераторы постоянного тока

Генераторы постоянного тока разной мощности широко распространены в различных отраслях промышленности. В системах автоматического управления и регулирования, а также в следящих системах применяют генераторы и тахогенераторы постоянного тока.

В зависимости от способа возбуждения генераторы подразделяют на генераторы независимого возбуждения и с самовозбуждением. Генераторы независимого возбуждения делят на генераторы с электромагнитным и магнитоэлектрическим возбуждением. Генераторы с самовозбуждением делят на генераторы параллельного, последовательного и смешанного возбуждения.

Способ возбуждения генератора оказывает большое влияние на его характеристики как в двигательном, так и в генераторном режимах.

На рис. 1.7 представлены генераторы постоянного тока параллельного, независимого, последовательного и смешанного способа возбуждения. Эти способы возбуждения относятся в равной мере и к двигателям постоянного тока.

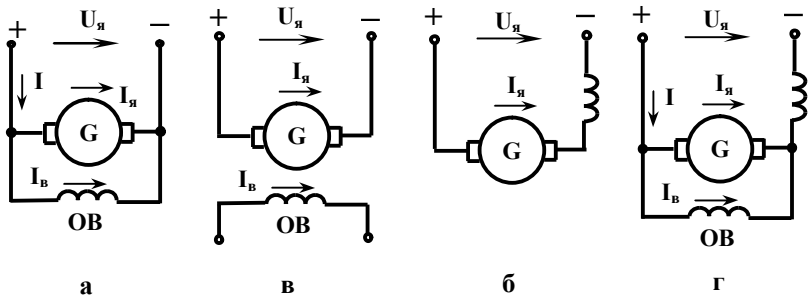


Рис. 1.7. Машины постоянного тока различного способа возбуждения:
а *– параллельного;* ***в*** *– независимого;* ***б*** *– последовательного;*
г *– смешанного возбуждения*

На рис. 1.8 представлена энергетическая диаграмма генератора постоянного тока, преобразующего механическую энергию в электрическую, где введены следующие обозначения: $\mathbf{P_1}$ – подводимая на входе генератора; $\mathbf{P_в = U\ I_в}$ – мощность электрических потерь в цепи возбуждения; $\mathbf{P_{мех}}$ – потери механической мощностьи в подшипниках и в щеточных контактах; $\mathbf{P_{мг}}$ – магнитные потери в стали на гистерезис и вихревые токи; $\mathbf{P_{эм} = E_я I_я}$ – электромагнитная мощность; $\mathbf{P_{эл.я} = I_я^2\ R_я}$ – мощность потерь в цепи якоря, $\mathbf{R_я}$ – общее сопротивление якоря, включающее сопротивление всех обмоток и щеточных контактов; $\mathbf{P_{доб}}$ – добавочные потери мощности холостого хода; $\mathbf{P_2 = UI_я}$ – полезная электрическая мощность на выходе генератора.

Из энергетической диаграммы имеем $\mathbf{P_2 = P_{ЭМ} - P_я}$,

$$\mathbf{U_я \cdot I_я = E_я \cdot I_я - I_я^2 \cdot R_я} \qquad (1.17)$$

Сократив выражение (1.17) на $\mathbf{I_я}$, получим уравнение равновесия ЭДС генератора

$$\mathbf{U_я = E_я - I_я \cdot R_я}. \qquad (1.18)$$

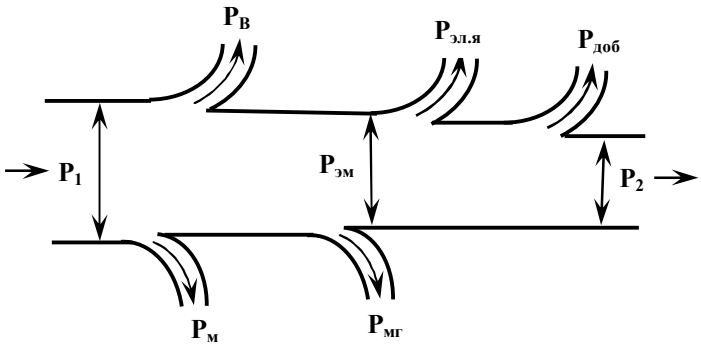


Рис. 1.8. Энергетическая диаграмма генератора постоянного тока

Магнитоэлектрические генераторы выполняют на малую мощность. В них для создания потока возбуждения применяют постоянные магниты, изготовленные из высококачественных магнитных сплавов. В связи с отсутствием обмотки возбуждения магнитоэлектрические генераторы имеют меньшую массу и габариты, более высокий КПД. Однако они имеют и существенные недостатки: сложность в изготовлении, необратимое действие реакции якоря на постоянные магниты, что приводит к размагничиванию постоянных магнитов и др.

1. 6. Генераторы независимого, параллельного и смешанного возбуждения

Генераторы постоянного тока широко применяется в системе автоматического регулирования. Свойства генераторов электрических энергий анализируются с помощью характеристик, которые устанавливают зависимости между основными величинами, определяющими работу генератора. К этим величинам относятся:

1) напряжение на зажимах генератора **U**; 2) ток возбуждения $\mathbf{I_в}$; 3) ток якоря $\mathbf{I_я}$ или нагрузки $\mathbf{I_н}$; 4) частота вращения якоря **n**.

Обычно генераторы работают при **n** = const. Поэтому основные характеристики генераторов определяются при $\mathbf{n = n_н}$ = const. К основным характеристикам генераторов относятся: 1) характеристика холостого хода; 2) нагрузочная характеристика; 3) внешняя характеристика; 4) регулировочная характеристика; 5) характеристика короткого замыкания.

Схема генератора независимого и параллельного возбуждения представлена на рис. 1.9.

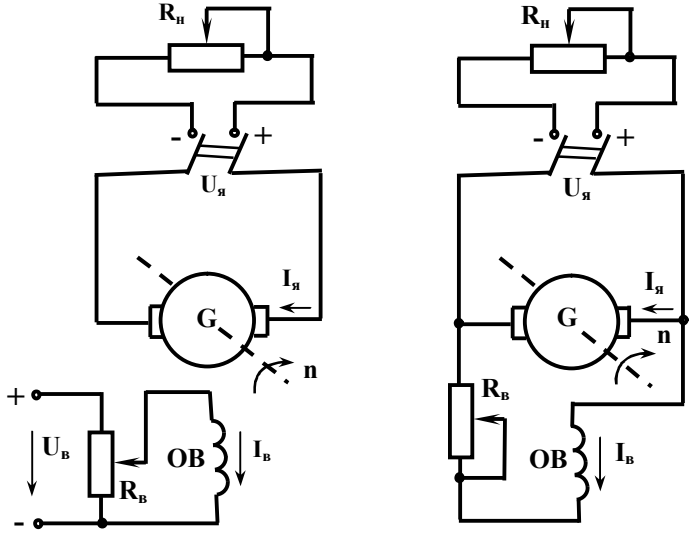


Рис. 1.9. Схема генератора независимого и параллельного возбуждения

Под *характеристикой холостого хода* понимают зависимость $\mathbf{E_Я = f(I_В)}$ при $\mathbf{I_Я = 0,\ n = const}$. По этой характеристике (рис. 1.10) судят о свойствах магнитной цепи машины, ЭДС $\mathbf{E_{ост}}$ соответствует потоку остаточного намагничивания $\mathbf{Ф_{ост}}$, составляющему 1–3 % от основного потока.

Средняя штриховая характеристика представляет собой расчетную, которая в определенном масштабе повторяет магнитную характеристику генератора. Петля гистерезиса определяет свойства стальных полюсов и ярма. По точке **N** судят о степени насыщения магнитной цепи.

Внешняя характеристика генератора представляет собой зависимость напряжения генератора от тока якоря (нагрузки) $\mathbf{U = f(I_Я)}$ (рис. 1.11, кривая **1**), когда ток возбуждения и сопротивление возбуждения постоянны $\mathbf{R_В = const}$ ($\mathbf{I_В = const}$), при постоянной частоте вращения якоря $\mathbf{n = const}$.

С увеличением тока якоря (нагрузки) напряжение на зажимах генератора уменьшается из-за падения напряжения в якорной цепи и реакции якоря. Это изменение напряжения определяется следующим соотношением:

$$\Delta U_н = \frac{E_Я - U_н}{U_н} \cdot 100\%,$$

где $\mathbf{U_н}$ – номинальное напряжение генератора.

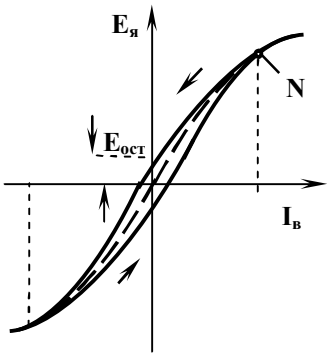


Рис. 1.10. Характеристика холостого хода генератора постоянного тока

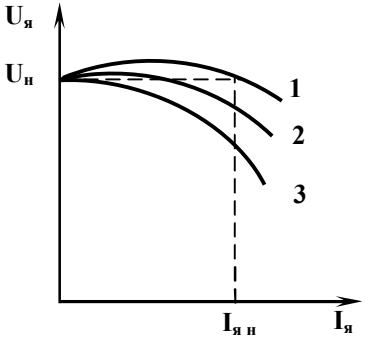


Рис. 1.11. Внешние характеристики генератора постоянного тока:
1 – *независимого возбуждения;*
2 – параллельного возбуждения;
3 – смешанного возбуждения

Нагрузочная характеристика представляет собой зависимость $\mathbf{U = f(I_В)}$ при $\mathbf{I_я = const}$ и $\mathbf{n = const}$ (рис. 1.12, кривая **1**) проходит ниже характеристики холостого хода (кривая **2)** вследствие падения напряжения в якорной цепи и реакции якоря. Чем больше ток якоря, тем ниже нагрузочная характеристика **1** проходит по отношению к характеристике **2**.

Регулировочная характеристика показывает, как нужно регулировать ток возбуждения, чтобы напряжение генератора не менялось, и представляет собой зависимость $\mathbf{I_В = f(I_Я)}$ при $\mathbf{U = const, n = const}$ (рис. 1.13, кривая **1**). Чтобы поддерживать напряжение постоянным, необходимо при увеличении тока $\mathbf{I_Я}$ увеличивать ток возбуждения $\mathbf{I_В}$.

Схема генератора смешанного возбуждения показана на рис. 1.14. В генераторах параллельного и смешанного возбуждения напряжение создается в процессе самовозбуждения за счет наличия небольшого потока остаточного намагничивания $\mathbf{Ф_{ост.}}$ (рис. 1.15).

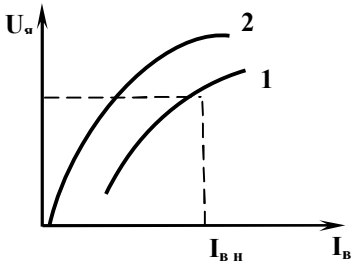


Рис. 1.12. Нагрузочная характеристика генератора независимого возбуждения

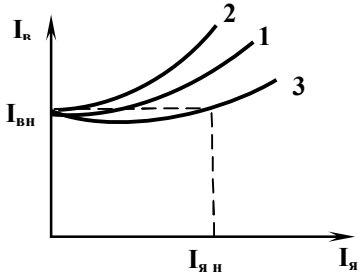


Рис. 1.13. Регулировочные характеристики генератора:
1 – независимого возбуждения;
2 – параллельного возбуждения;
3 – смешанного возбуждения

Если якорь привести во вращение, то под действием этого потока в обмотке якоря возникает небольшая остаточная ЭДС $\mathbf{E_{ост}}$, и по цепи возбуждения потечет небольшой ток, который создаст добавочный поток $\mathbf{Ф_{доб}}$. Генератор может возбудиться только при согласном направлении $\mathbf{Ф_{доб}}$ и $\mathbf{Ф_{ост}}$. В этом случае общий поток увеличивается, что приводит к возрастанию ЭДС в якоре, а это в свою очередь вызывает дальнейшее увеличение $\mathbf{I_В}$ и т. д.

Характеристика холостого хода и нагрузочная характеристика генератора параллельного возбуждения имеют вид, аналогичный соответствующим характеристикам генератора независимого возбуждения.

Внешняя характеристика отличается, потому что в генераторе параллельного возбуждения падение напряжения больше, чем в генераторе независимого возбуждения. Это объясняется тем, что у него с увеличением тока нагрузки ток возбуждения, а, следовательно, и ЭДС уменьшаются.

Генератор смешанного возбуждения имеет параллельную обмотку $\mathbf{ОВ_1}$ и последовательную обмотку возбуждения $\mathbf{ОВ_2}$, основное значение которого компенсировать действие реакции якоря и падение напряжения в якорной цепи при определенной величине нагрузки, обеспечивая автоматическое поддерживание значения напряжения в определенных пределах.

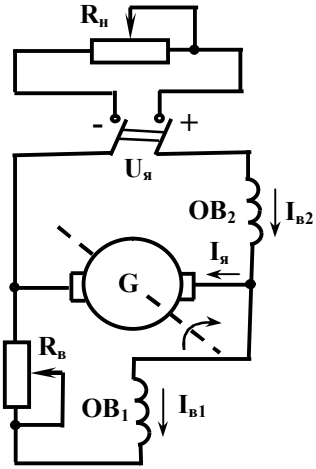


Рис. 1. 14. Схема генератора смешанного возбуждения

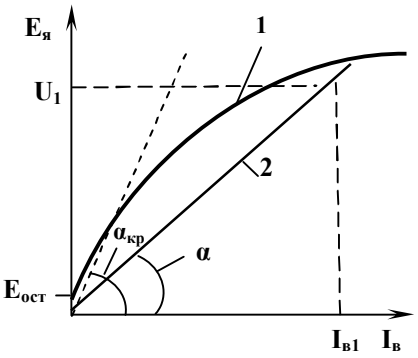


Рис. 1.15. Самовозбуждение генератора параллельного возбуждения

1.7. Тахогенераторы постоянного тока

В системах автоматического управления широкое применение имеют тахогенераторы постоянного тока.

Тахогенераторы представляют собой электрические генераторы небольшой мощности, служащие для преобразования частоты вращения в электрический сигнал. Как правило, тахогенераторы выполняют с электромагнитным (рис. 1.6, а) или магнитоэлектрическим (рис. 1.6, б) возбуждением.

Основными требованиями, предъявляемыми к тахогенераторам, являются: а) линейность выходной характеристики; б) большая крутизна выходной характеристики; в) малое влияние на выходную характеристику изменения температуры окружающей среды и нагрузки; г) минимум пульсаций напряжения на коллекторе.

Выходная характеристика тахогенератора представляет собой зависимость $\mathbf{U = f(n)}$. Для обеспечения линейности характеристики должна быть сохранена строгая пропорциональность между выходным напряжением $\mathbf{U}$ и частотой вращения $\mathbf{n}$: $\mathbf{U = c_1 \cdot (n)}$, или

$$\mathbf{U = c_1 \cdot \omega = c_1 \frac{d\alpha}{dt}}, \qquad (1.19)$$

где: $\mathbf{c_1}$ – статический коэффициент усиления; $\boldsymbol{\omega = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{\pi \cdot n}{30}}$ – угловая частота вращения.

Крутизна выходной характеристики или статический коэффициент усиления представляет собой отношение приращения напряжения к приращению частоты вращения:

$$\mathbf{c_1 = \frac{\Delta U}{\Delta n}}. \qquad (1.20)$$

При холостом ходе ЭДС якоря пропорциональна частоте вращения:

$$\mathbf{E_Я = c \cdot \Phi \cdot n = c' \cdot n}, \qquad (1.21)$$

где $\mathbf{c' = c \cdot \Phi}$, $\mathbf{\Phi}$ – магнитный поток возбуждения.

При нагрузке напряжение на зажимах тахогенератора уменьшается на падение напряжения:

$$\mathbf{U = E_Я - I_я \cdot R_я}, \qquad (1.22)$$

где $\mathbf{I_я = \frac{U}{R_я}}$, $\mathbf{R_Н}$ – сопротивление нагрузки.

Подставляя значение $\mathbf{I_Я}$ в уравнение (1.22), получим

$$\mathbf{U = E_Я - U \frac{R_я}{R_Н}},$$

откуда $\mathbf{U = \frac{E_я}{1 + R_Я / R_Н} = \frac{c \cdot \Phi \cdot n}{1 + R_Я / R_Н}}$.

При постоянстве значении $\mathbf{R_я}$, $\mathbf{R_Н}$ и $\mathbf{\Phi_в}$ можно принять

$$\mathbf{U = c_1 \cdot n}, \qquad (1.23)$$

где коэффициент $\mathbf{c_1 = \dfrac{c \cdot \Phi}{1 + R_Я / R_Н}} = \text{const}$.

Чем больше **Ф, $R_Н$** и меньше **$R_Я$**, тем больше крутизна **c_1**. Тахогенераторы с электромагнитным возбуждением имеют большую крутизну выходной характеристики, чем магнитоэлектрические.

Из уравнения (1.23) следует, что выходное напряжение **U** при нагрузке является линейной функцией частоты вращения. Однако практически выходная характеристика отклоняется от линейной (рис. 1.17) из-за наличия реакции якоря, ослабляющей поток возбуждения **Ф**.

Отклонение от линейности из-за размагничивающего действия реакции якоря определяет первую погрешность тахогенератора. Для уменьшения этой погрешности следует нагружать тахогенератор на относительно большое сопротивление нагрузки **$R_Н$** и использовать небольшой диапазон частот вращения. Вторая погрешность обусловлена наличием переходного контакта между коллектором и щетками. Падение напряжения на переходном контакте **$R_щ$** с некоторым допущением можно считать постоянным. Для уменьшения падения напряжения **$\Delta U_щ$** в тахогенераторах применяют медно-графитовые или серебряно-графитовые щетки.

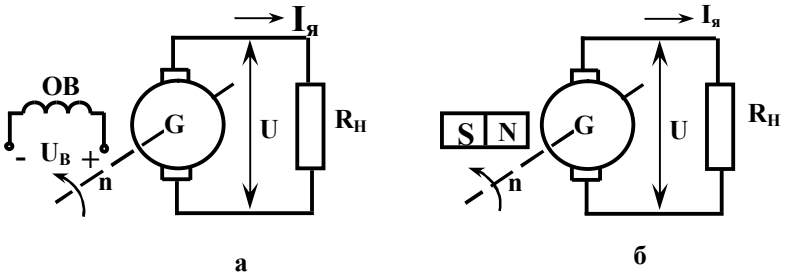


Рис. 1.16. Схемы тахогенераторов постоянного тока:
а *– тахогенератор электромагнитного возбуждения;*
б *– тахогенератор магнитоэлектрического возбуждения*

В тахогенераторах с электромагнитным возбуждением наблюдается неустойчивость выходной характеристики вследствие нагрева обмотки полюсов. Для уменьшения температурного влияния на выходную характеристику магнитная система тахогенератора выполняется насыщенной. В этом случае изменение тока возбуждения вследствие температурного изменения сопротивления обмотки почти не влияет на магнитный поток тахогенератора.

Напряжение на выходе тахогенератора, как и напряжение генератора постоянного тока, имеет якорные, зубцовые и коллекторные пульсации. Сглаживание пульсаций выходного напряжения тахогенератора осуществляется за счет:

а) увеличения зазора до пределов, определяемых допустимой МДС возбуждения машины;

б) строгой цилиндричности поверхности якоря и коллектора;

в) устранения эксцентриситета якоря;

г) специальной веерообразной сборки железа якоря со сдвигом каждого листа относительно предыдущего на один зубцовый шаг;

д) изготовления тахогенераторов с число пазов или зубцов на полюс не равной целому числу;

е) увеличение числа коллекторных пластин.

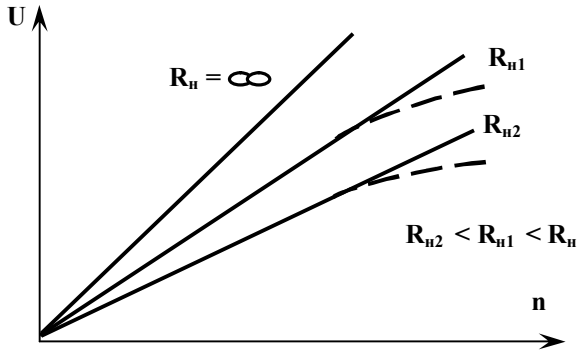


Рис. 1.17. Выходные характеристики тахогенератора при различных значениях нагрузки $R_Н$

В различных системах управления автоматики применяют тахогенераторы постоянного тока – тахометры с равномерными шкалами, которые являются вольтметрами магнитоэлектрической системы и по существу измеряют напряжение постоянного тока, пропорциональное частоте вращения.

Тахогенераторы применяют для:

а) измерения частоты вращения вала в диапазоне 0 –10 000 об / мин;

б) осуществления вычислительных операций;

в) выработки сигнала, пропорционального частоте вращения вала.

В замкнутой системе регулирования тахогенераторы являются основным звеном контура обратной связи по частоте вращения. Тахо-

генератор является безынерционным или инерционным звеном первого порядка с небольшой постоянной времени.

На рис. 1.18 в качестве примера приведена простейшая структурная схема управляемого электропривода с обратной связью по частоте вращения.

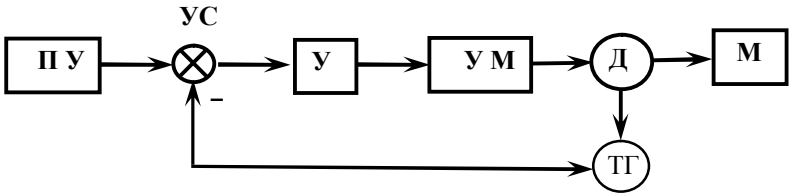


Рис. 1.18. Структурная схема автоматизированного электропривода

Схема управления предназначена для того, чтобы обеспечить частоту вращения механизма (**М)** пропорциональной неизменному эталонному напряжению или изменять ее пропорционально напряжению программного устройства (**ПУ**). Для этого устройство сравнения (**УС)** сопоставляет напряжение тахогенератора (**ТГ)** с напряжением источника эталонного напряжения или программного устройства, и их разность подается на усилитель, где она усиливается, как правило, двумя последовательными каскадами – предварительным усилителем (**У)** и усилителем мощности (**УМ)**, к которому подключен двигатель (**Д)**. Нетрудно заметить, что чем выше коэффициенты усиления по напряжению и по мощности усилителей, тем меньшими должны быть разность напряжений и мощность, отдаваемая (**ТГ),** которые необходимо подавать на вход (**У)**, чтобы обеспечить заданную частоту вращения двигателя, и тем точнее будет выдерживаться пропорциональность между частотой вращения и напряжением программного устройства.

1.8. Двигатели постоянного тока

Двигатели постоянного тока находят широкое применение в промышленных, транспортных и других установках, требующих плавного регулирования частот вращения в широком диапазоне. Свойства двигателей, как и генераторов, определяются способом возбуждения и схемой включения обмоток возбуждения. По способу возбуждения различают двигатели с электромагнитным и магнитоэлектрическим возбуждением. Электрические двигатели с электромагнитным возбуждением делятся на двигатели с параллельным (шунтовые), последовательным (сериесные), смешанным

(компаундные) и независимым возбуждением.

Как отмечалось ранее, электрические машины постоянного тока обратимы, т. е. могут работать не только генераторами, но и двигателями. Если отсоединить генератор от первичного двигателя и подвести напряжение к обмоткам якоря и возбуждения, то якорь начнет вращаться, и машина будет работать как двигатель, преобразуя электрическую энергию в механическую.

На рис. 1.19 представлена энергетическая диаграмма преобразования электрической энергии в механическую в двигателях постоянного тока, где: $\mathbf{P_1 = U\,(I_я + I_в) = U\,I}$ – полная электрическая мощность, подводимая к двигателю; $\mathbf{P_в = U\,I_в}$ – мощность потерь в цепи возбуждения; $\mathbf{P_{эл.я} = I_я^2\,R_я}$ – мощность потерь в цепи якоря; $\mathbf{R_я}$ – общее суммарное сопротивление цепи якоря, образованное сопротивлением обмоток якоря и щеточных контактов; $\mathbf{P_{мех}}$ – полная механическая мощность; $\mathbf{P_{эм}}$ – электромагнитная мощность; $\mathbf{P_2}$ – полезная механическая мощность на валу. $\mathbf{P_{мг}}$ – магнитные потери в стали на гистерезис и вихревые токи; $\mathbf{P_{доб}}$ – добавочные потери мощность холостого хода;

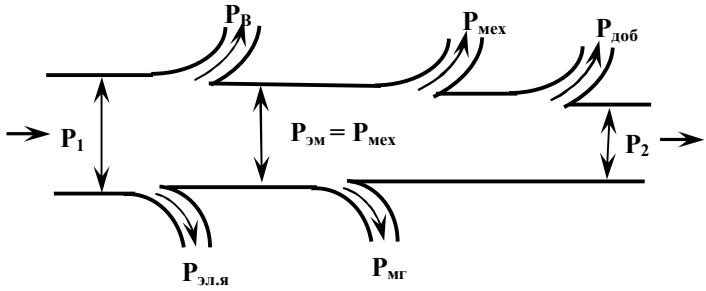


Рис. 1.19. Энергетическая диаграмма двигателя постоянного тока

Мощность холостого хода представляет собой $\mathbf{P_o = P_{мех} + P_{мг} + P_{доб.}}$ Из энергетической диаграммы следует, что

$$\mathbf{P_{мех} = P_1 - U \cdot I_В - I_я^2 \cdot R_я}\,.$$

С другой стороны механическая мощность равна

$$\mathbf{P_{эм} = M \cdot \omega}\,,$$

где $\boldsymbol{\omega = \dfrac{2 \cdot \pi \cdot n}{60}}$ – угловая частота вращения якоря; $\mathbf{n}$ – частота вращения якоря, об/мин.

Электромагнитная мощность двигателя равна

$$P_{эм} = E_я I_я .$$

Из энергетической диаграммы следует, что

$$P_{эм} = M \cdot \omega = P_{эм} = E_я I_я .$$

Для двигателя с параллельным возбуждением (рис. 1.20) на основании последнего выражения момент будет равен

$$M = \frac{E_я I_я}{\omega} = \frac{60 \cdot E_я I_я}{2\pi n} .$$

Подставив в последнее выражение значение $E_я$ из (1.16), получим уравнение момента двигателя

$$M = C_м \cdot I_я \cdot \Phi , \qquad (1.24)$$

где $C_м = \frac{p \cdot N}{2\pi a}$ – коэффициент.

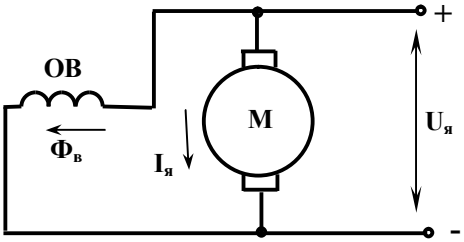


Рис. 1.20. Схема двигателя постоянного тока параллельного возбуждения

Как видно из последнего выражения, вращающийся момент двигателя зависит от тока якоря и магнитного потока.

1.9. Уравнение вращающих моментов

Вращающий момент, развиваемый двигателем в любых условиях и в любой момент времени, уравновешивается совокупностью моментов на валу.

Различают следующие моменты: 1) момент холостого хода $M_о$; 2) полезный момент $M_н$ (нагрузочный); 3) динамический момент $M_{дин}$, обусловленный моментом инерции вращающихся частей.

У двигателей малой мощности момент $\mathbf{M_o}$ достигает 20 % от номинального момента $\mathbf{M_{ном}}$. Динамический момент возникает при любом изменении угловой частоты вращения и равен

$$\mathbf{M_{дин} = J\frac{d\omega}{dt}},$$

где **J** – момент инерции вращающихся частей; ω – угловая частота вращения якоря. Знак $\mathbf{M_{дин}}$ зависит от знака $\frac{d\omega}{dt}$.

Уравнение моментов имеет вид

$$\mathbf{M = M_0 + M_2 + M_{дин}},$$

где $\mathbf{M_c = M_o + M_2}$; $\mathbf{M_c}$ – статический момент или момент сопротивления.

Тогда

$$\mathbf{M = M_c + M_{дин}}.$$

В установившемся режиме ω = const; $\mathbf{M_{дин} = 0; M = M_c}$. Устойчиво двигатель работает только при $\mathbf{dM_c/dn > dM/dn}$. Для объяснения этого условия приводятся механические характеристики двигателя $\mathbf{n = f(M)}$ и характеристики приводимого во вращение механизма $\mathbf{n = f(M_c)}$.

Условие устойчивой работы выполняется для двигателей с характеристиками, показанными на рис. 1.21, а), и не выполняется для двигателей с характеристиками – на рис. 1.21, б).

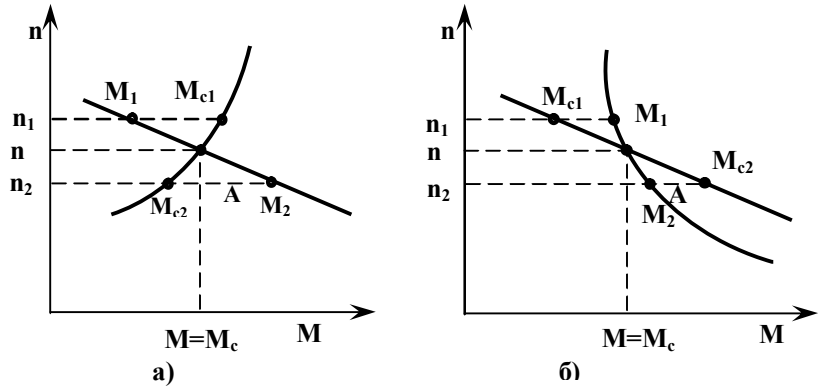


Рис. 1.21. К понятию об устойчивой работе двигателя

В первом случае (рис. 1.21, а) при изменении режима работы, вызвавшем увеличение частоты вращения двигателя до значения $\mathbf{n_1}$ (положительное приращение $\mathbf{\Delta n}$), после прекращения возмущения двигатель возвратится в исходную точку **А**, т. к. тормозящий статический момент $\mathbf{M_{c1}}$ больше вращающего момента двигателя $\mathbf{M_1}$**.** При отрицательном приращении $\mathbf{\Delta n}$ момент двигателя $\mathbf{M_2}$ больше статического момента $\mathbf{M_{c2}}$**,** следовательно, двигатель после прекращения возмущения также вернется в исходную точку **А.**

Во втором случае (рис. 1.21, б) при изменении режима работы, вызвавшем увеличение частоты вращения двигателя до $\mathbf{n_1}$**,** вращающий момент $\mathbf{M_1}$ больше статического момента $\mathbf{M_{c1}}$**,** что приводит к дальнейшему увеличению частоты вращения. Если же частота вращения изменится до $\mathbf{n_2}$**,** то $\mathbf{M_{c2} > M_2}$ и частота вращения уменьшится до нуля, т. е. работа двигателя в этом случае становится неустойчивой.

1.10. Характеристики двигателей постоянного тока

Свойства электрических двигателей, в том числе и двигателей постоянного тока, определяются пусковыми, рабочими, механическими и регулировочными характеристиками.

Пусковые характеристики определяют работу двигателя от момента включения до момента перехода к установившемуся режиму работы. Пусковая характеристика оценивается кратностью пускового тока

$$\mathbf{К_I = I_п/I_{ном}},$$

кратностью пускового момента

$$\mathbf{К_м = M_п/M_{ном}},$$

где $\mathbf{I_п}$ и $\mathbf{M_п}$ – пусковой тока и момент, а также временем пуска и экономичностью пусковой операции.

При включении двигателя в сеть якорь неподвижен, поэтому ЭДС $\mathbf{E_a = C_e \cdot \Phi \cdot n = 0}$. Если принять индуктивность якорной обмотки $\mathbf{L = 0}$, то пусковой ток равен $\mathbf{I_п = \dfrac{U}{R_a}}$. Так как сопротивление якорной цепи $\mathbf{R_a}$ мало, пусковой ток $\mathbf{I_п}$ превышает номинальное значение $\mathbf{I_{ном}}$ в 3–15 раз. Большой ток при пуске опасен для двигателя, поэтому непосредственным включением в сеть запускают лишь маломощные двигатели (мощность до 500 – 600 Вт), в которых $\mathbf{I_п}$= (3–5) $\mathbf{I_{ном}}$. Это объясняется повышенным сопротивлением обмотки якоря и малым моментом инерции вала.

При пуске двигателей средней и большой мощности пусковой ток ограничивают введением в цепь якоря пускового реостата $\mathbf{R_п}$ или уменьшением напряжения, подводимого к двигателю. Сопротивление $\mathbf{R_п}$ подбирают с таким расчетом, чтобы начальный пусковой ток не превышал номинальный более чем в 2–3 раза:

$$\mathbf{I_п = \frac{U}{R_а + R_П} < (2-3) \cdot I_{ном}}.$$

Принципиальная схема двигателя параллельного возбуждения с реостатным пуском приведена на рис. 1.22. Пусковой реостат $\mathbf{R_п}$ соединяется с сетью и подключен соответственно к обмоткам якоря и возбуждения. Для получения большого пускового момента сопротивление резистора $\mathbf{R_в}$ в цепи возбуждения на время пуска полностью выводится.

Пуск при пониженном напряжении возможен только в специальных схемах, когда двигатель питается от отдельного источника напряжения. Для изменения направления вращения якоря двигателя, т. е. для осуществления реверса, следует изменить направление тока в обмотке якоря или в обмотке возбуждения (поменять концы обмотки местами).

По рабочим и механическим характеристикам судят о работе двигателей в установившемся режиме.

Рабочие характеристики представляют собой зависимость частоты вращения **n**, полезного момента **M**, тока $\mathbf{I_а}$ и КПД η от полезной мощности двигателя $\mathbf{P_2}$ при $\mathbf{U = U_{ном} = const}$, $\mathbf{R_в = const}$ и отсутствии добавочного резистора в цепи якоря $\mathbf{R_д = 0}$.

Механические характеристики представляют собой зависимость частоты вращения **n** от момента **M,** т.е. $\mathbf{n = f(M)}$ при $\mathbf{U = U_{ном} = const}$, $\mathbf{R_в = const}$, $\mathbf{R_д = const.}$

Регулировочные характеристики определяются диапазоном, характером (плавный или ступенчатый) и экономичностью регулирования. Регулировочной характеристикой называют зависимость частоты вращения двигателя **n** от напряжения **U**, подведенного к якорю при неизменном вращающем моменте. Их изображают в координатах $\mathbf{n = f(U)}$ или $\boldsymbol{\omega} = \mathbf{f(U)}$.

1.11. Двигатели параллельного возбуждения

Схема двигателя параллельного возбуждения представлена на рис. 1.22, а). Обмотку возбуждения включают параллельно обмотке якоря. Ток возбуждения равен $\mathbf{I_в = I - I_я}$ и меньше тока якоря. Различие токов $\mathbf{I_в}$ и $\mathbf{I_я}$ особенно велико в двигателях большой мощности, где $\mathbf{I_В}$ = 1–3 % $\mathbf{I_я}$. В двигателях мощностью 100–250 Вт $\mathbf{I_в}$ = 5–10 % $\mathbf{I_я}$,

в двигателях мощностью 5–10 Вт $\mathbf{I_в}$ = 30 – 50 % $\mathbf{I_я}$. Рабочие характеристики двигателя при $\mathbf{I_в = const}$ приведены на рис. 1.22, б). Магнитный поток двигателя при изменении нагрузки изменится из-за реакции якоря.

В двигателях малой мощности вследствие их малого насыщения размагничивающее действие реакции якоря мало, поэтому для микродвигателей с некоторым приближением можно считать, что поток в них не зависит от нагрузки (**Ф = const**).

Зависимость $\mathbf{n = f(P_2)}$, называемая скоростной характеристикой, имеет вид кривой с малым углом наклона к оси абсцисс, т. к. частота вращения из уравнения (1.7) с учетом (1.16)

$$\mathbf{n = \frac{U - I_я \cdot R_я}{C_e \cdot Ф}}. \qquad (1.25)$$

При возрастании мощности $\mathbf{P_2}$ ток якоря $\mathbf{I_Я}$ двигателя увеличивается. Из уравнения (1.15) следует, что при **U = const** частота вращения изменяется вследствие падения напряжения $\mathbf{I_Я R_Я}$ в цепи якоря и уменьшения потока **Ф** из-за реакции якоря. Двигатели проектируют так, чтобы уменьшение частоты вращения за счет падения напряжения было больше, чем увеличение ее за счет уменьшения потока. При изменении мощности от холостого хода ($\mathbf{P_2 = 0}$) до номинальной ($\mathbf{P_{2ном}}$) частота вращения уменьшается на 2–8 % от номинальной. Скоростная характеристика двигателя параллельного возбуждения является жесткой.

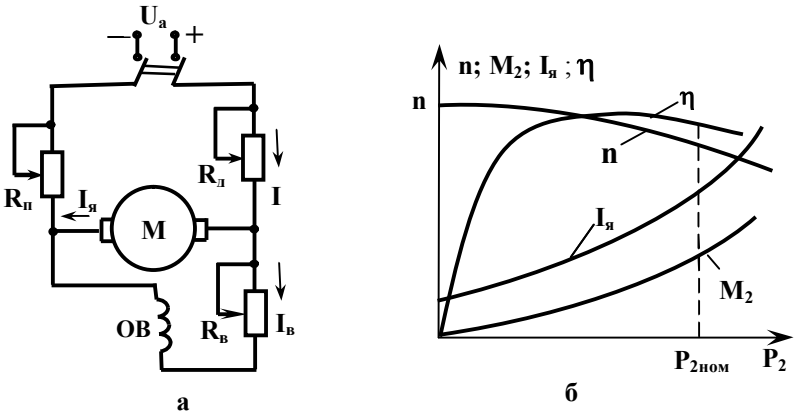


Рис. 1.22. Схема двигателя параллельного возбуждения и рабочие характеристики

Зависимость $\mathbf{I = f(P_2)}$ не выходит из начала координат, так как при $\mathbf{P_2 = 0}$ двигатель потребляет из сети ток холостого хода $\mathbf{I_0}$. Кривая $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{f(P_2)}$ имеет типичный для электрических машин характер. КПД мало меняется при изменении мощности нагрузки от $\mathbf{P_2} = 0{,}5\mathbf{P_2}$ до $\mathbf{P_2} = 1{,}2\ \mathbf{P_{2ном}}$ и имеет максимум при $\mathbf{P_2} = (0{,}75 - 0{,}80)\ \mathbf{P_{2ном}}$.

Если в выражение (1.25) подставим значение тока $\mathbf{I_я}$ из (1.24), то получим уравнение механической характеристики двигателя параллельного возбуждения:

$$\mathbf{n = \frac{U}{C_e \cdot \Phi} - \frac{M \cdot R}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi^2} = n_0 - \frac{M \cdot R}{C_e \cdot C_M \cdot \Phi^2}} \quad . \qquad (1.26)$$

Механическую характеристику при $\mathbf{R_д = 0}$ (рис. 1.23) называют естественной. Она является жесткой. Включая $\mathbf{R_д}$ в цепь якоря, получают искусственные механические характеристики. Их жесткость снижается тем больше, чем больше сопротивление $\mathbf{R_д}$. Механические характеристики двигателя приведены на рис. 1.23. Так как вращающий момент пропорционален току при $\mathbf{\Phi = const}$, зависимости $\mathbf{n = f(M)}$ и $\mathbf{n = f(I)}$ имеют один и тот же вид.

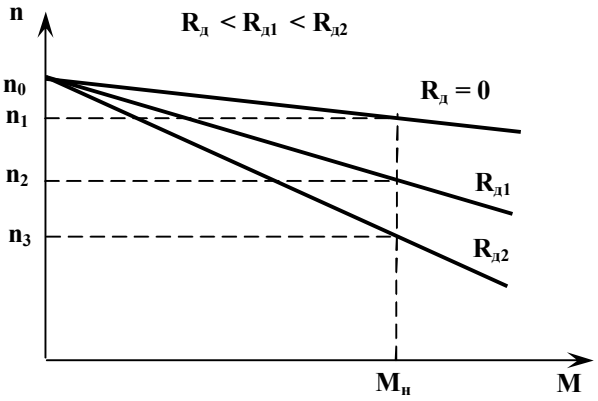


Рис. 1.23. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения

Анализ уравнения (1.26) показывает, что регулировать частоту вращения двигателя можно введением сопротивления резистора $\mathbf{R_д}$ в цепь якоря, изменением магнитного потока полюсов $\mathbf{\Phi}$ и подводимого напряжения $\mathbf{U}$. С вводом $\mathbf{R_д}$ в цепь якоря падение напряжения увеличивается, а частота вращения $\mathbf{n}$ уменьшается. Такой способ регулирования частоты вращения

неэкономичен, так как снижается КПД из-за потерь в $\mathbf{R_д}$; его применяют в основном для двигателей небольших мощностей.

Регулирование частоты вращения изменением потока полюсов в двигателях параллельного возбуждения производят регулировочным реостатом $\mathbf{R_в}$ (рис. 1.23). С уменьшением потока **Ф** частота вращения двигателя возрастает. Этот способ более экономичный, т. к. потери мощности в цепи возбуждения $\mathbf{R_в}$ невелики.

1.12. Двигатели последовательного возбуждения

Схема двигателя последовательного возбуждения приведена на рис. 1.24, а). Пуск его аналогичен пуску двигателя параллельного возбуждения с той лишь разницей, что такой двигатель нельзя включать без нагрузки, т. к. в этом случае частота вращения достигает чрезмерно больших значений, что приводит к «разносу» двигателя. Поэтому пуск и работа такого двигателя при нагрузках на валу менее 25 % от номинальной недопустимы. Лишь микродвигатели мощностью до 100 Вт могут работать даже в режиме холостого хода, т. к. их механические потери при больших частотах вращения соизмеримы с номинальной мощностью двигателя.

На рис. 1.24, б) представлены рабочие характеристики двигателя. В двигателе последовательного возбуждения $\mathbf{I} = \mathbf{I_в} = \mathbf{I_я}$. С изменением нагрузки на валу двигателя меняется ток **I**, а, следовательно, и магнитный поток **Ф**. Вследствие этого при малых насыщениях магнитной системы, когда магнитный поток пропорционален току, вращающий момент пропорционален квадрату тока.

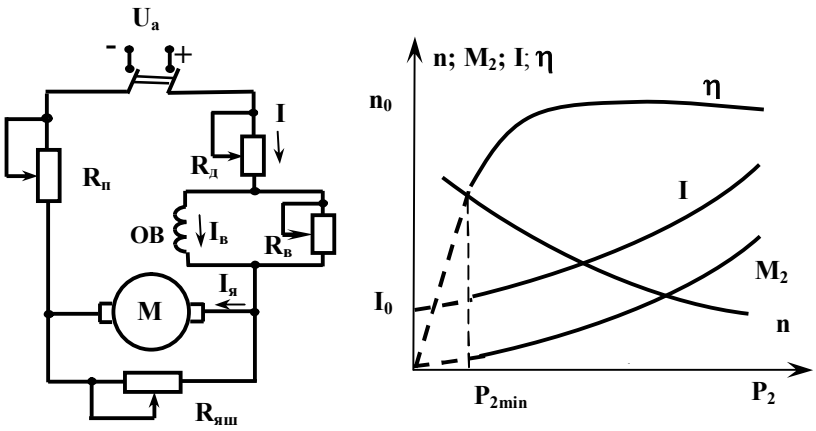


Рис. 1.24. Схема двигателя последовательного возбуждения и рабочие характеристики

С увеличением нагрузки магнитная система машины насыщается, и пропорциональность между током и магнитным потоком нарушается. При насыщении магнитной системы машины магнитный поток практически постоянен, следовательно, вращающий момент пропорционален току.

Для анализа механической характеристики двигателя исследуем уравнение

$$\mathbf{n = \frac{U - I(R_a + R_B)}{C_e \cdot \Phi}}. \qquad (1.27)$$

При небольших нагрузках, когда магнитная система не насыщена магнитный поток **Ф** пропорционален **I**, скоростная характеристика при **U = const** имеет вид гиперболы. С увеличением нагрузки сталь машины насыщается, и характеристика становится более пологой. Механическая характеристика двигателя последовательного возбуждения является мягкой.

На рисунке 1.25 приведены механические характеристики двигателя последовательного возбуждения **n = f(M)** при **U = const**. Характеристику, полученную при $\mathbf{R_д = 0}$, называют естественной. Включая в цепь якоря $\mathbf{R_д}$, получают различные искусственные характеристики, причем, чем больше $\mathbf{R_д}$, тем мягче механическая характеристика. Регулирование частоты вращения якоря двигателя в основном осуществляется так же, как и для двигателя параллельного возбуждения. Однако регулирование частоты вращения изменением потока достигается или шунтированием обмотки возбуждения, или шунтированием обмотки якоря.

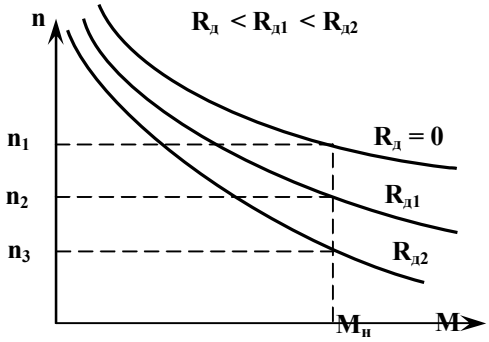


Рис. 1.25. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения

Благодаря мягким механическим характеристикам двигатели последовательного возбуждения применяют в различных электрических приводах, особенно там, где имеют место изменение нагрузочного момента в широких пределах и тяжелые условия пуска (грузоподъемные и поворотные механизмы, тяговый привод и пр.).

1.13. Двигатели смешанного возбуждения

Двигатель смешанного возбуждения применяется в условиях, когда требуется большой пусковой момент, быстрое ускорение при пуске и допустимые значительные изменения частоты вращения. Эти двигатели используются также в случаях, когда момент нагрузки изменяется в широких пределах. В связи этим двигатели смешанного возбуждения для привода компрессоров, строгальных станков, прокатных станов подъемников и т. д., а также в тяговом электроприводе.

На рис. 1.26 представлена схема двигателя смешанного возбуждения. Магнитный поток **Ф** создается действием двух обмоток возбуждения – параллельной $\mathbf{ОВ_1}$ и последовательной $\mathbf{ОВ_2}$. Причем эти обмотки могут быть включены встречно или согласно. При встречном включении последовательной обмотки по отношению к параллельной обмотке магнитные потоки этих обмоток вычитаются и при согласном включении – суммируются.

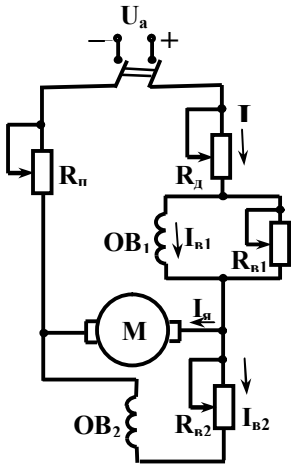


Рис. 1.26. Схема двигателя смешанного возбуждения

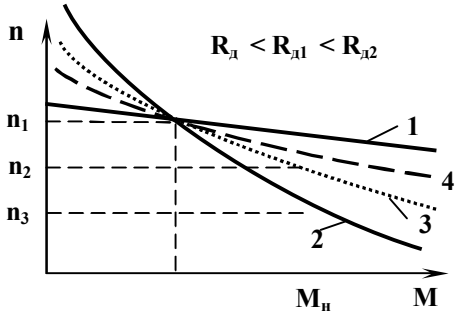


Рис. 1.27. Механические характеристики двигателя смешанного возбуждения

Поэтому механические характеристики двигателя смешанного возбуждения (рис. 1.27) располагаются между характеристиками двигателей параллельного (прямая **1**) и последовательного (кривая **2**) возбуждения. В зависимости от соотношения МДС параллельной и последовательной обмоток при номинальном режиме можно приблизить характеристики двигателя смешанного возбуждения (кривые **3** и **4**) к характеристике **1** (при малой МДС последовательной обмотки) или к характеристике **2** (при малой МДС параллельной обмотки). Достоинством двигателей смешанного возбуждения является то, что они, обладая мягкой механической характеристикой, могут работать при холостом ходе, т. к. частота вращения $\mathbf{n_0}$ имеет конечное значение.

1.14. Пример применения двигателя постоянного тока

В установках средней и большой мощности, где требуется регулирование процессом пуска, применяются реле и контакторы в силовой цепи двигателя постоянного тока. Для этого в основном используются три принципа: принцип ЭДС, тока и времени.

На рис. 1.28 схема автоматического управления пуском двигателя принципу ЭДС. К якорю двигателя постоянного тока подключается ряд реле, который с возрастанием частоты вращения вала, а значит ЭДС, срабатывает и своими контактами выводит из работы секции реостата, постепенно уменьшая сопротивление якорной цепи.

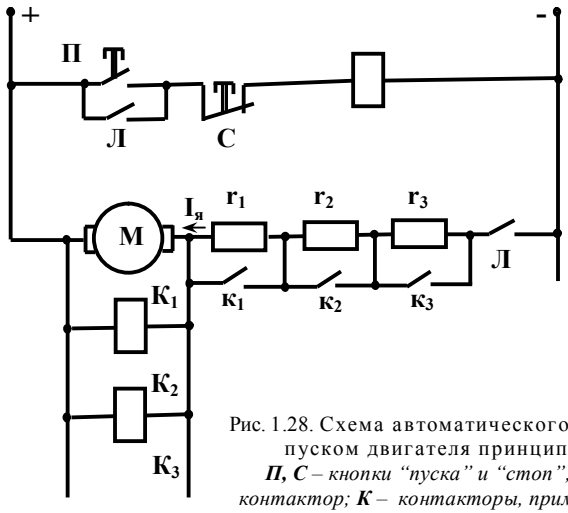


Рис. 1.28. Схема автоматического управления пуском двигателя принципу ЭДС:
П, С *– кнопки "пуска" и "стоп";* ***Л*** *– линейный контактор;* ***К*** *– контакторы, применяемые для шунтирования секций реостатов*



На рис. 1.29 схема автоматического управления пуском двигателя по принципу тока.

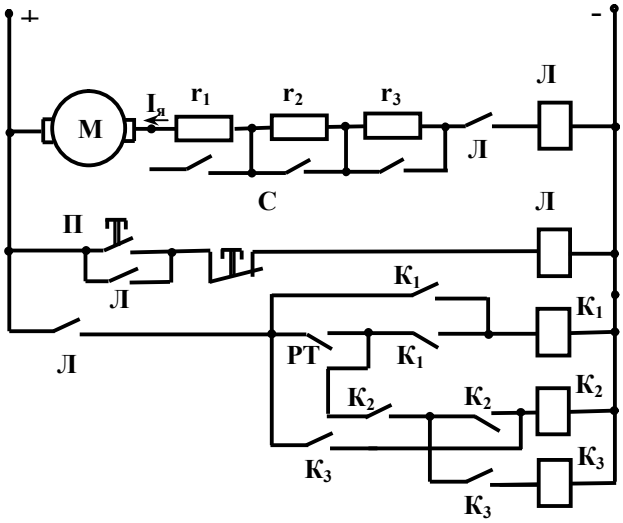


Рис. 1.29. Схема автоматического управления пуском двигателя принципу тока

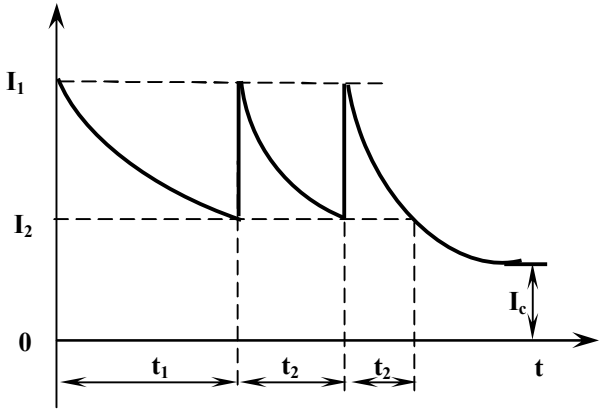


Рис. 1.30. Диаграмма тока двигателя при пуске якоря

При использовании принципа тока применяются последовательно включенные реле РТ, которые дают команду через свои нормально замкнутые контакты на последовательное включение соответствующих контакторов $\mathbf{К_1}$, $\mathbf{К_2}$, $\mathbf{К_3}$ при снижении тока до заданного значения. В момент включения цепи двигателя контакторов **К** не успевает включится, т. к. инерционность теплового реле значительно меньше, чем у контакторов.

Принцип времени предполагает применение реле времени, которые через расчетные уставки дают команду на шунтирование секции реостата контактами контакторов. Во всех случаях обеспечивается пусковая диаграмма (рис. 1.30) с изменением тока в заданных пределах $\mathbf{I_1 - I_2}$.

1.15. Контрольные вопросы

1. На какие типы машин по роду тока подразделяются электрические машины.
2. Согласно принципу обратимости может ли работать электрическая машина в генераторном или в двигательном режимах?
3. В какую энергию преобразует электрический двигатель постоянного тока?
4. Какую функцию выполняет обмотка возбуждения?
5. Какую функцию выполняет коллектор в режиме генератора и в режиме двигателя?
6. Какую функцию выполняет тахогенератор постоянного тока?
7. Перечислите способы возбуждения двигателем постоянного тока?
8. Что такая реакция якоря?
9. Перечислите способы регулирования двигателем постоянного тока?
10. Какая характеристика называется механической?

2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

2.1. Управляемые выпрямители

В современных системах автоматического регулирования широко применяются управляемые полупроводниковые преобразователи: управляемые выпрямители, инверторы, преобразователи частоты. Все управляемые полупроводниковые преобразователи подключаются к источнику энергии переменного напряжения. Принцип управления состоит в том, что в положительный полупериод вентиль подобно ключу открывается и подает напряжение к нагрузке, при чем момент отпирания вентиля можно регулировать. Напряжение и ток на выходе такого преобразователя содержат постоянные и переменные составляющие. Для анализа работы вентильных преобразователей в зависимости от назначения необходимо найти постоянные или переменные составляющие напряжения и тока. Для этого определяют средние значения этих величин за период изменения напряжения сети. Изменяя время (фазу) открытия вентиля, меняют среднее значение напряжения на выходе вентильного преобразователя, и таким образом управляют двигателями постоянного и переменного тока.

Управляемым вентилем является *тиристор*. Существует большое число различных схем управляемых выпрямителей. По принципу действия и построения они могут быть разделены на две группы: однополупериодные (схемы с нулевым проводом), в которых используют только одну полуволну напряжения сети, и двухполупериодные (мостовые схемы), где используют обе полуволны переменного напряжения сети.

Принцип работы однополупериодной схемы выпрямителя. На рис. 2.1, а) представлена простейшая однополупериодная схема выпрямителя. К источнику синусоидального напряжения сети $U_{\sim}$ с амплитудой U_m подключены и нагрузка **R** тиристор **T**, который открывается в момент времени, определяемый углом отпирания α, подачей на управляющий электрод (УЭ) импульса напряжения от схемы управления.

В интервал $\alpha - 180^0$ к нагрузке подводится напряжение

$$u = U_m \sin \omega t . \qquad (2.1)$$

При активной нагрузке кривая выпрямленного тока (рис. 2.1, в) повторяет кривую напряжения (рис. 2.1, б). В момент времени $\omega t = 180^0$ ток уменьшается до нуля и тиристор закрывается. Этот

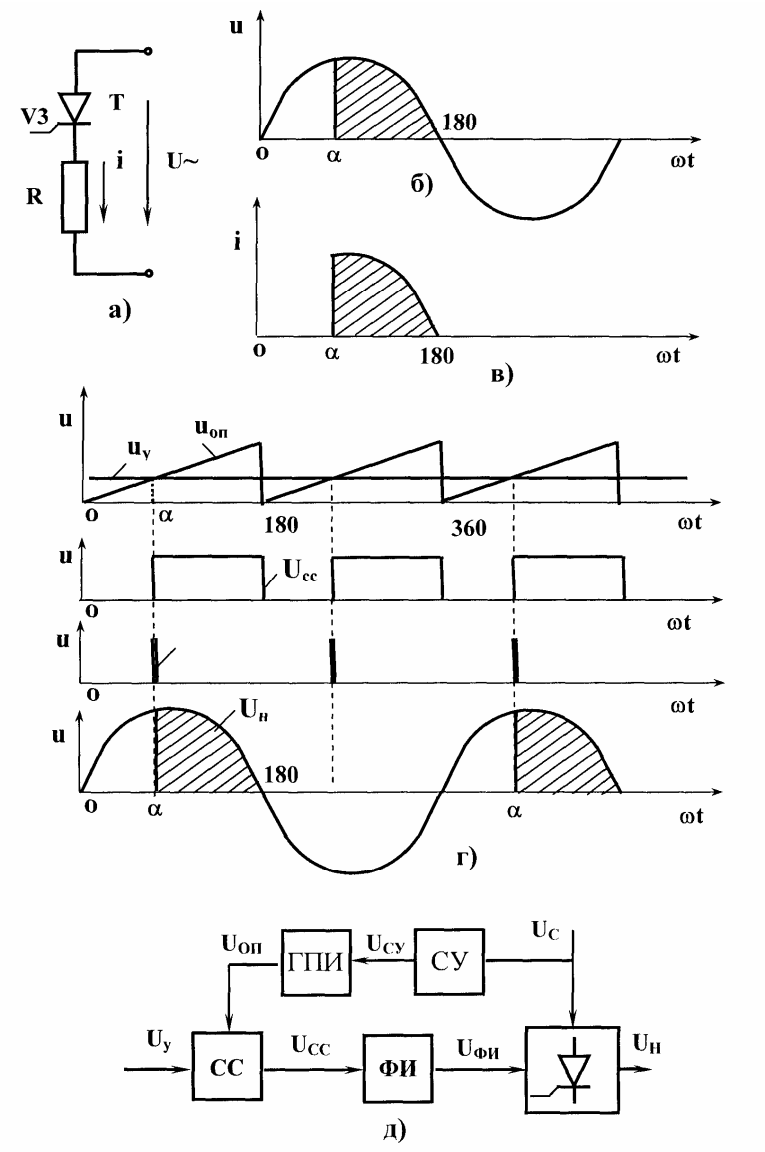


Рис. 2.1. Схема однополупериодного выпрямителя и кривые тока и напряжения

процесс повторяется каждый положительный полупериод (в отрицательный полупериод тиристор заперт напряжением сети).

Управление тиристором осуществляют импульсом возможно меньшей длительности и несколько превышающей время включения тиристора. Время включения тиристора – это время перехода тиристора из его запертого состояния в открытое. Необходимо также обеспечить достаточно крутой передний фронт управляющего импульса, чтобы уменьшить потери мощности в тиристоре при включении, т. е. его нагрев.

Для управления тиристором применяют фазовый метод управления, который может быть реализован с помощью фазосдвигающих способов. Одним из таких способов является «вертикальный» способ управления, основанный на сравнении опорного напряжения $\mathbf{u_{оп}}$ (обычно пилообразной формы) и постоянного напряжения сигнала управления $\mathbf{U_y}$ (рис. 2.1, г). Равенство мгновенных значений этих напряжений определяет фазу α, при которой схема вырабатывает импульс, затем усиливается, и подаются на управляющий электрод тиристора. Изменение фазы управляющего импульса достигается изменением уровня напряжения сигнала управления $\mathbf{U_y}$.

Схема управления тиристором приведена на рис. 2.1, д). Опорное напряжение, вырабатываемое генератором пилообразного напряжения (ГПН) синхронизированно с напряжением сети с помощью синхронизирующего устройства (СУ) подается на схему сравнения (СС), на которую одновременно поступает и напряжение сигнала

управления U_y. Сигнал со схемы сравнения поступает на формирователь импульсов (ФИ), откуда в виде мощного, обладающего крутым фронтом и регулируемого по фазе импульса $U_{фп}$ подается на управляющий электрод.

Можно определить среднее за период значение напряжения на нагрузке на интервале $\alpha - \pi$, интегрируя выражение (2.1):

$$U_{ср} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin\omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi}(1+\cos\alpha). \qquad (2.2)$$

На рис. 2.2 изображена функция напряжения (2.2) при активной (1) и активно – индуктивной (2) нагрузках. При этом среднее значения напряжения $U_{ср}$ приведены к максимальному (наибольшему) значению на нагрузке при $\alpha = 0$ $U_{ср\,max} = U_м / \pi$.

Принцип работы двухполупериодной схемы выпрямителя. На рис. 2.3 показана схема мостового двухполупериодного тиристорного преобразователя. Процесс выпрямления переменного тока в постоянный происходит следующим образом. Если на вход мостовой схемы тиристоров подается положительная полуволна напряжения питающей сети (рис. 2.3, б) эта полуволна обозначена знаком плюс в кружочках), тогда должны быть открыты тиристоры T_1 и T_2 и ток будет протекать через эти тиристоры и нагрузку, как показано на рисунке 2.3, а). При изменении полярности напряжения питающей сети (рис. 2.3, б) отрицательная полуволна напряжения обозначена знаком плюс в квадратиках), должны быть открыты тиристоры T_3 и T_4 и ток через нагрузку будет протекать в том же направлении. Это направление тока на рис. 2.3, а) показано штрихпунктирной стрелкой.

Следует отметить, что отпирание тиристоров осуществляют, как и в простейшей схеме рис. 2.1, а), в положительный полупериод напряжения питающей сети путем

подачи на управляющие электроды отпирающих импульсов в момент времени α для тиристоров $\mathbf{T_1}$ и $\mathbf{T_2}$, а также в момент времени $\alpha+180^0$ для тиристора $\mathbf{T_3}$ и $\mathbf{T_4}$ (рис. 2.3 ,а). Таким образом, ток через нагрузку будет протекать в одном и том же направлении. При этом появляется возможность регулирования среднего значения выпрямленного напряжения $\mathbf{U_{ср}}$ и тем самым и тока в нагрузке.

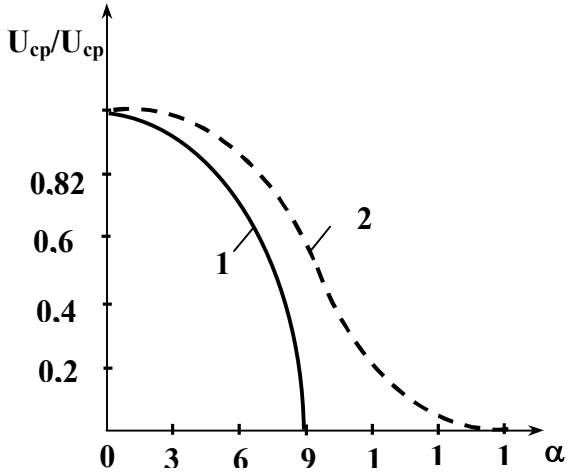


Рис. 2.2. Зависимость выходного напряжения управляемого выпрямителя от угла отпирания

На рис. 2.3.в приведены кривые напряжения и тока нагрузки (заштрихованы). Ток в цепи нагрузки может быть представлен в виде двух составляющих: постоянной и переменной. Постоянная составляющая определяется средним значением напряжения, переменная – зависит от способности схемы сглаживать пульсации и от угла α. Эта

составляющая резко возрастает, когда ток становится прерывистым.

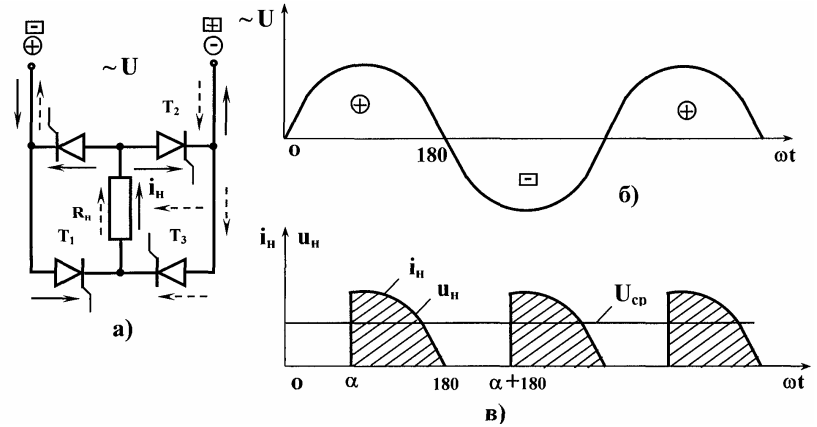


Рис. 2.3. Схема мостового двухполупериодного тиристорного преобразователя и кривые напряжения

Среднее значение напряжения на нагрузке в этом режиме равняется

$$U_{ср} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+180} U_m \sin\omega t d\omega t = \frac{2U_m}{\pi}\cos\alpha = 0{,}9U\cos\alpha\,, \qquad (2.3)$$

где **U** – действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Так как переменная составляющая тока вызывает дополнительный нагрев и потери в нагрузке, при управлении двигателем стремятся обеспечить режим непрерывного тока, для чего последовательно с якорем включают дополнительный дроссель.

Следует отметить, что при активно – индуктивной нагрузке характер процессов в выпрямителе усложняются. Такое имеет место при управлении двигателем постоянного тока за счет индуктивности якоря $\mathbf{L_я}$ и дополнительного дросселя.

На рис. 2.4 приведена схема управления двигателем постоянного тока с помощью тиристорного преобразователя и кривые напряжения и тока якоря.

Индуктивность дополнительного дросселя увеличивает электромагнитную, а его активное сопротивление – электромеханическую постоянные времени двигателя. Поэтому этот дроссель ухудшает динамические свойства привода. Анализ совместной работы двигателя постоянного тока и тиристорного преобразователя показал, что при значительной индуктивности регулирование напряжения на ней эффективно лишь при изменении α в пределах $\mathbf{0 < \alpha < 90^0}$.

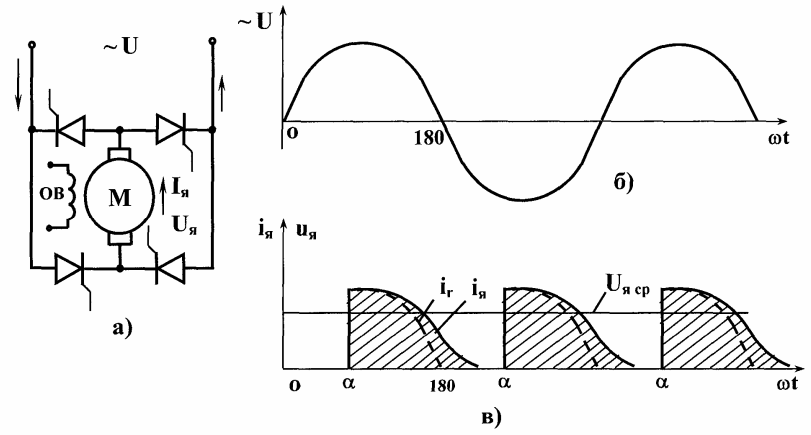


Рис. 2.4. Схема управления двигателем постоянного тока с помощью тиристорного преобразователя и кривые напряжения

Принцип работы трехфазного выпрямителя с нулевым проводом. На рис. 2.5 представлена схема трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым проводом и кривые тока и напряжения.

Если тиристоры неуправляемые, то они будут пропускать ток в течение всего положительного полупериода фазного напряжения. Тогда, например, тиристор $\mathbf{T_1}$ под действием напряжения вторичной обмотки трансформатора $\mathbf{u_A}$ будет открыт в интервале $\mathbf{0 < \omega t < 180^0}$ (рис. 2.5, б и в). Однако на участке 0 – 30° тиристор $\mathbf{T_1}$ оказывается запертым напряжением $\mathbf{u_C}$, большим напряжения $\mathbf{u_a}$ и приложенным в запирающем тиристор $\mathbf{T_1}$ направлении через открытый тиристор $\mathbf{T_3}$. Подобным же образом тиристор $\mathbf{T_1}$ окажется запертым и на участке $\mathbf{150^0 < \omega t < 180^0}$ за счет напряжения $\mathbf{u_B}$, приложенного плюсом к катоду тиристора $\mathbf{T_1}$ через открывшийся тиристор $\mathbf{T_2}$. Интервал проводимости тиристора $\mathbf{T_1}$ на рис. 2.5, в) заштрихован.

Таким образом, управлять моментом отпирания тиристоров можно лишь начиная с $\mathbf{\omega t = 30^0}$. Поэтому именно с этого значения целесообразно отсчитывать угол α подачи на управляющих импульсов (УЭ). Следовательно, рис. 2.5, в) соответствует $\alpha = 0$ и максимальному напряжению на нагрузке

$$\mathbf{U_{cp\,max} = \frac{3}{2\pi}\int_{30^0}^{150^0} U_m \sin\omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m = 1{,}17 U_m}. \qquad (2.4)$$

Изменяя α, можно управлять средним значением напряжения на нагрузке, которое для режима непрерывного тока с учетом (2.5) определяется формулой

$$U_{ср} = \frac{3}{2\pi}\int_{30^0+\alpha}^{150^0+\alpha} U_m \sin\omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}U_m\cos\alpha = 1{,}17U_ф\cos\alpha\,, \tag{2.5}$$

где $U_Ф$ – действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

На рис. 2.5, г) показаны кривые напряжения и тока при активно-индуктивной нагрузке, когда $\alpha = 60^0$. Как видно из графика, у трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым проводом выпрямленное напряжение имеет уменьшенные пульсации и фазы нагружены равномерно.

В общем случае для **m**-фазного управляемого выпрямителя среднее значение выпрямленного напряжения $U_{ср}$ может быть получено при непрерывном токе путем интегрирования фазного напряжения на интервале проводимости $2\pi/\tau$ (рис. 2.6)

$$U_{ср} = \frac{3}{2\pi/m}\int_{\pi/m+\alpha}^{\pi/m+\alpha} U_m \cos\omega t d\omega t = \frac{m\sqrt{2}}{\pi}U_m\frac{\pi}{m}\cos\alpha = U_{ср\,max}\cos\alpha\,, \tag{2.6}$$

где

$$U_{ср\,max} = \frac{\sqrt{2}m}{\pi}U_ф\sin\frac{\pi}{m}\,.$$

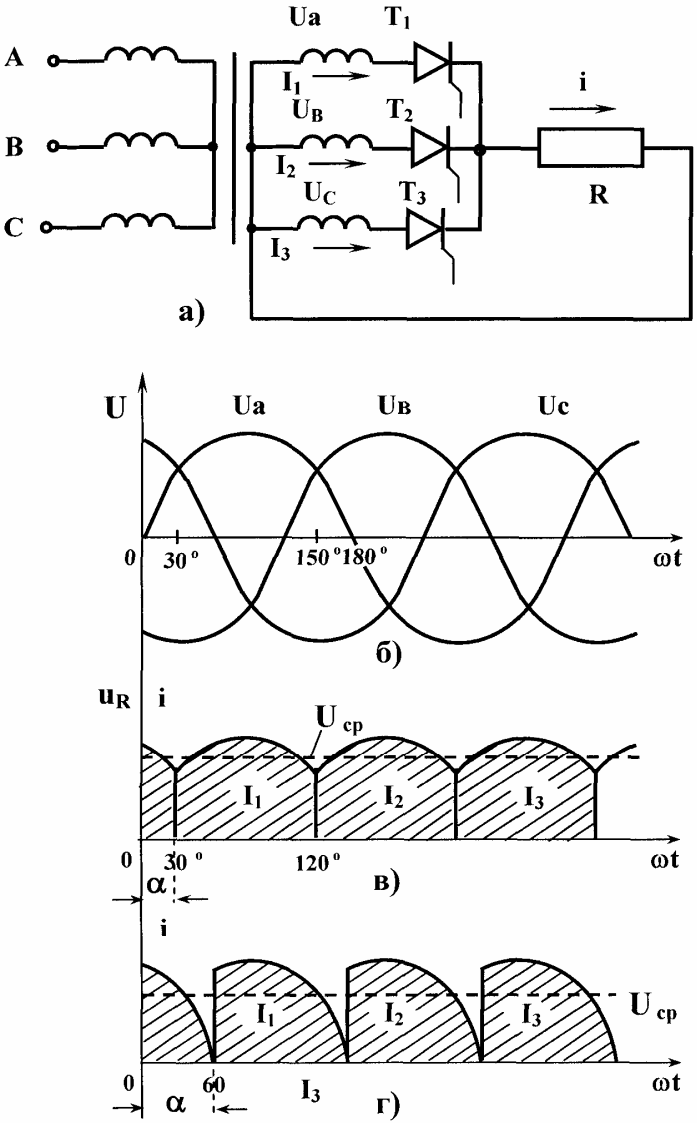


Рис. 2.5. Схема трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым проводом и кривые тока и напряжения

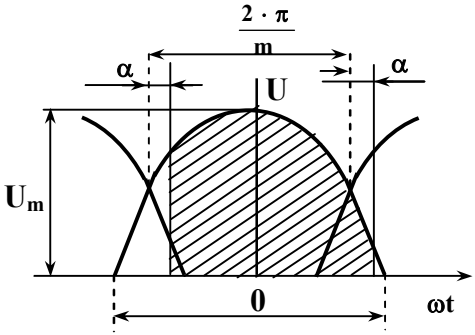


Рис. 2.6. Кривые напряжения **m**–фазного управляемого выпрямителя

2. 2. Тиристорное управление двигателем постоянного тока

В системах автоматического регулирования, в которых двигатель питается от управляемого выпрямителя, преобразующее переменное напряжение в регулируемое постоянное напряжение, возможно сформирование необходимого качества переходных режимов при пуске, торможении и реверсировании.

На рис. 2.7 представлена схема управления двигателем постоянного тока с помощью трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым проводом.

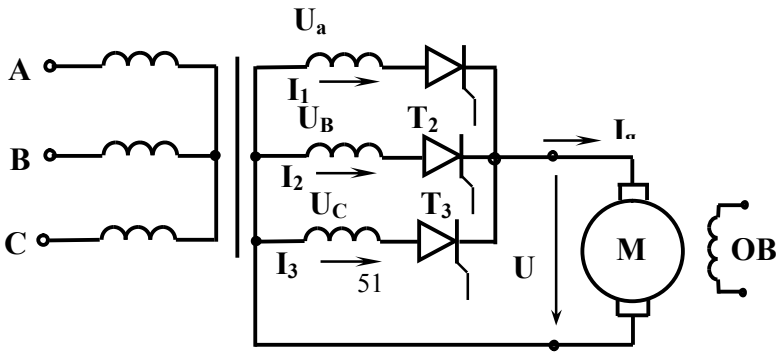


Рис. 2.7. Схема управления двигателем постоянного тока с помощью трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым проводом

В этой схеме управления, изменяя угол отпирания α управляемых вентилей, регулируют выпрямленным напряжением на якоре двигателя, и этим самым регулируется частота вращения. Применение управляемых выпрямителей для регулирования в широких пределах частоты вращения двигателя постоянного тока за счет изменения угла отпирания α управляемых вентилей имеет свои особенности. Одним из таких особенностей работы является то, что индуктивность двигателя достаточно велика и обеспечивает режим непрерывного тока.

Принцип работы трехфазного мостового выпрямителя. Принцип регулирования напряжения на выходе мостовой схемы трехфазного управляемого выпрямителя, обеспечивающая наименьшую пульсацию выходного напряжения, показана на рис. 2.8.

Управляющие сигналы, открывающие тиристоры, подаются в последовательности $\mathbf{T_1 - T_6 - T_3 - T_2 - T_5 - T_4}$ со сдвигом на 60 °, т. е. $\mathbf{m} = 6$, причем тиристоры $\mathbf{T_1, T_3}$ и $\mathbf{T_5}$ открываются в положительные, а тиристоры $\mathbf{T_6, T_2}$ и $\mathbf{T_4}$ – в отрицательные полупериоды фазных напряжений. Интервал проводимости каждого тиристора равен 120 °, в каждый момент времени открыты два тиристора (по одному в плече моста), и напряжение на якоре определяется разностью фазных напряжений двух вторичных обмоток трансформатора, т. е. линейным напряжением.



Рис. 2.8. Схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя

Среднее значение напряжения на нагрузке в соответствии с (2.6) имеет следующий вид:

$$\mathbf{U_{ср} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} U_m \sin\frac{\pi}{6}\cos\alpha = 1{,}35U_л\cos\alpha = 2{,}34U_ф\cos\alpha}\,, \quad (2.7)$$

где $\mathbf{U_л = \sqrt{3}U_ф}$ – действующее значение линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

В зависимости от схемы управляемого выпрямителя выражение для механической характеристики двигателя постоянного тока при тиристорном управлении имеет следующий вид:

$$\omega = \frac{U_{ср\,max}\cos\alpha}{k_{эм}} - \frac{R_я + R_д}{k_{эм}^2} M\,, \quad (2.8)$$

где добавочное сопротивление $R_Д$ состоит из активного сопротивления дросселя $R_{др}$ и эквивалентного активного сопротивления выпрямителя $R_{ЭК}$.

Можно доказать, что эквивалентное активное сопротивление выпрямителя

$$R_{ЭК} = m \cdot f \cdot L_Ф + R_Ф\,, \quad (2.9)$$

где $\mathbf{f}$ – частота источника питания, Гц; $\mathbf{L_Ф}$, $\mathbf{R_Ф}$ – индуктивность и активное сопротивление фазной обмотки выпрямителя. Здесь произведение $\mathbf{m \cdot f \cdot L_Ф}$ проявляет себя именно как активное сопротивление.

На рис. 2.9 приведены кривые тока и напряжения схемы трехфазного мостового управляемого выпрямителя. Наличие индуктивности $\mathbf{L_Ф}$ в фазах приводит к уменьшению среднего значения напряжения выпрямителя.

Отметим, что механическая характеристика системы управляемый выпрямитель – двигатель (УВ–Д) прямолинейна и менее жестко. Прямые на рис. 2.10, построенные по выражению (2.11), отсекают на оси ординат отрезки, соответствующие угловой частоте вращения при идеальном холостом ходе

$$\omega_0' = \frac{\mathbf{U_{cp\,max}} \cos\alpha}{\mathbf{k_{эм}}}.$$

В действительности частота вращения идеального холостого хода при некотором значении угла α отличается от значения ω_0'. Это объясняется тем, что в режиме холостого хода для выпрямителей наступает режим прерывистых токов. При снижении нагрузочного момента угловая частота вращения возрастает, а, следовательно, увеличивается и противо-ЭДС двигателя. При этом ток уменьшается и наступает режим прерывистых токов. На рис. 2.10 участки реальных характеристик показаны штриховыми линиями.

Односторонняя проводимость вентилей не позволяет произвести реверс двигателя путем изменения полярности напряжения $\mathbf{U_{cp}}$ выпрямителя. Для осуществления реверса с помощью контактного переключателя изменяют полярность напряжения на обмотке возбуждения или якоре.

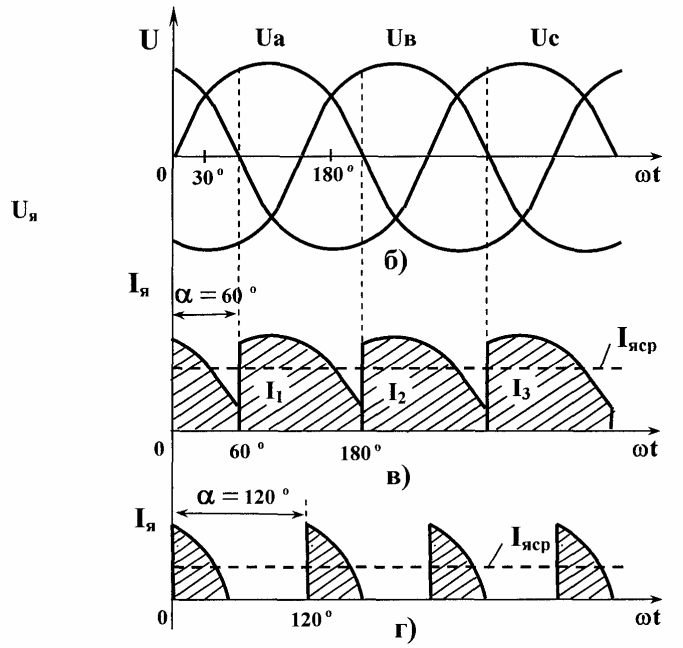


Рис. 2.9. Кривые тока и напряжения схемы трехфазного мостового управляемого выпрямителя

Недостаток первого способа состоит в большой продолжительности реверса, обусловленной относительно большой постоянной времени обмотки возбуждения. Недостатком второго способа является коммутация токов в мощной якорной цепи.

Для приводов, требующих высокого быстродействия и надежности реверса, применяют реверсивные управляемые выпрямители (рис. 2.11). Управляемые выпрямители $\mathbf{B_1}$ работают при одной полярности напряжения якоря, а выпрямители $\mathbf{B_2}$ – при другой полярности напряжения.

При работе системы в режиме рекуперативного торможения один из выпрямителей находится в режиме инвертирования, а второй закрыт или подготовлен к работе в режиме выпрямления.

В случае совместной работы выпрямителей необходимо ограничивать уравнительные токи, протекающие между выпрямителями за счет разности мгновенных значений их напряжений. Для этого в цепи выпрямленного тока включают уравнительные дроссели $\mathbf{L_1}$ и $\mathbf{L_2}$.

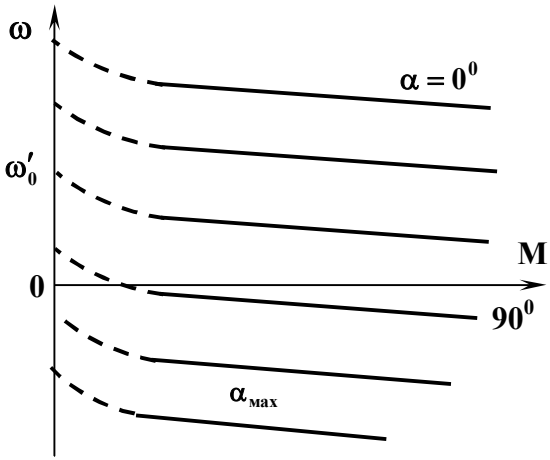


Рис. 2.10. Механические характеристики системы УВ –Д

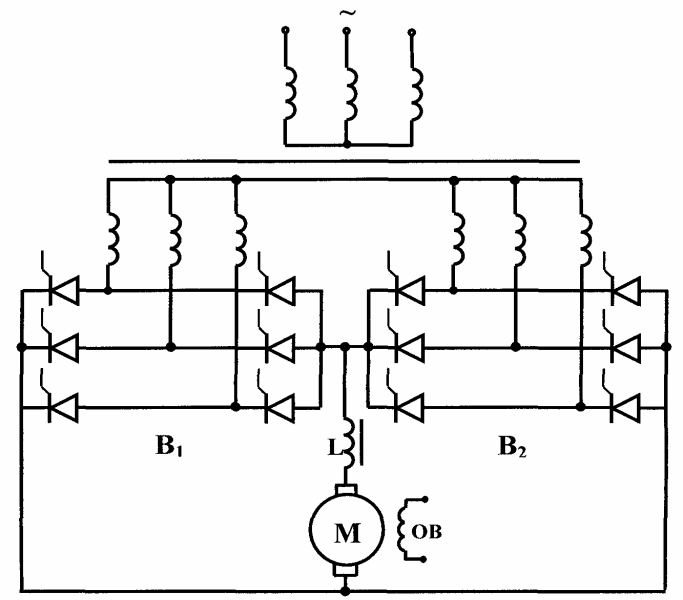


Рис. 2.11. Схема реверсивной системы УВ – Д

Возможны два вида управления выпрямителями реверсивной системы – совместный и раздельный. При совместном управлении целесообразно согласование линейных напряжений, обеспечения условия, когда

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi, \qquad (2.10)$$

где α_1 и α_2 – углы отпирания управляемых выпрямителей $\mathbf{B_1}$ и $\mathbf{B_2}$

Недостатком совместного управления является возможность протекания уравнительных токов и необходимость включения дросселей. Для исключения уравни-

тельных токов можно использовать раздельное управление выпрямителями, заключающееся в подаче управляющих импульсов только на работающий в данный момент выпрямитель. Вентили другого выпрямителя в это время закрыты. При изменении режима работы импульсы управления подаются на второй выпрямитель после прекращения работы первого с некоторой задержкой, необходимой для его надежного запирания.

2. 3. Пример применения тиристорного управления

В настоящее время на практике находят применение тиристорные системы питания автоматизированных электроприводов постоянного тока. Следует подчеркнуть, что использование практически безынерционного силового преобразователя, каким является тиристорный преобразователь, позволяет наиболее полно реализовать оптимальный график переходного процесса.

Один из вариантов схем управления электроприводом лифта показан на рис. 2.12.

В качестве основного оборудования используются две группы управляемых тиристоров $\mathbf{B_1}$ и $\mathbf{B_2}$, предназначенных для питания двигателя в соответствии с направлением частоты вращения.

Управление открыванием вентилей производится системой управления тиристорными выпрямителями (СУТВ), основанной на импульсно-фазовой системе, которая выполнена на полупроводниковых элементах. Для ограничения уравнительных токов в силовую цепь включаются дроссели 1ДР – 4ДР. Чтобы обеспечить заданный диапазон регулирования и точную остановку, применяется обратная связь по частоте вращения, осуществляемая с помощью тахогенератора **ТГ**. Сигналы обратной связи поступает на СУТВ, который по-

зволяет ограничить до заданного уровня ускорения и рывки переходных процессов.

В схеме автоматизированного электропривода лифта: используется несколько видов защит: тиристорный преобразователь защищается от токов короткого замыкания автоматическим выключателем А1, якорный цепь от не допустимо больших токов защищается с помощью реле РМ, а от перегрузки – тепловым реле ТР. В якорной цепи установлено реле контроля тока РКТ, которое реагирует на величину и скорость нарастания токов.

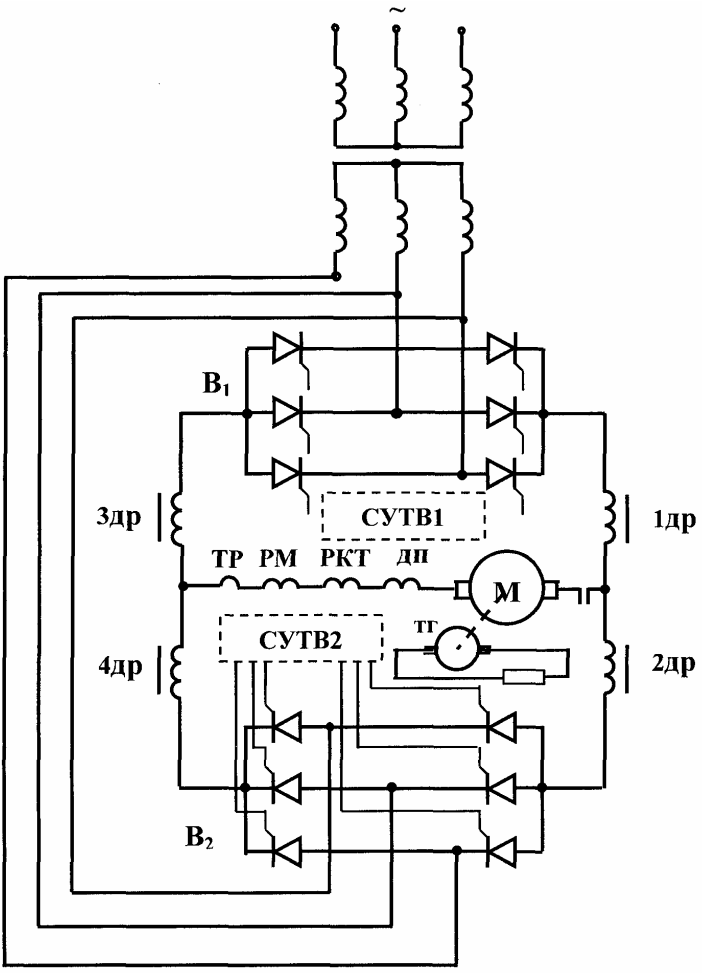


Рис. 2.12. Схема электропривода лифта с тиристорным управлением

2. 4. Контрольные вопросы

1. В каких случаях тиристор открыт?
2. Что преобразовывает управляемый выпрямитель?

3. Какой вид имеет зависимость выходного напряжения трехфазного управляемого выпрямителя от угла отпирания?

4. От чего зависит напряжение управляемого выпрямителя?

5. Как осуществляется реверс в тиристорных электроприводах постоянного тока?

6. Что преобразовывает управляемый трехфазный выпрямитель?

7. В тиристорном электроприводе постоянного тока за счет чего регулируется частота вращения?

8. Какой вид имеет механическая характеристика тиристорного электропривода?

9. От чего зависит выпрямленное напряжение управляемого выпрямителя?

10. Сколько тиристоров используется в трехфазном мостовом управляемом выпрямителе?

3. ТРАНСФОРМАТОРЫ

3.1. Устройство и принцип работы трансформатора

Трансформатором называется статическое электромагнитное устройство, предназначенное для преобразования переменного тока одного напряжения в переменный ток другого напряжения той же частоты.

Трансформаторы с одной первичной и с одной вторичной обмоткой называют двухобмоточным. Если трансформатор имеет несколько первичных и вторичных обмоток, то такие трансформаторы называются многообмоточными.

По числу фаз трансформаторы бывают однофазными и трехфазными, а также с другими числами фаз. Такие трансформаторы используются в специальных устройствах.

Трансформаторы можно подразделить на силовые и специальные. Силовые трансформаторы выполняются на большие мощности и применяют в энергосистемах при передаче электроэнергии от электростанций к потребителям. Для электропитания различных радиоэлектронных систем автоматики применяют специальные трансформаторы питания небольшой мощности.

Специальные трансформаторы (автотрансформаторы, трансформаторы для преобразования числа фаз и частоты, выпрямительные, измерительные, вращающиеся и др.) используют в самых разнообразных системах автоматизации и управления, а также в радиоэлектронике и телекоммуникации.

Основными частями трансформатора являются магнитопровод и обмотки.

Магнитопровод (сердечник) служит для усиления электромагнитной связи между обмотками. Сердечники трансформаторов собирают из листов электротехнической стали или из ленты холоднокатаной стали, целью уменьшения потерь энергии от вихревых токов и гистерезис. При изготовлении магнитопроводов для маломощных трансформаторов применяют электротехнические стали толщиной 0,35–0,5 мм.

Обмотки трансформаторов состоят из первичной и вторичной обмоток, которые выполняются из медных проводов круглого или прямоугольного сечения. Чаще всего для обмоток маломощных трансформаторов применяют провод с эмалевой изоляцией марок, а также с хлопчатобумажной изоляцией марки ПБД. Обмотки выполняют в виде многовитковых цилиндрических катушек и располагают на каркасе, изготовленной из электротехнического картона или другого изоляционного материала.

Конструкция обмоток трансформатора должна удовлетворять условиям высокой электрической и механической прочности, а также нагревостойкости. Обмотки на стержневых и броневых магнитопроводах размещают по-разному. В высоковольтных трансформаторах обмотки состоят из двух катушек. При этом достигается хорошая изоляция обмоток друг от друга. Недостаток такого расположения обмоток – большое рассеяние магнитного потока.

В броневом трансформаторе используют одну катушку вместо двух. При этом получается высокий коэффициент заполнения окна, и обмотки будут защищены от механических повреждений. На каждом стержне размещают катушку с двумя обмотками – первичной и вторичной.

Обмотку, подключаемую к источнику питания, называют *первичной,* а к нагрузке – *вторичной* (в многообмоточном трансформаторе может быть несколько вторичных обмоток). На рис. 3.1 представлена схема однофазного трансформатора подключенного к нагрузке.

Принцип работы трансформатора заключается в следующем. При подключении первичной обмотки трансформатора к сети синусоидальным напряжением $\mathbf{U_1}$ в обмотке возникает ток $\mathbf{I_1}$, который создает изменяющийся магнитный поток $\mathbf{\Phi}$, замыкающийся по сердечнику.

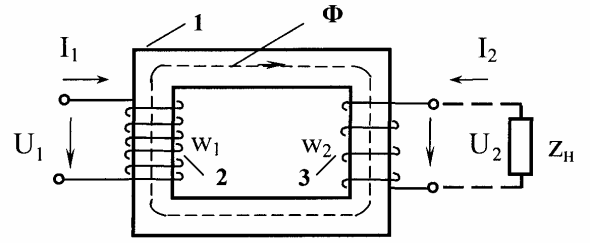


Рис. 3.1. Схема трансформатора под нагрузкой

Поток Φ, согласно закону электромагнитной индукции, наводит ЭДС как в первичной, так и во вторичной обмотке. При подключении ко вторичной обмотке нагрузки в этой обмотке будет протекать ток I_2 и на ее зажимах устанавливается некоторое напряжение U_2. Следует отметить, что магнитный поток Φ создается токами обоих обмоток.

3. 2. Основные уравнения однофазного трансформатора

Уравнения трансформатора, как правило, записываются для идеального трансформатора, в котором отсутствуют: 1) потери энергии в обмотках и в стали сердечника; 2) магнитная проницаемость стали сердечника равна бесконечности; 3) все линии магнитной индукции проходят целиком по сердечнику и каждая линия сцепляется со всеми витками первичной и вторичной обмоток.

Работа трансформатора основана на явлении электромагнитной индукции. Если к первичной обмотке трансформатора подвести напряжение при разомкнутой вторичной обмотке (холостой ход), то по первичной обмотке потечет ток холостого хода i_0. Этот ток создаст магнитодвижущуюся силу (МДС) $F_1 = i_0 w_1$ первичной обмотки, имеющей w_1 витков, который в свою очередь, создаст в трансформаторе магнитный поток Φ. Большая часть этого потока замыкается по сердечнику, т. к. магнитная проницаемость стали во много раз больше магнитной проницаемости воздуха. Поток в сердечнике Φ сцеплен с

обеими обмотками, поэтому в первичной обмотке наводится ЭДС

$$e_1 = -w_1\left(d\Phi/dt\right), \tag{3.1}$$

а во вторичной ЭДС

$$e_2 = -w_2\left(d\Phi/dt\right). \tag{3.2}$$

Если ко вторичной обмотке подключить нагрузочное сопротивление Z_H, то по обмотке потечет ток i_2, а его МДС $F_2 = i_2 w_2$ создаст магнитный поток Φ_2, который, согласно правилу Ленца, направлен навстречу потоку Φ. В сердечнике образуется результирующий магнитный поток Φ, имеющий место при режиме холостого хода. В трансформаторе размагничивающее действие потока Φ_2 компенсируется увеличением МДС $i_1 w_1$ на величину $i_2 w_2$.

Таким образом, в нагрузочном режиме первичная обмотка должна создать МДС

$$i_1 w_1 = i_0 w_1 + \left(-i_2 w_2\right),$$

где МДС $i_0 w_1$, идет на создание магнитного потока в сердечнике Φ. Поток Φ, замыкающийся по сердечнику (рис. 3.1), называют основным магнитным потоком. При синусоидальном потоке Φ из-за насыщения стали ток i_0 несинусоидален. Из-за потерь в стали сердечника трансформатора поток Φ отстает по фазе от i_0 на некоторый угол. Помимо основного потока в трансформаторе существуют потоки рассеяния, которые замыкаются по воздуху. Упрощенно считают, что поток рассеяния Φ_{S1} охватывает витки только первичной обмотки, а Φ_{S2} – только вторичной. Поток Φ_{S1} пропорционален i_1, а поток $\Phi_{S2} - i_2$. При анализе работы трансформатора необходимо учитывать падения напряжения на активных сопротивлениях первичной r_1 и вторичной r_2 обмоток.

При подключении первичной обмотки трансформатора к сети синусоидального напряжения, магнитного потока Φ, также будет изменяться от времени по синусоидальному закону, т. е. $\Phi = \Phi_m \sin\omega t$. Тогда ЭДС, согласно закону электромагнитной индукции, будут соответственно равны

$$e_1 = -w_1 \frac{d(\Phi_m \sin\omega t)}{dt} = -\omega w_1 \Phi_m \cos\omega t = 2\pi f w_1 \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2);$$
$$e_2 = -w_2 \frac{d(\Phi_m \sin\omega t)}{dt} = 2\pi f w_2 \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2). \quad (3.3)$$

)

Из (3.3) видно, что ЭДС e_1 и e_2 отстают по фазе от потока Φ на угол $\pi/2$.

Действующие значения этих ЭДС равны

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w_1 f \cdot \Phi_m = 4{,}44 w_1 f \cdot \Phi_m, \quad (3.4)$$

$$E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w_2 f \cdot \Phi_m = 4{,}44 w_2 f \cdot \Phi_m \quad (3.5)$$

Отношение ЭДС

$$K = E_1 / E_2 = w_1 / w_2 \quad (3.6)$$

называют *коэффициентом трансформации*.

Система дифференциальных уравнений, описывающая процессы в трансформаторе, имеет вид

$$u_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt} + L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 r_1;$$
$$u_1 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - i_2 r_2;$$
$$i_1 w_1 = i_0 w_1 - i_2 w_2,$$

или, учитывая (3.1) и (3.2),

$$u_1 = -e_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 r_1;$$

$$u_2 = e_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} - i_2 r_2;$$

$$i_1 w_1 = i_0 w_1 - i_2 w_2.$$

При синусоидальном напряжении u_1 поток Φ, ЭДС e_1 и e_2, токи i_1 и i_2 являются синусоидальными функциями времени. Тогда система уравнений трансформатора в комплексной форме примет вид

$$\begin{gathered} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + \dot{I}_1 r_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 x_{S1} + \dot{I}_1 r_1; \\ \dot{U}_2 = -\dot{E}_2 - j\omega L_2 \dot{I}_2 - \dot{I}_2 r_2 = \dot{E}_2 - j\dot{I}_2 x_{S2} - \dot{I}_2 r_2; \\ \dot{I}_1 w_1 = \dot{I}_0 w_1 - \dot{I}_2 w_2, \end{gathered} \qquad (3.7)$$

где $x_{s1} = \omega L_1$ – индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки; $x_{s2} = \omega L_2$ – индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки.

Можно пренебречь потоками рассеяния, а активные сопротивления обмоток трансформатора малы, тогда действующие значения напряжения U_1 и ЭДС E_1 приближенно равны: $U_1 \approx E_1 = 4{,}44 \cdot f \cdot w_1 \cdot \Phi_m$. При неизменных напряжении и частоте основной магнитный поток $\Phi_m = U_1/(4{,}44 \cdot w_1 \cdot f)$, а следовательно, и создающий его ток i_0 при изменении нагрузки, т. е. тока i_2 (от холостого хода до номинальной), остается почти постоянным.

3.3. Приведенные параметры трансформатора

Трансформаторы в общем случае имеют различные значения первичных и вторичных обмоток, т. е. $w_1 \neq w_2$, соответственно, первичные и вторичные напряжения, ЭДС и токи ($E_1 \neq E_2, I_1 \neq I_2$), а также другие параметры (ак-

тивные и индуктивные сопротивления обмоток) не равны друг другу. Причем значения этих параметров сильно отличаются друг от друга. Это затрудняет количественный учет процессов, происходящих в трансформаторе, особенно при больших коэффициентах трансформации **к**. Поэтому обе обмотки трансформатора приводят к одному числу витков, обычно к числу витков первичной обмотки. Для этого реальную вторичную обмотку трансформатора с числом витков $\mathbf{w_2}$ заменяют эквивалентной обмоткой числом витков $\mathbf{w'_2}$, которая равна первичной обмотке $\mathbf{w'_2 = w_1}$. При этом должен быть соблюден закон сохранения энергии, и эта операция не должна отразиться на режиме работы первичной цепи.

Все параметры, относящиеся к приведенной вторичной обмотке, называют приведенными.

Приведенная вторичная ЭДС

$$\mathbf{E'_2 = K \cdot E_2 = (w_1 / w_2) \cdot E_2 = E_1},$$

где **K** – коэффициент приведения, который равен коэффициенту трансформации.

При приведении вторичной обмотки к первичной должно соблюдаться равенство полной мощности, т. е. $\mathbf{S'_2 = S_2}$ или $\mathbf{E'_2 \cdot I'_2 = E_2 \cdot I_2}$, следовательно, приведенный вторичный ток

$$\mathbf{I'_2 = (E_2 / E'_2) \cdot I_2 = (1/K) \cdot I_2}.$$

Потери мощности в действительной и приведенной обмоток должны быть равны при приведении вторичной обмотки к первичной, поэтому $\mathbf{I_2^2 r'_2 = I_2 r_2}$, откуда приведенное активное сопротивление

$$\mathbf{r'_2 = (I_2 / I'_2)^2 r_2 = K^2 r_2}.$$

При приведении индуктивность $\mathbf{L_2}$ вторичной обмотки к первичной реактивная мощность должна быть равна

друг к другу, т. е. $Q'_2 = Q_2$ или $I_2^2 x'_{S2} = I_2 x_{S2}$, откуда приведенное индуктивное сопротивление:

$$x'_{S2} = (w_1/w_2)^2 x_{S2} = K^2 x_{S2}.$$

Система уравнений (3.7) для приведенного трансформатора имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 x_{S1} + \dot{I}_1 r_1; \\ \dot{U}'_2 &= \dot{E}'_2 - j\dot{I}'_2 x'_{S2} - \dot{I}'_2 r'_2; \\ \dot{I}_1 w_1 &= \dot{I}_0 w_1 - \dot{I}'_2 w_1. \end{aligned} \qquad (3.8)$$

Последнее уравнение в системе (3.8) разделим на w_1, тогда уравнение для токов можно представить в виде

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2. \qquad (3.9)$$

3.4. Схемы замещения трансформатора

Комплексные уравнения (3.8) и (3.9) можно представить в более удобной форме с целью составления схемы замещения

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_0 \cdot Z_m + j\dot{I}_1 x_{S1} + \dot{I}_1 r_1; \\ \dot{U}'_2 &= -\dot{I}_0 \cdot Z_m - j\dot{I}'_2 x'_{S2} - \dot{I}'_2 r'_2; \\ \dot{I}_0 &= \dot{I}_1 + \dot{I}'_2, \end{aligned} \qquad (3.10)$$

где $E_1 = E'_2 = -I_0 \cdot Z_m$, Z_m – эквивалентное сопротивление.

Сопротивление Z_m, называемое сопротивлением ветви намагничивания, имеет активную составляющую r_m, учитывающую потери в стали трансформатора, и индуктивную x_m, являющуюся индуктивным сопротивлением взаимоиндукции обмоток, т. е. $Z_m = r_m + jx_m$.

Схема замещения трансформатора представлена на рис. 3.2, где магнитные связи между цепями заменяются электрическими.

Уравнения, составленные согласно законам Кирхгофа для этой схемы, аналогичны уравнениям (3.8). Следовательно, все связи между токами и напряжениями трансформатора можно рассчитать с помощью схемы замещения. Так как работа трансформатора исследуется при $\mathbf{U_1 = const}$, все параметры схемы замещения трансформатора можно считать постоянными.

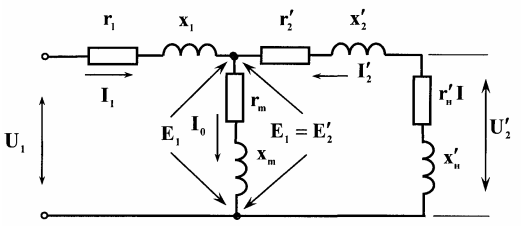


Рис. 3.2. Схема замещения трансформатора

3.5. Изменение вторичного напряжения и внешняя характеристика трансформатора

При работе трансформатора под нагрузкой происходит изменение (в большинстве случаев уменьшение) вторичного напряжения, которое представляет собой важную эксплуатационную характеристику. Характер изменения вторичного напряжения зависит от нагрузки.

Изменением вторичного напряжения трансформатора называется разность между номинальным и вторичным напряжением трансформатора при номинальной нагрузке (номинальном токе).

Согласно определению, изменение вторичного напряжения трансформатора ΔU_2 в относительных величинах:

$$\Delta U_2 = \frac{U_{2ном} - U_2}{U_{2ном}} = \frac{U'_{2ном} - U'_2}{U'_{2ном}} = \frac{U_1 - U'_2}{U_1}.$$

Для определения изменения вторичного напряжения сделаем дополнительное построение на векторной диаграмме (рис. 3.3). Из точки **A** проведем прямую **AD**, перпендикулярную продолжению вектора $-\mathbf{U}_2'$. С достаточной точностью можно считать, что отрезок **CD** является арифметической разностью напряжений $\mathbf{U}_{1\text{ном}}$ и $-\mathbf{U}_2'$ т. е.

$$\mathbf{U}_{1\text{нно}} - \mathbf{U}_2' = \mathbf{CD} = \mathbf{CE} + \mathbf{DE} = \mathbf{CE} + \mathbf{BF},$$

где $\mathbf{CE} = \mathbf{I}_1 \mathbf{r}_{k75^0} = \cos\varphi_2; \mathbf{BF} = \mathbf{I}_1 \mathbf{x}_{sk} \sin\varphi_2$.

Тогда

$$\mathbf{U}_{1\text{нно}} - \mathbf{U}_2' = \mathbf{I}_1 \mathbf{r}_{k75^0} = \cos\varphi_2 + \mathbf{I}_1 \mathbf{x}_{sk} \sin\varphi_2 .$$

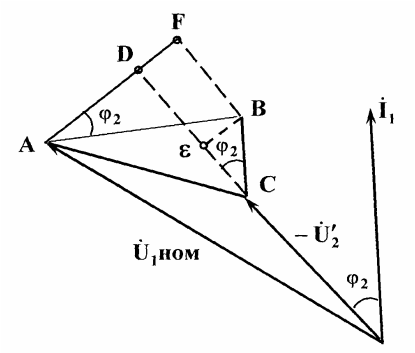


Рис. 3.3. К определению изменения вторичного напряжения

Изменение вторичного напряжения, %:

$$\Delta\mathbf{U}_2 = \frac{\mathbf{U}_{1\text{ном}} - \mathbf{U}_2}{\mathbf{U}_{1\text{ном}}} = \left(\frac{\mathbf{I}_1 \mathbf{r}_{k75}}{\mathbf{U}_{1\text{ном}}} \cos\varphi_2 + \frac{\mathbf{I}_1 \mathbf{x}_{sk}}{\mathbf{U}_{1\text{ном}}} \sin\varphi_2 \right) \quad (3.11)$$

или

$$\Delta\mathbf{U}_2 = \mathbf{k}_\text{н} \left(\mathbf{u}_{ka} \cos\varphi_2 + \mathbf{u}_{kx} \sin\varphi_2 \right),$$

где $\mathbf{I}_1/\mathbf{I}_{1\text{ном}} = \mathbf{I}_2'/\mathbf{I}_{2\text{ном}}' = \mathbf{I}_2/\mathbf{I}_{2\text{ном}} = \mathbf{k}_\text{н}$ называют коэффициентом нагрузки. Из выражения (3.11) следует, что $\Delta\mathbf{U}_2$ за-

висит не только от значения, но и характера (от угла φ_2) нагрузки.

Зависимость вторичного напряжения $\mathbf{U_2}$ от вторичного тока $\mathbf{I_2}$ при $\mathbf{\cos\varphi_2 = const}$ называется внешней характеристикой трансформатора. Характер изменения вторичного напряжения зависит от вида нагрузки. При активно-индуктивной нагрузке вторичное напряжение уменьшается, а при чисто емкостной нагрузке вторичное напряжение может быть больше номинального.

На рис. 3.4 приведены внешние характеристики трансформатора при различном характере нагрузки. Зависимость $\mathbf{U_2 = f(I_2)}$ при $\mathbf{\cos\varphi = const}$ носит линейный характер. Они показывают, что при активной (прямая **2**) и активно-индуктивной (прямая **3**) нагрузках с увеличением тока $\mathbf{I_2}$ вторичное напряжение уменьшается, а при активно-емкостной (прямая **1**) возрастает.

Параметры схемы замещения трансформатора могут быть определены расчетным или опытным путем. В последнем случае проводят опыты холостого хода и короткого замыкания.

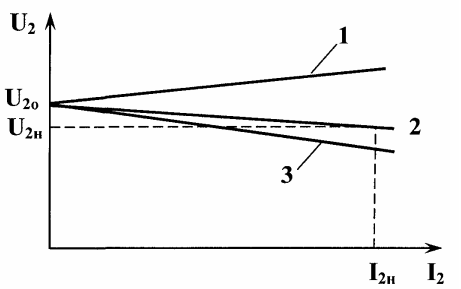


Рис. 3.4. Внешние характеристики трансформатора при различном характере нагрузки

3.6. Опыты холостого хода и короткого замыкания трансформатора

Режим холостого хода. Под холостым ходом трансформатора понимают такой режим его работы, при котором к первичной обмотке подводится напряжение, а вторичная обмотка разомкнута ($\mathbf{I_2 = 0}$). В этом случае система уравнений (3.8) примет такой вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{I}_0 \cdot Z_m + j\dot{I}_1 x_{S1} + \dot{I}_1 r_1; \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2; \dot{I}_0 = \dot{I}_1. \end{aligned} \qquad (3.12)$$

Опыт холостого хода трансформатора проводят согласно схеме рис. 3.5. К первичной обмотке подводят номинальное напряжение $\mathbf{U_{1ном}}$ и замеряют ток $\mathbf{I_0}$, мощность $\mathbf{P_0}$ и напряжение $\mathbf{U_{20}}$.

Опыт холостого хода позволяет определить следующие параметры трансформатора:

1) *коэффициент трансформации*, равный отношению первичного и вторичного напряжений при холостом ходе $\mathbf{K = E_1/E_2 = w_1/w_2 \approx U_{1ном}/U_{20}}$;

2) *ток холостого хода,* выраженный в процентах, $\mathbf{i_0 = (I_0/I_{1ном})}$;

3) *мощность холостого хода* $\mathbf{P_0 = U_{1ном} I_0 \cos\varphi_0}$ или, исходя из схемы замещения, $\mathbf{P_0 = I_0^2 (r_1 + r_M)}$. Обычно $\mathbf{r_M >> r_1}$, поэтому мощность $\mathbf{P_0}$ идет в основном на покрытие потерь в стали трансформатора, т. е. $\mathbf{P_0 \approx P_{CT} = I_0^2 r_M}$. В маломощных трансформаторах потери в стали рассчитывают с учетом электрических потерь в первичной обмотке:

$$\mathbf{P_{CT} = P_0 - I_0^2 r_M}; \qquad (3.13)$$

4) *параметры ветви намагничивания* $\mathbf{Z_m, r_m, x_m}$, которые для трансформаторов определяют по формулам:

$$\mathbf{r_m = P_{CT} / I_0^2 = (P_0 - I_0^2 r_1) / I_0^2};$$

$$\mathbf{Z_0 = (r_1 + jx_{s1}) + (r_m + jx_m) = (r_1 + r_m) + j(x_{s1} + x_m).}$$

При этом для маломощных трансформаторов потоками рассеяния пренебрегают, т. е. считают $\mathbf{x_{S1} \approx 0.}$

Тогда $$Z_0 = U_{1ном} / I_0 = \sqrt{(r_1 + r_m)^2 + x_m^2},$$

откуда

$$x_m = \sqrt{(U_{1ном} / I_0)^2 - (r_1 + r_m)}, \qquad Z_m = \sqrt{r_m^2 + x_m^2}.$$

Сопротивления r, и x_{s1} при холостом ходе не учитывают, поэтому

$$Z_m = U_{1ном} / I_0 = \sqrt{r_m^2 + x_m^2}$$

$$r_m = P_{CT} / I_0^2, \quad x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2}.$$

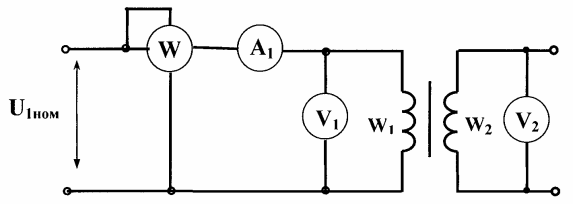


Рис. 3.5. Схема трансформатора при опыте холостого хода

Режим короткого замыкания. Под коротким замыканием трансформатора понимают такой режим работы, при котором его вторичная обмотка замкнута накоротко ($U_2 = 0$). В этом случае система уравнений (3.8) примет вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 x_{S1} + \dot{I}_1 r_1;$$

$$0 = \dot{E}_2' - j\dot{I}_2' x_{S2}' - \dot{I}_2' r_2';$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2'.$$

Короткое замыкание при номинальном первичном напряжении опасно для трансформатора, т. к. токи в его обмотках во много раз превысят номинальные значения. Поэтому опыт короткого замыкания проводят при пониженном напряжении согласно рис. 3.6, только зажимы вторичной обмотки замыкают накоротко, т. е. вместо вольтметра V_2 включают амперметр A_2.

При проведении этого опыта ЭДС E_1, следовательно, и магнитный поток в сердечнике Φ малы, т. к. мало на-

пряжение U_1. Для создания такого потока требуется очень малый ток I_0, и его значением обычно пренебрегают. Тогда ток в первичной и вторичной обмотках равен по значению $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2$.

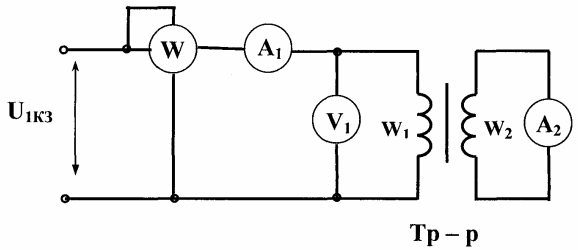


Рис. 3.6. Схема трансформатора при опыте короткого замыкания

Опыт короткого замыкания позволяет рассчитать следующие параметры:

1) *параметры схемы замещения:*; $r_k = P_{кно} / I^2_1$;

$z_k = U_{кно} / I_{1но}$; $x_{sk} = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}$. Сопротивления r_k и z_k приводят к рабочей температуре 75 °С, пользуясь формулами $r_{k75^0} = r_{k\theta^0}[1 + \alpha(75^o - \theta^o)]$, $z_{k75^0} = \sqrt{(r_{k75^0}{}^2 + x_{Sk}{}^2)}$;

2) *коэффициент мощности* $\cos\varphi_k = r_{k75^0} / z_{k75^0}$;

3) *мощность потерь* $P_{кно} = I_1^2 r_1 + I'^2_{2ном} r'_2 = I^2_{ном} r_k$.

Так как при коротком замыкании основной магнитный поток очень мал, то потерями в стали, вызванными им, практически пренебрегают. Следовательно, номинальная мощность $P_{кно}$ идет почти полностью на покрытие электрических потерь в обмотках трансформатора.

Мощность потерь $P_{кно}$ приводят к температуре 75^0С:

$$P_{кно} = I^2_{2ном} r_{k75^0};$$

4) *напряжение* $u_{кно}$ и его составляющие u_{ka}, u_{kx}.

3.7. Коэффициент полезного действия трансформатора

Потери активной мощности трансформатора подразделяется на электрические в обмотках и магнитные потери в магнитопроводе. Значение потерь определяется расчетным путем при проектировании трансформатора или опытным путем в готовом трансформаторе.

Коэффициент полезного действия (КПД) трансформатора определяют как отношение активной мощности на нагрузке к активной мощности, потребляемой из сети:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{m_1 U_2 I_2 \cos\varphi_2}{m_2 U_1 I_1 \cos\varphi_1},$$

где m_1 и m_2 – число фаз первичной и вторичной обмоток.

Обычно число фаз первичной и вторичной обмоток трансформатора равно $m_1 = m_2$, поэтому КПД находят по формуле

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} = \frac{U_2 I_2 \cos\varphi_2}{U_2 I_2 \cos\varphi_2 + P_{CT} + P_M},$$

где $\Delta P = P_{CT} + P_M$ – суммарная мощность потерь в трансформаторе. Мощность потерь в стали P_{CT} в зависимости от мощности трансформатора принимают равной мощности потерь при холостом ходе P_0. Мощность потерь в стали $P_{ст}$ не зависит от нагрузки и ее считают постоянной.

Мощность электрических потерь P_M в обмотках трансформатора пропорциональна квадрату тока: $P_M = P_k = I_1^2 r_{k75^0}$. В обычных условиях $\cos\varphi_2 = const; U_2 = U_{2НОМ} = const$.

Тогда

$$\eta = \frac{U_{2ном} I_2 \left(I_{2ном} / I_{2ном}\right)\cos\varphi_2}{U_{2ном} I_2 \left(I_{2ном} / I_{2ном}\right)\cos\varphi_2 + P_{ст} + I_1^2 r_{k75^0} \left(I_{1ном} / I_{1ном}\right)^2},$$

или

$$\eta = \frac{k_н P_{ном} \cos\varphi_2}{k_н P_{ном} \cos\varphi_2 + P_{ст} + k_н^2 P_{кнно}},$$

где $P_{ном} = U_{2ном} \cdot I_{2ном}$.

Максимальное значение КПД получают при оптимальном коэффициенте $k_н$, для которого мощность потерь в стали равна электрической мощности:

$$k_{нopt}^2 P_{кнно} = P_{ст},$$

откуда $$k_{нopt} = \sqrt{P_{ст} / P_{кнно}}.$$

КПД мощных трансформаторов η = 0,96 – 0,99; маломощных η = 0,6 – 0,92. Максимальное значение КПД получают при нагрузках, соответствующих $k_{Нopt}$ = 0,5–0,8.

3.8. Трехфазные трансформаторы

В промышленных установках средней и большой мощности используют выпрямительные схемы, питающиеся от сети трехфазного переменного тока. Для питания этих схем применяют трехфазные трансформаторы. Трехфазные трансформаторы бывают *групповые* (рис. 3.7), в которых трансформатор выполнен из трех однофазных и каждый из трансформаторов группы работает как обычный однофазный, и *трехстержневые* (рис. 7.8).

Первичные и вторичные обмотки соединяют звездой (Y) или треугольником (Δ). При этом схемы соединения обозначают дробью, указывая в числителе схему соединения обмоток высшего, а в знаменателе – обмоток низшего напряжения, например Y/Y (рис. 7.8). В групповом трехфазном трансформаторе магнитная система симметричная, что дает возможность получить симметричное трехфазное напряжение с вторичных обмоток при питании первичных об-

моток от трехфазной сети, фазовые напряжения которой относительно друг друга сдвинуты на 120 °.

При исследовании работы группового трехфазного трансформатора можно каждый из трех трансформаторов рассматривать отдельно. Поэтому полученные ранее уравнения для однофазного трансформатора, его векторные диаграммы и схемы замещения можно полностью использовать при рассмотрении процессов в каждой фазе группового трехфазного трансформатора.

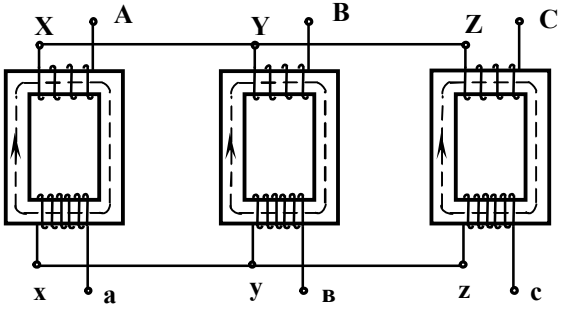


Рис. 3.7. Схема трехфазного трансформатора

В трехстержневом трансформаторе геометрическая сумма магнитных потоков в отдельных стержнях в любой момент времени равна нулю. В связи с этим отпадает надобность в специальных участках магнитопровода, необходимых лишь для создания замкнутой магнитной цепи каждой фазы. Магнитный поток любой из фаз может замыкаться через стержни, на которых расположены обмотки двух остальных фаз. В этом преимущество такого трансформатора, т. к. масса магнитопровода уменьшается. Однако в этом заключается и его недостаток, состоящий в том, что магнитные сопротивления средней и крайних фаз отличаются из-за различного пути для магнитного потока в этих фазах.

Неравенство магнитных сопротивлений приводит к неравенству намагничивающих токов в трансформаторе. Поэтому в схемах питания выпрямителей создается дополнительная переменная составляющая выпрямленного напряжения.

В трехстержневом трехфазном трансформаторе все шесть обмоток размещены на общем сердечнике, поэтому при составлении уравнений следует учитывать взаимное влияние обмоток. При определенных условиях уравнения для каждой фазы данного трансформатора сводят к уравнениям однофазного трансформатора. Поэтому все зависимости, полученные ранее, могут быть применимы при расчете каждой фазы трехфазного трансформатора.

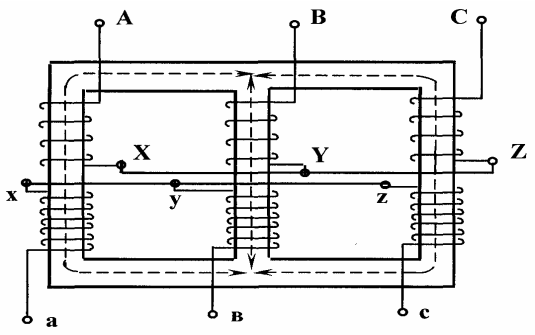


Рис. 3.8. Схема трехстержневого трехфазного трансформатора

Коэффициент трансформации в таком трансформаторе определяют как отношение линейных напряжений, поэтому он зависит не только от числа витков фазных обмоток, но и от схемы их соединения.

3.9 Автотрансформаторы

Автотрансформатором называют такой трансформатор, у которого имеется электрическая и магнитная связь между первичной и вторичной обмотками. Как и обычные трансформаторы, они могут быть понижающими и повышающими, одно- и трехфазными. Схема автотрансформатора приведена на рис. 7.9. Режим холостого хода автотрансформатора ($\mathbf{I_2 = 0}$) ничем не отличается от соответствующего режима обычного трансформатора. Так как первичное напряжение $\mathbf{U_1(U_{AX})}$ равномерно распределяется между витками первичной обмотки, то вторичное напряжение

$$\mathbf{U_2 = U_{aX} = \frac{U_{AX}}{w_{AX}} w_{aX} = \frac{U_{AX}}{w_{AX}/w_{aX}} = \frac{U_{AX}}{K_{ат}} = \frac{U_1}{K_{ат}}},$$

где $\mathbf{K_{ат}}$ — коэффициент трансформации автотрансформатора.

При коротком замыкании автотрансформатора из первичной сети течет ток $\mathbf{I_1}$, а во вторичной цепи $\mathbf{a-X}$ — ток $\mathbf{I_2}$.

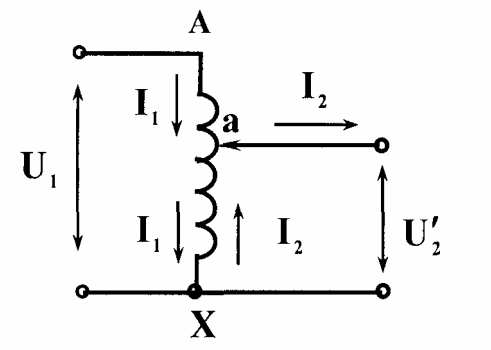


Рис. 3.9. Схема автотрансформатора

Если бы обмотки $A-X$ и $a-X$ были электрически разобщены, то пренебрегая намагничивающим током, можно записать

$$I_1 w_{AX} + I_2 w_{aX} = 0,$$
$$I_1 + (1/K_{ат}) I_2 = 0,$$
$$I_1 = -I_2 / K_{ат}.$$

В автотрансформаторе ток I_1 течет только по части обмотки $A-a$. По общей обмотке $a-X$ течет ток $I_{aX} = I_1 + I_2 = I_2(1 - 1/K_{ат})$. Таким образом, в понижающем автотрансформаторе ток I_{aX} течет по общей части обмотки $a-X$ в направлении, обратном току I_1, и согласно с током I_2.

Если сравнить параметры автотрансформатора при коротком замыкании с параметрами обычного трансформатора, то получим следующее: мощность потерь в меди трансформатора $P_M = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2$. В автотрансформаторе ток I, течет по участку $A-a$, активное сопротивление которого

$$R_{Aa} = r_1(w_{Aa}/w_{AX}) = r_1(w_{AX} - w_{aX})/w_{AX} = r_1(1 - 1/K_{ат}).$$

Следовательно, $P_M[Aa] = I_1^2 r_{Aa} = I_1^2 r_1(1 - 1/K_{ат})$.

Обмотка $a-X$ выполняет функцию вторичной обмотки с током I_2 как в обычном трансформаторе.

Таким образом, автотрансформатор можно рассматривать как обычный трансформатор с активными сопротивлениями первичной и вторичной обмоток. При этом мощность потерь

$$P_{kaa} = P_k(1 - 1/K_{ат}).$$

В том же отношении изменяется и масса меди обмоток автотрансформатора. Индуктивное сопротивление автотрансформатора

$$x_{ska} = x_{sk}\left(1 - 1/K_{ат}\right).$$

Следовательно, напряжение автотрансформатора при коротком замыкании

$$U_{ka} = U_k\left(1 - 1/K_{ат}\right). \qquad (3.4)$$

Подводимая к автотрансформатору мощность $P_1 = U_1 I_1$ передается во вторичную обмотку частично в форме электромагнитной мощности P_{12} через обмотку $A - a$, частично в форме электрической мощности $P_{эл}$ через обмотку $a - X$. Следовательно,

$$P_{12} = U_{Aa} I_1 = (U_1 - U_2) I_1 = P_1(1 - 1/K_{ат}),$$
$$P_{эл} = P_1 - P_{12} = P_1/K_{ат}.$$

Векторные диаграммы и схемы замещения автотрансформаторов не отличаются от векторных диаграмм и схем замещения обычных трансформаторов. Однако меньшим U_{ka} и P_{kaa} соответствуют меньшее изменение напряжения автотрансформатора и больший КПД, чем у обычного трансформатора. Наиболее высок КПД автотрансформатора при $K_{ат}$ = 1,25–2.

Недостатками автотрансформаторов является большой ток короткого замыкания по сравнению с обычными трансформаторами при небольшом напряжении короткого замыкания U_{kaa} и опасность попадания высокого напряжения в вторичную обмотку.

Маломощные автотрансформаторы применяют в схемах автоматики и связи, напряжение в которых изменяется в пределах ±10–50 %. Автотрансформаторы со скользящим контактом типа ЛАТР (лабораторный автотрансформатор) используют в лабораторной практике, т. к. можно плавно регулировать вторичное напряжение U_2 от 0 до $1{,}21U_1$.

3.10. Пример расчета трансформатора

Дан однофазный трансформатор мощностью P_2 на выходе с номинальными напряжениями первичной обмотки $U_{1н}$ и вторичной обмотки $U_{2н}$, с η КПД и коэффициентом мощности $\cos\varphi_2$.

По заданным данным определить коэффициент трансформации и мощность на входе, а также токи первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Пример. Задан однофазный трансформатор мощностью $P_2 = 2$ кВт с номинальными напряжениями на входе первичной обмотки $U_{1н} = 380$В и на выходе вторичной обмотки $U_{2н} = 220$ В, с КПД $\eta = 0{,}95$ и с коэффициентом мощности, равным $\cos\varphi_2 = 0{,}8$.

Коэффициент трансформации по напряжению будет равен

$$K = \frac{U_{1H}}{U_{2H}} = \frac{380}{220} = 1{,}73 .$$

Полная мощность на выходе трансформатора

$$S_2 = \frac{P_2}{\cos\varphi_2} = \frac{2000}{0{,}8} = 2500\ \text{ВА}.$$

Активная мощность на входе трансформатора равняется

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{2000}{0{,}95} = 2105\text{Вт}$$

Ток вторичной обмотки трансформатора равен

$$I_2 = \frac{S_2}{U_{2н}} = \frac{2500}{220} = 11{,}36\text{А}.$$

и ток в первичной обмотке равен

$$I_1 = \frac{I_2}{K} = \frac{11{,}36}{1{,}73} = 6{,}57\text{А}.$$

Полная мощность на входе трансформатора равняется

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 = 380 \cdot 6{,}57 = 2500\text{ВА}$$

Коэффициент мощности на входе трансформатора равен

$$\cos\varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{2105}{2500} = 0{,}842 .$$

3.11. Контрольные вопросы

1. Может ли трансформатор преобразовывать электроэнергию постоянного тока в переменный ток?
2. Какую энергию преобразует трансформатор?
3. Какую функцию выполняют обмотки трансформатора?
4. Нарисуйте схему замещения трансформатора.
5. Чему равняется коэффициент трансформатора по напряжению?
6. Чему равен коэффициент трансформатора по току?
7. При холостом ходе трансформатора вторичные обмотки должны быть?
8. При режиме короткого замыкания трансформатора вторичные обмотки должны быть?
9. Напишите уравнение трансформатора в дифференциальной форме.
10. Напишите уравнение трансформатора в комплексной форме.

4. ТЕОРИЯ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

4.1. Основные виды машин переменного тока

Электрические машины переменного тока являются многофазными. На практике применяются преимущественно трехфазные машины (**m** = 3). Машины с другим числом фаз (**m** = 6 и **m** = 2) используются для специальных целей. Работа всех многофазных машин переменного тока основана на принципе вращающегося магнитного поля, и поэтому их теория является общей. В данном случае рассматриваются трехфазные машины переменного тока, которые подразделяются на три основных вида: *асинхронные и синхронные*. Все виды электрических машин переменного тока рассчитываются на работу при синусоидальном напряжении переменного тока.

Электрические машины переменного тока состоят из двух основных частей: неподвижной и подвижной. Неподвижная часть электрической машины называется *статором*, а подвижная (вращающаяся) часть – *ротором*. Статор от ротора разделяется маленьким воздушным зазором, величина которой зависит от мощности машины.

Синхронные машины переменного тока используются, прежде всего, в качестве генераторов. Однако в некоторых случаях синхронные машины используются в качестве двигателей.

Асинхронные машины переменного тока на практике используются в основном в качестве двигателей, и подавляющее число применяемых в промышленности электрических двигателей являются асинхронными.

Теория и принцип работы машин переменного тока основаны на принципе вращающегося магнитного поля, которое возникает на статоре при питании трехфазным напряжением.

В синхронных машинах частота вращения ротора совпадает с частотой вращения магнитного поля статора, т. е. ротор вращается синхронно с магнитным полем, откуда и происходит название этого типа машин.

В асинхронных машинах частота вращения ротора неравна частоте вращения магнитного поля статора, т. е. ротор вращается несинхронно, или асинхронно с магнитным полем, поэтому эти машины называют асинхронными.

Ротор коллекторных машин переменного тока также вращается несинхронно с магнитным полем статора. Однако ввиду наличия у них коллектора и связанных с этим особенностей они выделяются в отдельный вид машин переменного тока. Наибольшее применение коллекторных машин переменного тока находят в качестве двигателей.

Общие вопросы теории многофазных машин переменного тока целесообразно рассматривать с принципом получения вращающегося магнитного поля статора, а также с принципом действия и устройства основных видов машин переменного тока.

4.2. Принцип возникновения вращающегося магнитного поля

Трехфазную обмотку статора можно представить в виде простейшей обмотки, когда каждая фаза состоит из одного витка или двух проводников (рис. 4.1, фаза 1 **– обмотка (-проводники)** A **и** x**, фаза** 2 **– обмотка (проводники)** B **и** y**, фаза** 3 **– обмотка (проводники)** C **и** z**).**

Каждая фазная статорная обмотка расположена друг от друга на расстоянии полюсного деления

$$\tau_1 = \frac{\pi \cdot D_a}{2 \cdot p}, \qquad (4.1)$$

где D_a – внутренний диаметр статора, а p – число пар полюсов машины.

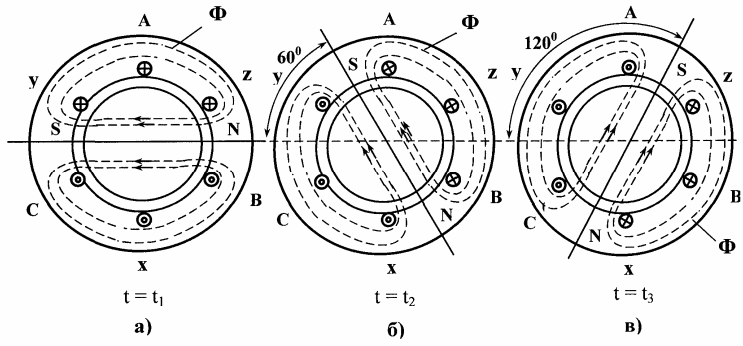


Рис. 4.1. Картина магнитного поля двухполюсной машины переменного тока

Начало фаз обмоток обозначены через A, B, C, и они сдвинуты относительно друг друга на 120 электрических градусов. Концы фаз обмоток обозначены через x, y и z и также сдвинуты относительно друг друга на 120^0.

На рис. 4.1 представлены поперечные разрезы двухполюсного (2p = 2) асинхронного двигателя и показана картина магнитного поля статора для трех выбранных моментов времени.

На рис. 4.2 показаны направления токов в обмотках фаз для трех выбранных моментов времени t_1, t_2, t_3**. Токи считаются положительными, когда они в началах фаз** A, B, C **направлены перпендикулярно к плоскости чертежа, на рис. 4.1 обозначены через крестик(+) , и токи считаются отрицательными, когда они в концах фаз** x, y **и** z **направлены перпендикулярно от плоскости чертежа, на рис. 4.1 обозначены через – точку( ).**

Для выбранного момента времени $t = t_1$ **(рис. 4.2) соответствует направление токов в обмотках на рис. 4.1 а), т. е. в фазе** A **– положительное, фазах** B, C **– отрицательное. Для момента времени** $t = t_2$ **(рис. 4.2) соответствует направление токов в обмотках на рис. 4.1 б), т. е. в фазе** A **и** B **– положительное, а фазе** C **– отрицательное. Для выбранного момента времени** $t = t_3$ **(рис. 4.2) соответствует направление токов в обмотках на рис. 4.1 в), т. е. в фазе** B **– положительное, фазах** A, C **– отрицательное.**

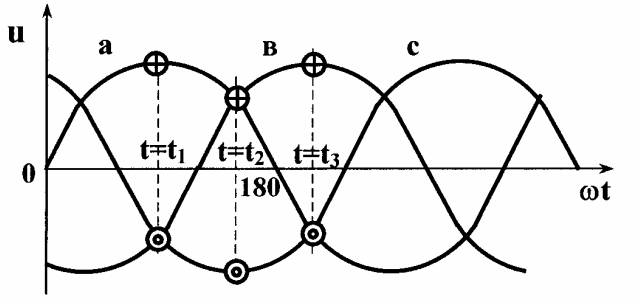


Рис. 4.2. Направление токов в обмотках машины переменного тока

Как видно из рис. 4.1, трехфазный ток, протекающий по обмоткам статора двухполюсной машины образует двухполюсной магнитный поток **Ф**, проходящий через статор, воздушный зазор и ротор между ними. Кроме того, при изменении фазы токов на 60^0 электрических градусов (расстояние между двумя моментом времени $\mathbf{t_1}$ и $\mathbf{t_2}$) ось **N** – **S** магнитного потока **Ф** поворачивается в направлении следования фаз также на 60^0 геометрических градусов (рис. 4.1, б). Из сравнения картин магнитного поля машины при различном времени $\mathbf{t_2}$

и $\mathbf{t_3}$, которые соответствуют рис. 4.1, а) и 4.1, б), видно, что магнитный поток **Ф** поворачивается на 60^0 в направлении следования фаз.

Таким образом, при питании трехфазной обмотки статора трехфазным током в двухполюсной машине образуется вращающийся двухполюсный магнитный поток (поле), причем за один период изменения тока в обмотке магнитный поток поворачивается на 360^0. Соответственно при питании трехфазной обмотки статора трехфазным током в многополюсной машине образуется вращающийся многополюсный магнитный поток.

Следовательно, частота вращения магнитного потока статора будет равна

$$\mathbf{n_1 = \frac{f_1}{p}} \qquad (4.2)$$

или в оборотах в минуту

$$\mathbf{n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}} \ , \qquad (4.3)$$

где $\mathbf{f_1}$ – частота сети.

Для промышленной частоты $\mathbf{f_1}$ = 50 Гц в табл. 4.1 указаны частоты вращения магнитного потока статора при различных значениях чисел пар полюсов.

Таблица 4.1

p	1	2	3	4	5	6	8	10	30	50
n_1, об/мин	3000	1500	1000	750	600	500	375	300	100	60

4.3. Устройство и принцип работы асинхронной машины

На практике наибольшее распространение получили асинхронные машины с трехфазной обмоткой на статоре, питаемой от сети переменного тока и трехфазной обмоткой на роторе. Асинхронные машины используются в основном в качестве двигателей, в качестве генераторов они применяются крайне редко. Трехфазные асинхронные машины применяют в качестве двигателей в двух исполнениях: с короткозамкнутой обмоткой на роторе и фазной обмоткой на роторе. Наиболее распространение имеют дешевые в производстве и надежные в эксплуатации двигатели с короткозамкнутой обмоткой на роторе, или короткозамкнутые двигатели.

Конструкция трехфазного асинхронного двигателя приведена на рис. 4.3. Простота, высокая надежность, низкая стоимость, высокий

КПД таких двигателей способствовали широкому внедрению в разных отраслях промышленности.

Недостатками асинхронных двигателей являются: потребление намагничивающего индуктивного тока, ухудшающего коэффициент мощности сети **cosφ**; неудовлетворительные регулировочные характеристики; плохие пусковые характеристики (особенно, у двигателя с короткозамкнутым ротором).

Двигатель с короткозамкнутым ротором по сравнению с двигателем, имеющим фазный ротор, конструктивно проще, надежнее в работе, дешевле, имеет лучшие значения **cosφ** и КПД, но худшие пусковые характеристики.

Двигатель с фазной обмоткой на роторе или двигатели с контактными кольцами имеет усложненную конструкцию ротора и соответственно дороже по сравнению с двигателем с короткозамкнутым ротором. Они находят применение при тяжелых условиях пуска и при необходимости плавного регулирования частотой вращения.

Асинхронная машина состоит из неподвижной части – статора и подвижной части – ротора. Сердечники статора и ротора асинхронных машин собираются из листов электротехнической стали, которые до сборки обычно покрываются с обеих сторон изоляционным лаком. Сердечники машин малой мощности иногда собираются из листов без лакового покрытия, т. к. в этом случае достаточной изоляцией является естественный или искусственно созданный слой окислов на поверхности листов стали.

На рис. 4.3 представлен чертеж поперечного разреза асинхронного двигателя, который состоит из статора, ротора и обмоток. Сердечник статора **1** закрепляется в корпусе, а сердечник ротора **3** – на валу двигателя **5**. Вал ротора вращается в подшипниках, которые помещаются в подшипниковых щитах, прикрепляемых к корпусу статора.

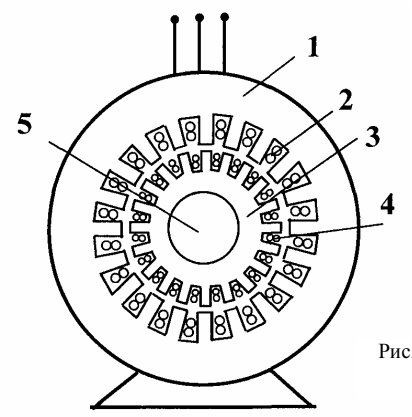


Рис. 4.3. Конструкция трехфазного асинхронного двигателя

На внутренней цилиндрической поверхности статора и внешней цилиндрической поверхности ротора имеются пазы, в которых размещаются проводники обмоток статора **3** и ротора **4**. Обмотка статора выполняется обычно трехфазным, присоединяется к сети трехфазного тока и называется поэтому также первичной обмоткой. Обмотка ротора тоже может быть выполнена трехфазной аналогично обмотке статора. Концы фаз такой обмотки ротора соединяются обычно в звезду, а начала с помощью контактных колец и металлографитных щеток выводятся наружу. Такая асинхронная машина называется *машиной с фазным ротором*. К контактным кольцам обычно присоединяется трехфазный пусковой или регулировочный реостат. Фазная обмотка ротора выполняется с тем же числом полюсов, как и статор.

Другая разновидность обмотки ротора – обмотка в виде беличьей клетки. При этом в каждом пазу находится медный или алюминиевый стержень и концы всех стержней с обоих торцов ротора соединены с медными или алюминиевыми же кольцами, которые замыкают стержни накоротко. Стержни от сердечника обычно не изолируются. В машинах мощностью до 100 кВт стержни и кольца вместе с крылышками для вентиляции обычно изготавливаются путем заливки пазы ротора алюминием. Такая асинхронная машина называется *машиной с короткозамкнутым ротором*. Большинство асинхронных машин, в особенности машины малой и средней мощности, выпускаются с короткозамкнутым ротором.

Воздушный зазор между статором и ротором в асинхронных машинах выполняется минимально возможным по условиям производства и надежности работы и тем больше, чем крупнее машины. В маши-

нах мощностью в несколько киловатт зазор составляет 0,4–0,5 мм, а в машинах большой мощности – несколько миллиметров.

Принцип работы асинхронный машины заключается в следующем. Если статорные обмотки трехфазной машины подключить к трехфазной системе напряжения с частотой $\mathbf{f_1}$, то по обмоткам статора будет протекать трехфазный ток, который создаст в машине вращающийся магнитный поток $\mathbf{\Phi_1}$ с частотой вращения $\mathbf{n_1 = f_1 / p}$. Этот магнитный поток $\mathbf{\Phi_1}$ при своем вращении, пересекая обмотки ротора, индуктирует в них ЭДС $\mathbf{E_2}$, и если обмотка ротора замкнута, то в ней возникают токи $\mathbf{I_2}$, частота которых $\mathbf{f_2}$ при неподвижном роторе равна первичной частоте $\mathbf{f_1}$. В результате взаимодействия токов ротора $\mathbf{I_2}$ с магнитным потоком $\mathbf{\Phi_1}$ возникают действующие на проводники обмотки ротора механические силы **F,** которые образуются вращающий электромагнитный момент **M**

$$\mathbf{M} = \Sigma \frac{\mathbf{FD}}{\mathbf{2}},$$

где **D** – диаметр ротора.

Если обмотка ротора является трехфазной, то в ней индуктируется трехфазный ток. Этот ток создает вращающийся поток ротора $\mathbf{\Phi_2}$, с числом полюсов 2**p**, частота вращения которого при $\mathbf{n = 0}$ равна частоте вращения поля статора

$$\mathbf{n_2 = f_2 / p = f_1 / p = n_1}.$$

Поэтому потоки $\mathbf{\Phi_1}$ и $\mathbf{\Phi_2}$ вращаются синхронно и образуют общий вращающийся поток двигателя **Ф**.

Если же обмотка ротора выполнена короткозамкнутой, то в стержнях ротора индуктируется многофазная система токов $\mathbf{I_2}$ со сдвигом фаз на угол

$$\mathbf{\gamma = 2\pi p/Z_2},$$

где $\mathbf{Z_2}$ – число стержней ротора.

Эти токи также создают вращающийся магнитный поток $\mathbf{\Phi_2}$, число полюсов, направление и частота вращения которого являются такими же, как и у магнитного потока фазного ротора. Поэтому и в данном случае в двигателе образуется общий магнитный поток **Ф**.

Совокупность моментов, созданных отдельными проводниками, образует результирующий вращающий момент машины, под действием которого ротор будет вращаться с частотой **n**. В двигательном режиме частота вращения ротора **n** меньше синхронной частоты магнитного поля статора $\mathbf{n_1}$, т.е. $\mathbf{n < n_1}$. При этом электроэнергия, подводимая к статору от сети, преобразуется в механическую энергию на валу, т. е. машина работает в качестве двигателя.

Если развиваемый момент машины $\mathbf{M > 0}$, т. е. больше статистического тормозного момента на валу, то ротор двигателя придет во вращение в направлении вращения поля с некоторой частотой $\mathbf{n < n_1}$, т. е. будет вращаться с некоторым отставанием, или скольжением, относительно поля статора.

Относительная разность частот вращения магнитного поля статора и ротора

$$\mathbf{s = \frac{n_1 - n}{n_1}} \qquad (4.4)$$

называют скольжением асинхронной машины. Скольжение выражается также в процентах:

$$\mathbf{s = \frac{n_1 - n}{n_1}} 100\ \%.$$

Частота вращения ротора **n**, выраженная через скольжение **s**, согласно формуле, равна

$$\mathbf{n = (1 - s) \cdot n_1}. \qquad (4.5)$$

При пуске двигателя $\mathbf{n} = 0$ и скольжение $\mathbf{s} = 1$, а при вращении ротора синхронно с полем статора, скольжение будет $\mathbf{s} = 0$. При этом $\mathbf{n = n_1}$ магнитное поле статора относительно ротора неподвижно, в роторе не будет индуктироваться ЭДС и токов не будет, поэтому момент равен нулю, $\mathbf{M} = 0$. Вследствие этого в режиме двигателя всегда $\mathbf{0 < n < n_1}$ и $\mathbf{1 > s > 0.}$

При вращении ротора в сторону поля частота пересечения поля обмоток ротора пропорциональна разности частот вращения $\mathbf{n_1 - n}$ и частота тока в обмотке ротора будет равна

$$\mathbf{f_2 = p \cdot (n_1 - n)}.$$

Подставив сюда значение **n** из формулы (4.5) и затем значение $\mathbf{n_1}$, получим

$$\mathbf{f_2 = s \cdot p \cdot n_1 = s \cdot f_1}, \qquad (4.6)$$

т. е. частота тока и напряжение ротора пропорциональна скольжению.

В двигательном режиме частота вращения поля ротора относительно самого ротора определяется выражением

$$\mathbf{n_{2p} = f_2 / p = s \cdot n_1}.$$

Если ротор асинхронной машины с помощью внешнего привода привести во вращение в направлении вращения поля статора с частотой выше синхронной, то ротор будет обгонять поле, и токи в обмотке ротора будут иметь обратное направление по сравнению с двигательным режимом. При этом изменяются на обратные также направления

электромагнитных сил **F** и электромагнитного момента **M**. Момент **M** при этом будет тормозящим, а машина будет работать в режиме генератора и преобразовывать механическую энергию в активную мощность, отдавая в сеть. При этом $\mathbf{n > n_1}$ и тогда, согласно выражению (4.4), в режиме генератора $\mathbf{s < 0}$.

Если ротор вращать в направлении, обратном направлению вращения поля статора, то направления $\mathbf{E_2}$, $\mathbf{I_2}$ и **F** сохраняются. Электромагнитный момент **M** будет действовать в направлении вращения поля статора, но будет тормозить вращение ротора. Этот режим работы асинхронной машины называется режимом противовключения или режимом электромагнитного тормоза. В этом режиме направление вращения ротора будет противоположно режиму двигателя в соответствии с выражением (4.4) $\mathbf{s > 1}$, т. к.

$$\mathbf{s = \frac{n_1 - (-n)}{n_1}}.$$

Таким образом, асинхронная машина может работать в трех режимах, и в зависимости от соотношения между частотами вращения магнитного поля статора $\mathbf{n_1}$ и ротора **n** различают следующие режимы работы:

1) двигательный, когда $\mathbf{n < n_1}$ и частоты вращения направлены в одну и ту же сторону ($0 \le \mathbf{s} \le 1$);

2) генераторный, когда $\mathbf{n > n_1}$ и частоты вращения направлены в одну ту же сторону ($0 \ge \mathbf{s} \ge -\infty$);

3) тормозной, когда частоты вращения **n** и $\mathbf{n_1}$ направлены в разные стороны ($+1 \le \mathbf{s} \le +\infty$).

Основным режимом работы асинхронной машины является двигательный.

4.4. Асинхронный двигатель при неподвижном роторе

Принцип работы асинхронного двигателя при неподвижном роторе такой же, как у трансформатора. В режиме холостого хода, когда роторная обмотка двигателя с фазным ротором разомкнута, физические процессы в двигателе почти ничем не отличаются от физических процессов холостого хода трансформатора.

Согласно второму закону Кирхгофа, уравнение ротора асинхронный двигателя при неподвижном роторе имеет вид

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{s1} = \dot{I}_0 r_1,$$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 r_1 + j\dot{I}_0 x_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1,$$

где $\mathbf{E_{s1} = -jI_0x_1;\ \ Z_1 = r_1 + jx_1}$

В режиме холостого хода намагничивающий ток $\mathbf{I_0}$ асинхронного двигателя составляет 20 – 50% от номинального тока двигателя из-за наличия зазора между статором и ротором. Если пренебречь падение в статорной двигателя, т.е. принять $\mathbf{r_1} = 0$ и $\mathbf{x_1} = 0$, то приближенно можно считать, что

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1 . \qquad (4.2)$$

В асинхронном двигателе ЭДС, наводимые в обмотках статора и ротора, имеют соответственно

$$\mathbf{E_1 = 4{,}44 \cdot f \cdot w_1 \cdot k_{обм1} \cdot \Phi_m;} \qquad (4.3)$$

$$\mathbf{E_2 = 4{,}44 \cdot f \cdot w_2 \cdot k_{обм2} \cdot \Phi_m .} \qquad (4.4)$$

Отношение

$$\mathbf{K_e = E_1/E_2 = (w_1 k_{обм1})/(w_2 k_{обм2})} \qquad (4.5)$$

называют коэффициентом трансформации ЭДС асинхронного двигателя. Коэффициент $\mathbf{K_e}$ определяют опытным путем как отношение первичного фазного ко вторичному фазному напряжению при разомкнутой обмотке ротора ($\mathbf{U_1 \approx E_1}$ и $\mathbf{E_2 = U_{20}}$):

$$\mathbf{K_e = U_1/U_{20}} ,$$

где $\mathbf{E_2 = U_{20}}$ – ЭДС ротора при разомкнутой обмотке ротора.

При $\mathbf{n} = 0$, мощность $\mathbf{P_0}$, подводимая к двигателю от сети, идет на покрытие следующих потерь в: а) меди статора $\left(\mathbf{3I_0^2 r_1}\right)$; б) стали статора ($\mathbf{P_{ст1}}$); в) стали ротора ($\mathbf{P_{ст2}}$).

Следовательно,

$$\mathbf{P_0 = 3I_0^2 r_1 + P_{ст1} + P_{ст2} .}$$

При режиме короткого замыкания ротор асинхронного двигателя должен быть обязательно заторможен. Физические процессы, протекающие при коротком замыкании асинхронного двигателя, те же, что и в трансформаторе. В режиме короткого замыкания к двигателю подводят пониженное напряжение такого значения, при котором установившийся ток короткого замыкания, протекающего по статору не должен превышать номинального, т. е. $\mathbf{I_{кз} \approx I_{ном}}$.

Под приведенной обмоткой ротора понимают такую обмотку, которая имеет то же число фаз, витков в фазе и то же расположение обмотки, что и обмотка статора.

Так как в режиме короткого замыкания двигателя магнитный поток Φ_{km} мал, можно пренебречь током I_0 и МДС F_0. Тогда из условия равновесия МДС статора и ротора имеем

$$m_1 w_1 k_{обм1} I_1 = m_2 w_2 k_{обм2} I_2 ,$$

где m_1 и m_2 – число фаз статорной и роторной обмоток. При этом коэффициент трансформации токов асинхронного двигателя

$$K_i = I_2 / I_1 = \left(m_1 w_1 k_{обм1} I_1\right) / \left(m_2 w_2 k_{обм2} I_2\right) \qquad (4.6)$$

ток $I_1 = I_2 / K_i = I'_2$, где I'_2 – приведённый ток ротора.

При определении приведенного активного сопротивления r'_2 и считают, что мощность потерь в обмотке ротора не изменяется, тогда

$$m_2 I^2{}_2 r_2 = m_1 I'^2_2 r'_2 ,$$

откуда

$$r'_2 = r_2 \frac{m_2}{m_1}\left(\frac{m_1 w_1 k_{обм1}}{m_2 w_2 k_{обм2}}\right)^2 = r_2 \frac{w_1 k_{обм1}}{w_2 k_{обм2}} \frac{m_1 w_1 k_{обм1}}{m_2 w_2 k_{обм2}} = K^2 \cdot r_2 ,$$

где $K^2 = K_e K_i$ – коэффициент трансформации асинхронного двигателя.

При определении приведенного реактивного сопротивления x'_2 считают, что реактивная мощность в обмотке ротора постоянна, тогда

$$m_2 I^2{}_2 x_2 = m_1 I'^2_2 x'_2 ,$$

откуда $x'_2 = K^2 \cdot x_2$.

При режиме короткого замыкания активное и индуктивное сопротивления r_k и x_k двигателя будут соответственно равны

$$r_k = r_1 + r'_2 \quad \text{и} \quad x_{sk} = x_{s1} + x'_{s2} .$$

Мощность P_k идет на покрытие потерь в обмотках статора и ротора, т. е.

$$P_k = P_{M1} + P_{M2} = m_1 I_1^2 r_1 + m_2 I_2^2 r_2 + m_1 I_1^2 r_1 + m_1 I_2'^2 r_2 = m_1 I_1^2 r_k .$$

4.5. Асинхронный двигатель при вращающемся роторе

Если двигатель вращается без нагрузки на валу, он преодолевает только небольшой статический момент холостого хода $\mathbf{M_0}$. Поэтому частота вращения ротора двигателя **n** близка к синхронной частоте вращения поля статора $\mathbf{n_1}$.

Физические процессы в двигателе без нагрузки при вращающемся и неподвижном роторе идентичны, и в обоих случаях к двигателю подводят напряжение сети $\mathbf{U_1}$, с частотой **f**.

Из закона равновесия ЭДС (4.2) следует, что ЭДС $\mathbf{E_1}$ и основной поток $\mathbf{\Phi_m}$ зависят только от напряжения и не зависят от состояния ротора, т. е. $\mathbf{E_1 = const, \Phi_m = const}$ при заданных $\mathbf{U_1}$ и **f**.

Намагничивающая составляющая тока холостого хода создает магнитный поток $\mathbf{\Phi_m}$ двигателя, следовательно, $\mathbf{I_{om} = const}$. Активная составляющая тока холостого хода $\mathbf{I_{oa}}$ тоже практически не изменяется. При неподвижном роторе мощность потерь холостого хода складывается из потери в обмотках статора $\mathbf{P_{м1}}$ и потерь в сердечниках статора и ротора $\mathbf{P_{ст1}}$ и $\mathbf{P_{ст2}}$.

При $\mathbf{n \to n_1, f_2 \to 0}$ магнитный поток ротора имеет очень малую частоту, поэтому мощность потерь $\mathbf{P_{ст2}}$ стремится к нулю, но при этом возникают механические и добавочные потери $\mathbf{P_{мх}}$ и $\mathbf{P_Д}$, как правило, близкие мощности потерь $\mathbf{P_{ст2}}$.

Таким образом, при заданных $\mathbf{U_1}$ и **f** в статоре практически ничего не изменяется при переходе от холостого хода с неподвижным ротором к холостому ходу с вращающимся ротором.

В асинхронном двигателе поле статора и ротор вращаются в одну и ту же сторону, причем $\mathbf{n_1 > n}$. При вращающемся роторе поле статора вращается относительно ротора с частотой вращения $\mathbf{n_2 = n_1 - n}$.

С учетом (4.4) можно определить частоту $\mathbf{f_2}$ ЭДС и токов, наводимых в роторе, по формуле

$$\mathbf{f_2 = p \cdot (n_1 - n) = \frac{p \cdot n_1 \cdot (n_1 - n)}{n_1} = s \cdot f}. \qquad (4.7)$$

Частота $\mathbf{f_2}$ при работе асинхронной машины в качестве двигателя изменяется в пределах от $\mathbf{f_2 = f}$ до $\mathbf{f_2 = 0}$. Обычно $\mathbf{s} = 3 \div 6$ %. Следовательно, частота тока в роторе мала. Если $\mathbf{f} = 50$ Гц; $\mathbf{s} = 4$ %, то $\mathbf{f_2} = 50 \cdot 0{,}04 = 2$ Гц.

При вращающемся роторе в роторе меняются и все зависящие величины, в частности ЭДС $\mathbf{E_{2S}}$ и индуктивное сопротивление $\mathbf{x_{2S}}$, которые соответственно равны

$$E_{2S} = 4{,}44 \cdot f_2 \cdot w_2 \cdot k_{обм2} \cdot \Phi_m = 4{,}44 \cdot s \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot k_{обм2} \cdot \Phi_m = s \cdot E_2 , \quad (4.8)$$

$$x_{2S} = 2\pi \cdot f_2 L_2 = 2\pi \cdot s \cdot f \cdot L_2 = s \cdot x_2 ,$$

где E_2 и x_2 – соответственно ЭДС и индуктивное сопротивление обмотки ротора при неподвижном роторе.

Активное сопротивление двигателей обычного исполнения не зависит от частоты, т. е. $r_2 = const$.

Ток во вращающемся роторе с учетом (4.7), (4.8) и (4.9) равен

$$I_{2S} = \frac{E_{2S}}{\sqrt{r_2^2 + x_{2S}^2}} = \frac{s \cdot E_{2S}}{\sqrt{r_2^2 + s \cdot x_2^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\frac{r_2^2}{s} + x_2^2}} . \quad (4.9)$$

Последнее выражение показывает, что при переходе двигателя в режим работы с неподвижным ротором ЭДС и индуктивное сопротивление обмотки ротора будут соответствовать реальным значениям этих величин при неподвижном роторе, но вместо активного сопротивления r_2 эта роторная цепь должна содержать активное сопротивление r_2/s.

Ток во вращающемся роторе, создает магнитное поле, вращающееся относительно ротора с частотой вращения

$$n_2 = \frac{f_2}{p} = \frac{s \cdot f}{p} = s \cdot n_1 . \quad (4.10)$$

Кроме того, сам ротор вращается с частотой n. Таким образом, поле ротора вращается относительно статора с частотой, равной сумме частот n_2 и n. Учитывая, что $n = n_1(1-s)$, получим $n_2 + n = n_1 s + n_1(1-s) = n_1$, т. е. поле ротора вращается в пространстве с такой же частотой и в ту же сторону, что и поле статора.

При $n < n_1$, частота вращения поля ротора n_2 имеет положительный знак, т. е. поле вращается в ту же сторону, что и ротор. Если $n > n_1$, то n_2 приобретает отрицательный знак, т. е. поле вращается в сторону, обратную вращению ротора.

В режиме холостого хода, подводимая к двигателю мощность P_o, расходуется на покрытие потерь:

$$P_0 = 3I_0^2 r_1 + P_{ст1} + P_{мех} + P_д . \quad (4.11)$$

Выражения $f_2 = f \cdot s$ и $n_2 + n = n_1$ справедливы не только для холостого хода, но и для нагрузочного режима. Пользуясь ими, можно привести режим асинхронного двигателя, работающего при некотором скольжении s под нагрузкой, к эквивалентному режиму асинхронной машины при неподвижном роторе.

На основании второго закона Кирхгофа уравнения напряжений для статора и ротора примут вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1,$$
$$\dot{E}_{2S} = \dot{I}_2 r_2 + j\dot{I}_2 x_{2S} \qquad (4.12)$$

или для приведенного ротора

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1,$$
$$\dot{E}_{2S} = \dot{I}_2 r_2' + j\dot{I}_2 x_{2S}'. \qquad (4.13)$$

После преобразования с учетом (4.8) и (4.9) уравнение имеет следующии вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_1,$$
$$\dot{E}_2' = \dot{I}_2 r_2' / s + j\dot{I}_2 x_2'. \qquad (4.14)$$

Так как основной поток при вращающемся роторе так же, как и при неподвижном, создается совместным действием МДС статора и ротора, уравнение МДС для асинхронного двигателя при вращающемся роторе имеет вид

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{I}_0,$$
$$m_1 w_1 k_{обм1} \dot{I}_1 + m_2 w_2 k_{обм2} \dot{I}_2 = m_1 w_1 k_{обм1} \dot{I}_0. \qquad (4.15)$$

Разделив уравнение (4.15) на $m_1 w_1 k_{обм1}$, получим уравнение токов:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{I}_0. \qquad (4.16)$$

Согласно уравнениям (4.13) и (4.16), можно построить, как **Т**-образную (рис. 4.4) так и **Г**-образную схему замещения для асинхронного двигателя при вращающемся роторе.

Т-образную схему замещения можно представить для удобства изучения процессов работы двигателя в виде **Г**-образной (с вынесенным намагничивающим контуром). Для перехода от **Т**-образной к **Г**-образной схеме замещения воспользуемся понятием о взаимном сопротивлении, согласно которому ток, протекающий в любой ветви простой схемы, связан с напряжением в другой ветви с помощью этого взаимного сопротивления.

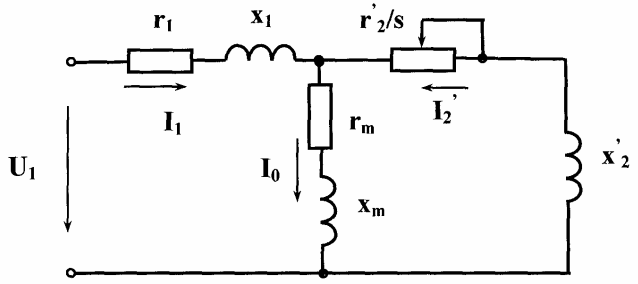


Рис. 4.4. Схема замещения асинхронного двигателя

Так, в схеме замещения ток ротора $\mathbf{I}'_2$ можно определить через напряжение на зажимах статора и взаимное сопротивление $\mathbf{Z}'_{12}$ между ветвями

$$\mathbf{Z}_1 = \mathbf{r}_1 + \mathbf{j}\mathbf{x}_1 \text{ и } \mathbf{Z}'_2 = \left(\mathbf{r}'_2/\mathbf{s}\right) + \mathbf{j}\mathbf{x}'_2:$$

$$-\dot{\mathbf{I}}_2 = \dot{\mathbf{U}}_1 \mathbf{Z}'_{12},$$

где $$\mathbf{Z}'_{12} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}'_2 + \frac{\mathbf{Z}_1\mathbf{Z}'_2}{\mathbf{Z}_m} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}'_2\left(1 + \mathbf{Z}_1/\mathbf{Z}_m\right) = \mathbf{Z}_1 + \dot{c}\mathbf{Z}'_2;$$

$\mathbf{Z}_m$–полное сопротивление ветви намагничивания; Комплексный коэффициент равен $\dot{c} = 1 + \mathbf{Z}_1/\mathbf{Z}_m$, обычно принимают равной абсолютному значению коэффициента $\mathbf{c}$, т.е. $\dot{c} \approx 1 + \mathbf{x}_1/\mathbf{x}_m = \mathbf{c}$. Тогда взаимное сопротивление и ток будут равны

$$\mathbf{Z}'_{12} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{c}\mathbf{Z}'_2, \qquad -\dot{\mathbf{I}}_2 = \dot{\mathbf{U}}_1/\left(\mathbf{Z}_1 + \mathbf{c}\mathbf{Z}'_2\right).$$

Найдем ток $\dot{\mathbf{I}}_0$ из уравнения, составленного для первого контура схемы замещения на рис. 4.4:

$$\dot{\mathbf{U}}_1 = \dot{\mathbf{I}}_1\mathbf{Z}_1 + \dot{\mathbf{I}}_0\mathbf{Z}_m,$$

откуда $\dot{\mathbf{I}}_0 = \left(\dot{\mathbf{U}}_1 - \dot{\mathbf{I}}_1\mathbf{Z}_1\right)/\mathbf{Z}_m$

Ток, потребляемый двигателем из сети,

$$\dot{\mathbf{I}}_1 = \dot{\mathbf{I}}_0 - \dot{\mathbf{I}}_2 = \frac{\dot{\mathbf{U}}_1 - \dot{\mathbf{I}}_1\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_m} + \frac{\dot{\mathbf{U}}_1}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{c}\mathbf{Z}'_2},$$

или

$$\dot{\mathbf{I}}_1 + \frac{\dot{\mathbf{I}}_1\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_m} = \dot{\mathbf{I}}_1\left(1 + \frac{\mathbf{Z}_1}{\mathbf{Z}_m}\right) = \frac{\dot{\mathbf{U}}_1}{\mathbf{Z}_m} + \frac{\dot{\mathbf{U}}_1}{\mathbf{Z}_1 + \mathbf{c}\mathbf{Z}'_2},$$

откуда

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{0c} + \frac{\dot{I}_2}{C}, \qquad (4.17)$$

где $\dot{I}_{0c} = \dot{U}_1/(Z_1 + Z_m)$ – ток синхронного холостого хода при $s = 0$.

В реальных машинах коэффициент $c = 1{,}03 \div 1{,}08$. В расчетах принимают $c = 1$.

Уравнению (4.17) соответствует **Г**-образная схема замещения, изображенная на рис. 4.5.

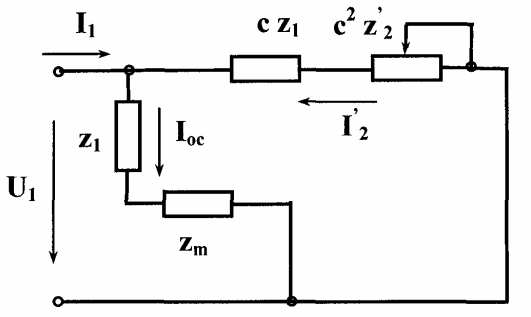


Рис. 4.5. Схема замещения асинхронного двигателя с вынесенным намагничивающим контуром

В приведенных схемах замещения все параметры с некоторым допущением можно считать постоянными, не зависящими от нагрузки двигателя. Единственной переменной величиной в них при изменении нагрузки двигателя является скольжение **s**.

4.6. Энергетическая диаграмма и вращающий момент асинхронного двигателя

Рассмотрим преобразование электрической мощности, подводимой к двигателю с помощью энергетической диаграммы (рис. 4.6), где: $P_{эл1} = 3I_1^2 r_1$ – мощность потерь в обмотках статора; $P_{эм} = P_1 - (P_{эл1} + P_{мг})$ – электромагнитная мощность, передаваемая электромагнитным путем через зазор ротору двигателя; $P_{мех} = P_{эм} - P_{эл2}$ – полная механическая мощность; P_{M2} – мощность потерь в меди обмоток ротора; $P_2 = P_{мех} - (P_м + P_{доб})$ – полезная механическая мощность на валу двигателя; $P_{мх}$ – мощность механических потерь, состоящая из мощности потерь на трение в подшипниках и мощности вентиляционных потерь; $P_д$ –

мощность добавочных потерь из-за высших гармоник магнитного поля, возникающих в зубцах статора и ротора при вращении ротора вследствие зубчатого строения статора и ротора.

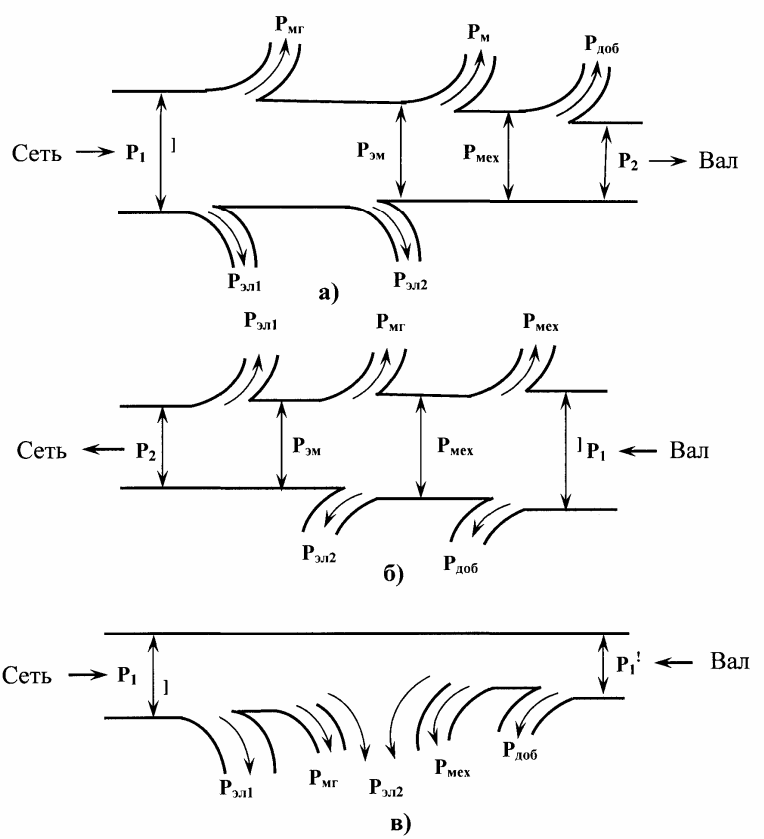


Рис. 4.6. Энергетическая диаграмма асинхронной машины:
а – режим двигателя; б – режим генератора;
в – режим противовключения

Подводимая мощность

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi,$$

где U_1, I_1 – фазные напряжение и ток.

В установившемся режиме n = const и условие равновесия моментов двигателя имеет вид

$$M = M_0 + M_2.$$

Полезная механическая мощность, соответствующая полезному моменту,

$$\mathbf{P_2 = M_2\omega = M_2\frac{2\pi n}{60}}.$$

Моменту холостого хода соответствует мощность

$$\mathbf{P_0 = P_{мх} + P_д = M_0\omega}.$$

Из энергетической диаграммы следует, что полная механическая мощность

$$\mathbf{P_{мх} = P_2 + (P_{мх} + P_д) = M_2\omega + M_0\omega = M\omega}.$$

Вращающий момент двигателя создается в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля статора и тока в роторе.

Поле вращается с частотой $\mathbf{n_1 = 60f/p}$. Поэтому развиваемая им электромагнитная мощность $\mathbf{P_{эм} = M\omega_1}$. Кроме того, $\mathbf{P_{эм} = P_{мх} + P_2}$, следовательно,

$$\mathbf{P_{ЭМ} - P_{МЕХ} = M(\omega_1 - \omega) = P_2;}$$

$$\mathbf{M\cdot\omega_1\frac{(\omega_1-\omega)}{\omega_1} = s\cdot P_{ЭМ} = P_2} \qquad (4.18)$$

Пусть параметры ротора приведены к статору, тогда вращающий момент будет равен

$$\mathbf{M = \frac{P_2}{\omega_1 - \omega} = \frac{m_1 I_2'^2 (r_2'/s)}{\omega_1}}. \qquad (4.19)$$

Эту формулу можно преобразовать, используя эквивалентную схему замещения с вынесенным намагничивающим контуром (рис. 4.5). Чтобы ток $\mathbf{I_0}$ не изменился, достаточно ввести в намагничивающую ветвь сопротивления $\mathbf{r_1}$ и $\mathbf{x_{s1}}$. Из схемы замещения определим ток

$$\mathbf{I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{cr_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + cx_2')^2}}}.$$

Подставляя значение $\mathbf{I_2'}$ в формулу (4.19), получим

$$M = \frac{m_1 U_1^2 (r_2'/s)}{\omega_1 \left[\left(r_1 + \frac{cR_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + cx_2')^2 \right]}. \qquad (4.20)$$

Так как

$$\omega_1 = 2\pi n_1 / 60 = 2\pi (pn/60)(1/p) = 2\pi f/p ,$$

то

$$M = \frac{m_1 p U_1^2 (r_2'/s)}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left[\left(r_1 + \frac{c \cdot r_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + cx_2')^2 \right]}. \qquad (4.21)$$

Считают, что $p, m_1, r_1, x_1, x_2', U_1, f$ – постоянные величины, тогда вращающий момент зависит только от скольжения и активного сопротивления ротора.

В момент включения двигателя (в момент пуска) $n = 0$, $s = 1$. При этом двигатель развивает начальный пусковой момент, который можно определить из выражения (4.21) при $s = 1$

$$M_п = \frac{m_1 p U_1^2 r_2'}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left[(r_1 + c \cdot r_2')^2 + (x_1 + cx_2')^2 \right]}. \qquad (4.22)$$

Если $M_n > M_0 + M_2$, то двигатель придет во вращение и будет увеличивать частоту вращения до тех пор, пока не наступит равновесие моментов: $M_n = M_0 + M_2$. При этом скольжение соответственно будет уменьшаться. Обычно $x_{S1} + cx_{S2}' > r_1 + cr_2'$, поэтому при уменьшении s в формуле (4.20) одновременно увеличивается и числитель, и знаменатель. При $s \to 1$ преобладающее значение имеет числитель (момент растет). При $s = 0{,}12 \div 0{,}2$ преобладающее значение получает знаменатель (момент уменьшается).

Следует определить максимальный вращающий момент $M_{мах}$ и соответствующее этому моменту критическое скольжение s_m. Для этого необходимо взять производную dM/ds и приравнять ее нулю: $dM/ds = 0$.

Решая это уравнение, получим

$$s_m = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_{S1} + cx_2')^2}}, \qquad (4.23)$$

причем знак «+» соответствует работе двигателя, а знак «-» – работе генератора. Подставляя значение s_m в (4.20) с учетом (4.23), найдем

$$M_{мах} = \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2}{4 \cdot \pi \cdot f \cdot \left[r_1^2 \pm \sqrt{r_1^2 + (x_1 + cx_2')^2} \right]}. \qquad (4.24)$$

Пренебрегая сопротивлением r_1, выражение (4.23) можно упростить:

$$s_m = \pm r_2' / (x_1 + cx_2') = \pm r_2' / x_{sk}, \qquad (4.25)$$

где $x_{sk} = x_1 + c \cdot x_2'$ – индуктивное сопротивление короткого замыкания.

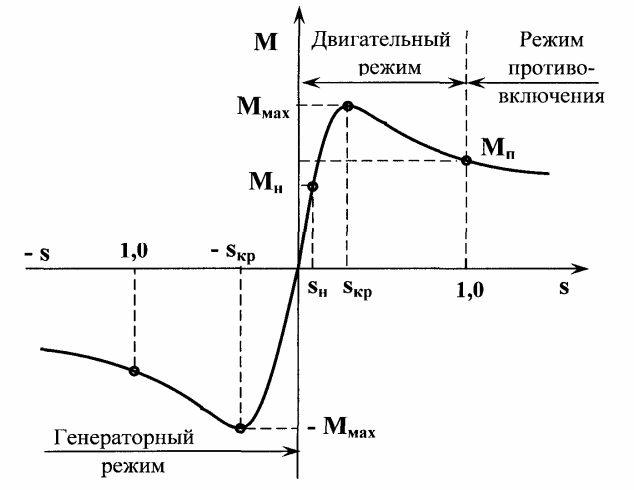


Рис. 4.7. Зависимость вращающего момента асинхронной машины от скольжения

Зависимость $M = f(s)$ приведена на рис. 4.7. Характерными участками этой кривой являются:

1) участок $0 < s < 1$ (двигательный режим);

2) участок $1 < s < \infty$ (режим противовключения);

3) участок $-\infty < s < 0$ (генераторный режим).

В двигательном режиме максимальный вращающий момент M_{max} пропорционален квадрату фазного напряжения U_1^2 и не зависит от приведенного активного сопротивления ротора r_2'. Причем, чем больше отношение r_2' / x_{sk}, тем больше критическое скольжение, при котором момент равен максимальному.

При пуске двигателя под нагрузкой желательно, чтобы пусковой момент был равен максимальному. Для этого необходимо, чтобы $s_m = 1$, т. е $r_2' / x_{sk} = 1$, или $r_2' = x_{sk}$. Обычно $r_2' < x_{sk}$, поэтому при пуске в цепь ротора включают пусковой реостат, сопротивление которого $r_д'$ подобрано таким образом, чтобы $r_2' + r_д' = R_2' = x_{sk}$.

На рис. 4.8 представлена $M = f(s)$ при различных сопротивлениях в цепи ротора. Если при разгоне не выводить пусковой реостат, то вращающий момент изменится согласно кривой **1**. Устойчивая работа при нагрузке $M_{ном}$ соответствует точке a.

Если $R_2' < x_{sk}$, то $M_п > M_{max}$. При $R_2' = 0{,}7x_{sk}$ максимальный вращающий момент соответствует $s_m = 0{,}7$ (кривая **2** с устойчивой работой, соответствующей точке **b**). При $R_2' = 0{,}4x_{sk}$ устойчивой работе соответствует точка с кривой **3**. Для двигателя без пускового реостата $R_2' = r_2'$, (кривая **4** с устойчивой работой в точке **d**).

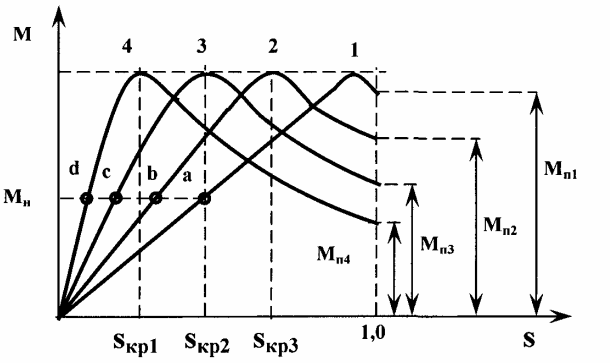


Рис. 4.8. Зависимость вращающего момента асинхронной машины от скольжения при различных сопротивлениях в цепи ротора

Это семейство кривых поясняет последовательность проведения пусковой операции (пуска). Постепенно выводят реостат и переводят двигатель с работы по одной кривой на другую. Кроме увеличения пускового момента введение реостата позволяет ограничить пусковой ток $\mathbf{I_п}$.

4.7. Рабочие и механические характеристики асинхронного двигателя

Под рабочими характеристиками асинхронного двигателя понимают зависимости $\mathbf{n, M, \cos\varphi, \eta, I_1, s = f(P_2)}$ при $\mathbf{U_1 = U_{1ном} = const}$ и $\mathbf{f_1 = f_{1ном} = const}$. Механические характеристики представляют зависимости $\mathbf{n = f(M)}$ или $\mathbf{M = f(s)}$ при $\mathbf{U_1 = U_{1ном} = const}$ и $\mathbf{f_1 = f_{1ном} = const}$.

Одним из параметров, характеризующих работу асинхронного двигателя, является его перегрузочная способность (коэффициент перегрузки по моменту), определяемая отношением максимального момента к номинальному

$$\lambda_м = M_{max} / M_{ном}. \qquad (4.26)$$

Рабочие характеристики двигателя приведены на рис. 4.9. Зависимость частоты вращения от мощности $\mathbf{n = f(P_2)}$ является жесткой характеристика, т. к. $\mathbf{n = n_1(1 - s)}$ и $\mathbf{s = P_{м2} / P_{эм}}$. Причем номинальное скольжение мало и для двигателей нормального исполнения скольжение $\mathbf{s_н = 1{,}5 \div 5\%}$. При номинальной нагрузке $\mathbf{n \approx const}$ и характеристика $\mathbf{M = f(P_2)}$ почти линейная.

Ток $\mathbf{I_o}$, потребляемый асинхронным двигателем, имеет значительную индуктивную составляющую, почти не зависящую от мощности $\mathbf{P_2}$ в пределах от $\mathbf{P_o}$ до $\mathbf{P_2 = P_{2ном}}$. Поэтому $\mathbf{\cos\varphi < 1}$. При холостом ходе $\mathbf{\cos\varphi_0 \le 0{,}2}$, но при нагрузке он быстро растет и достигает максимума при мощности $\mathbf{P_2 \approx P_{2ном}}$. При дальнейшем увеличении нагрузки $\mathbf{\cos\varphi}$ несколько уменьшается.

Добавочные потери в асинхронных двигателях имеют специфический характер (пульсационные и поверхностные потери), а остальные же виды потерь ничем не отличаются от потерь в двигателях постоянного тока. Поэтому зависимость $\mathbf{\eta = f(P_2)}$ имеет обычный для электрических машин вид и мало изменяется. Зависимость $\mathbf{s = f(P_2)}$ имеет вид, обратный скоростной характеристике. Перегрузочная способность асинхронных двигателей малой и средней мощности $\mathbf{\lambda_M}$ =

1,6÷1,8; средней и большой мощности λ_M = 1,8÷2,5; двигателей специального исполнения λ_M = 2,5÷3.

Асинхронный двигатель может работать и в тормозных режимах: генераторном и противовключении, а также динамическом торможении.

Генераторное торможение (рекуперативное торможение) с отдачей энергии в сеть возможно, если под влиянием нагрузочного момента угловая частота вращения машины станет выше синхронной: $\omega > \omega_1$.

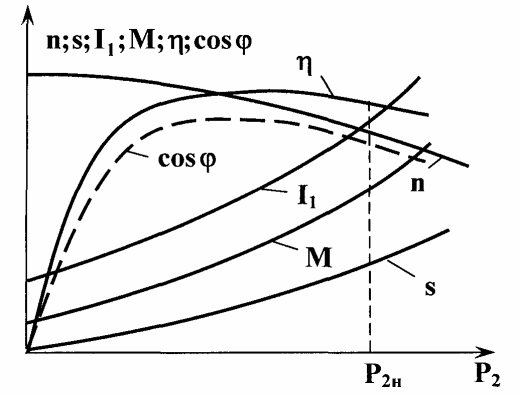


Рис. 4.9. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Динамическое торможение достигается, когда вращающийся двигатель для быстрой его остановки отключается контактами от трехфазной сети и одновременно подключается к источнику постоянного напряжения. При этом постоянный ток, проходя по обмоткам статора, создает неподвижное магнитное поле, в котором вращается ротор, и в роторе создается тормозящий момент. В зависимости от сопротивлений роторной цепи двигатель будет иметь разные механические характеристики.

Торможение противовключением имеет место в случае, когда при неизменном по значению и знаку моменте сопротивления M_c (поднимаемый груз) включить резистор с большим сопротивлением в цепь ротора $R_{д2}$, при котором наступит условие $M_c > M_п$. Тогда двигатель замедлится, потом остановится и начнет вращаться в противоположном направлении с установившейся угловой частотой вращения $\omega_{УСТ}$.

Часто режим торможения противовключением наступает, когда во вращающемся двигателе для наиболее быстрой остановки переклю-

чают две фазы статорной обмотки, что приводит к изменению направления вращающегося магнитного поля статора на противоположное.

4.8. Частотное управление асинхронным двигателем и типы преобразователей частоты

В настоящее время частотный способ плавного регулирования частотой вращения ротора находят широкое применение. Изменение частоты напряжения приводит к изменению синхронной частоты вращающегося магнитного поля статора, которая определяется следующим выражением

$$\omega_1 = 2\pi f / p.$$

Из последнего выражения видно, что частота вращения ротора ω_1 прямо пропорциональна частоте **f** напряжения, подводимого к обмоткам статора.

При изменении частоты возникает необходимость регулирования напряжения, подводимого к статору. В самом деле, при допущении (4.2) из выражения (4.3) следует, что

$$\Phi_m = \frac{U_1}{c\acute{f}},$$

где $c = 4{,}44 \cdot w_1 \cdot k_{обм1}$.

Из последнего выражения следует, при постоянном напряжении и регулировании его частоты изменяется магнитный поток машины. В частности, уменьшение **f** вызовет такое увеличение Φ_m, при котором противо-ЭДС E_1 уравновесит приложенное напряжение $U_1 (U_1 \approx -E_1)$. Таким образом, уменьшение частоты напряжения **f** приведет к увеличению магнитного потока Φ_m, который, в свою очередь, приведет к насыщению магнитопровода двигателя, что связано с резким возрастанием намагничивающего тока и недопустимым нагревом как стали, так и обмоток статора.

С другой стороны, увеличение частоты **f** напряжения приводит к уменьшению потока Φ_m, что при постоянстве момента сопротивления вызывает увеличение тока в роторе, т. е. перегреву ротора при недоиспользовании стали. Таким образом, для наилучшего использования

двигателя необходимо регулировать напряжение одновременно в функции частоты и момента сопротивления.

Частотный способ регулирования позволяет устанавливать частоту вращения как выше, так и ниже номинальной. Допускается (в основном из условия прочности) увеличение частоты вращения в 1,5–2 раза выше номинальной. Уменьшить частоту вращения удается до значений, в 10–15 раз меньших номинальной. Нижний предел частоты определяется сложностью осуществления источника питания с низкой частотой, а также возможностью неравномерного вращения. Таким образом, частотное регулирование позволяет изменять скорость вращения в диапазоне до 20–30. Нижний предел частоты вращения может быть уменьшен с помощью обратных связей по скорости, току и напряжению.

Можно определить соотношение между частотой и напряжением, которое необходимо выдерживать при частотном управлении, исходя из условия сохранения перегрузочной способности двигателя $\lambda_м = M_{max} / M_н$ – неизменной для механической характеристики двигателя, соответствующей любой частоте.

Из (4.24), пренебрегая активным сопротивлением обмотки статора и учитывая, что x_{sk} пропорционально частоте напряжения, получим

$$M_{max} = AU_1^2 / f^2 \quad , \qquad (4.27)$$

где **A** – коэффициент пропорциональности.

Тогда, подставив (4.27) в (4.26), найдем

$$M_{max} / M_H = AU_1^2 / f^2 M_H = const \; . \qquad (4.28)$$

Из (4.28) следует, что при постоянном моменте нагрузки на валу двигателя между частотой **f** и напряжением статора должно соблюдаться соотношение

$$U_{1v} / U_{1н} = f_v / f_н . \qquad (4.29)$$

На рис. 4.10, а) представлена зависимость **n = f(M)** двигателя при различной частоте **f** напряжения.

Вентильные преобразователи имеют меньшие массу и габариты и обладают высокими КПД и быстродействием. Из вентильных преобразователей наиболее целесообразны преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока, выполненные по схеме рис. 4.10, б). Управляемый выпрямитель преобразует энергию переменного тока питающей сети в энергию постоянного тока с регулируемой величиной напряжения, а управляемый инвертор преобразует эту энергию в энергию переменного тока с регулируемой частотой. Регулирование частоты и напряжения осуществляется блоком управления. В качестве управляемых вентилей целесообразно

применение транзисторов, которые позволяют регулировать частоту в пределах от нескольких тысяч герц до десятых и сотых долей герца, независимо от частоты питающей сети.

Обозначим через $\omega_{1\nu}$ частоту вращения поля статора при частоте f_ν. Тогда относительная частота поля

$$\nu = f_\nu / f_н = \omega_{1\nu} / \omega_1, \qquad (4.30)$$

где частота ω_1 связана с номинальной частотой сети выражением (4.21).

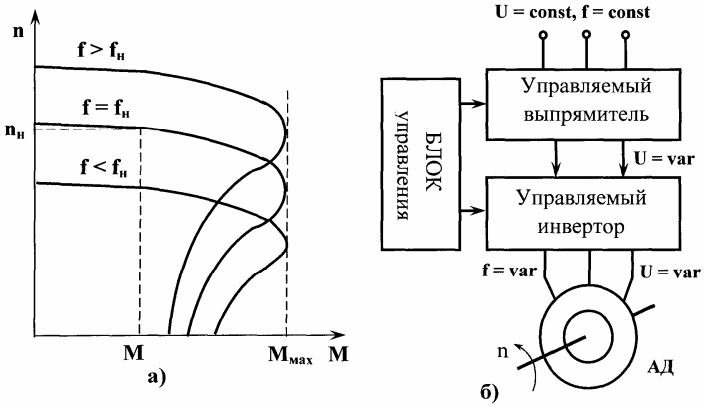


Рис. 4.10. Механическая характеристика и структурная схема частотного управления асинхронным двигателем:
а – механическая характеристика, б – структурная схема

Введем понятие фиктивного скольжения

$$s_Ф = (\omega_{1\nu} / \omega_1)s = \nu s. \qquad (4.31)$$

Действительная частота вращения ротора при частоте f_ν

$$\omega = \omega_{1\nu}(1 - s). \qquad (4.32)$$

Подставляя в (4.32) значение $\omega_{1\nu}$ из (4.30) с учетом (4.31), определим

$$\omega = \omega_1(\nu - s_Ф). \qquad (4.33)$$

Для малых скольжений вращающий момент двигателя пропорционален скольжению:

$$M = (M_н / s_н)s_Ф. \qquad (4.34)$$

Частотное управление является одним из перспективных способов управления асинхронными двигателями. Механические характеристики в

своей рабочей части достаточно жестки при любом ν. Регулирование частотой вращения возможно не только под нагрузкой, но и на холостом ходу. Потери мощности невелики, т. к. двигатель всегда работает при малых скольжениях. Управление можно осуществить используя наиболее простой и надежный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Типы преобразователей частоты. В настоящее время в системах электропривода используются два типа преобразователей частоты:

1) непосредственный преобразователь частоты (НПЧ);

2) преобразователь частоты со звеном постоянного тока.

В преобразователях первого типа переменная, более низкая, чем в питающей сети, частота обеспечивается за счет формирования кривой вторичного напряжения из отрезков синусоид первичного напряжения. В преобразователях второго типа напряжение питающей сети посредством выпрямления преобразуется в постоянное, которое далее с помощью инвертора преобразуется в напряжение переменного тока с регулируемой частотой и амплитудой.

Непосредственный преобразователь частоты. Схема преобразователя с непосредственной связью представлена на рис. 4.11. По этой схеме напряжение трехфазной сети и с неизменной частотой $\mathbf{f_1}$ преобразуется в напряжение однофазной сети с переменной частотой $\mathbf{f_2}$, т. е. изменяется не только частота, но и число фаз. От трехфазной сети можно получить однофазный ток переменной частоты, и, наоборот, от однофазной сети – трехфазный ток. Обычно преобразователи частоты питаются от трехфазной сети, при этом улучшается форма кривой вторичного напряжения.

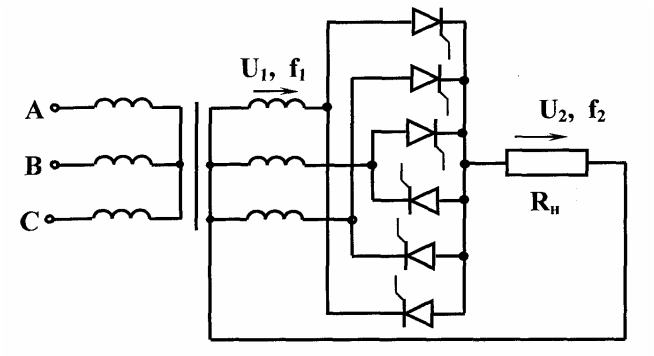


Рис. 4.11. Непосредственный преобразователь частоты

Преобразователь с непосредственной связью представляет собой управляемый выпрямитель, имеющий два комплекта тиристоров. Выходное напряжение формируется за счет последовательной коммутации тиристоров, присоединенных к различным фазам первичной сети. Положительная полуволна формируется за счет тиристоров группы **К** (катодная группа), а отрицательная – за счет тиристоров группы **А** (анодная группа). Форма вторичного напряжения представлена на рис. 4.12.

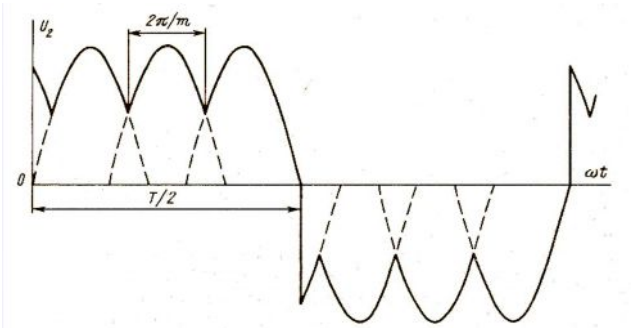


Рис. 4.12. Формирование выходного напряжения НПЧ

Как и в реверсивных преобразователях постоянного тока, управление тиристорами катодной и анодной группы может быть совместным и раздельным. При совместном управлении для ограничения уравнительных токов необходимы реакторы, которые усложняют установку. Поэтому обычно используется раздельное управление, и при переключении с одной группы тиристоров на другую вводится небольшая (примерно 0,1 мс) бестоковая пауза. Для регулирования напряжения используются те же тиристоры. При увеличении угла регулирования соответствующий тиристор включается несколько позже, и среднее напряжение снижается. Изменением углов регулирования последовательно включаемых тиристоров может быть обеспечено и формирование кривой напряжения, в большей степени приближающейся к синусоидальной.

Схема для преобразования трехфазного напряжения сети в трехфазное переменной частоты представлена на рис. 4.13. Как видно, существенный недостаток НПЧ – большое число тиристоров (в данном случае 18).

Сформированная кривая напряжения представлена на рис. 4.13. При активно-индуктивной нагрузке, и в частности, при питании элек-

тродвигателя, в некотором интервале (при изменении знака напряжения) тиристоры переводятся в инверторный режим.

Регулирование частоты в системах с НПЧ может осуществляться только в зоне низких частот. Поскольку кривая вторичного напряжения формируется из отрезков синусоид первичного напряжения, то максимальная частота не может быть поднята выше уровня, равного половине частоты питающей сети. При питании преобразователя от сети 50 Гц частота может регулироваться только в зоне от 20 Гц до 0.

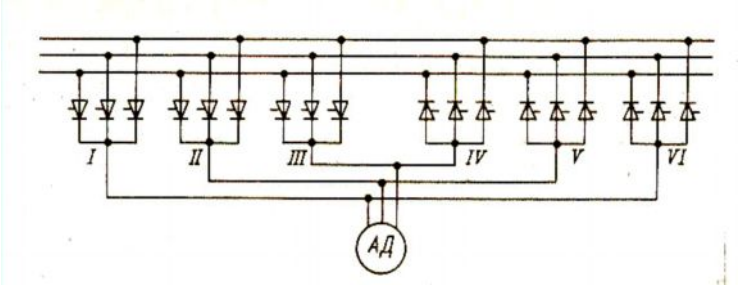


Рис. 4.13. Схема НПЧ для преобразования трехфазного напряжения сети в трехфазное переменной частоты

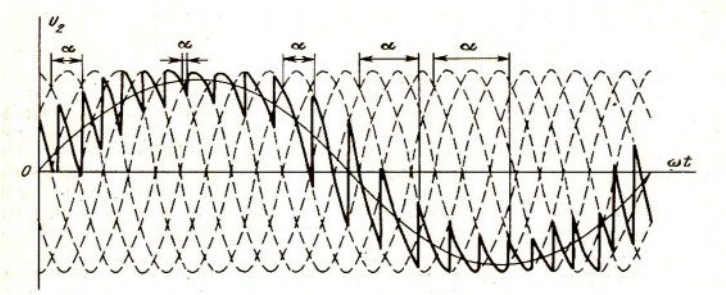


Рис. 4.14. Напряжение на входе и выходе НПЧ

Преобразователи частоты со звеном постоянного тока. Более широкий диапазон регулирования частоты и соответственно частоты вращения двигателя обеспечивают преобразователем со звеном постоянного тока, структурная схема которого представлены на рис. 4.10, б и 4.15. Схема содержит два независимых канала управления по частоте и напряжению. Вместо управляемого выпрямителя может использоваться широтно-импульсный преобразователь. Выходное напряжение

может также регулироваться за счет изменения угла управления тиристорами в инверторе. В этом случае существенно усложняется схема управления, однако отпадает необходимость в управляемом выпрямителе, вместо которого может быть включен неуправляемый выпрямитель с постоянным напряжением.

Автономный инвертор обычно представляет собой инвертор напряжения. В инверторах для установок средней и большой мощности используются как тиристоры, так и транзисторы.

Так как функционирование инвертора на транзисторах проще, то рассмотрим сначала этот тип инвертора. Схема его в однофазном исполнении представлена на рис. 4.16.

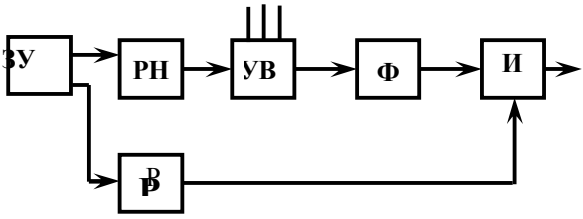


Рис. 4.15. Преобразователь частоты со звеном постоянного тока:
РН, РЧ – регуляторы напряжения и частоты;
УВ – управляемый выпрямитель; Ф – фильтр; И – инвертор

По команде от задающего устройства транзисторные ключи *VT1, VT4* и *VT2, VT3* попарно поочередно включаются. При этом на выходе преобразователя получаем напряжение прямоугольной формы. При индуктивной нагрузке форма кривой тока имеет вид, представленный на рис. 4.17. Для пропуска запасенной электромагнитной энергии после отключения соответствующего тиристора в схеме используются диоды *VD1-VD4.* Кривые токов, протекающих через них, показаны па том же рис. 4.17.

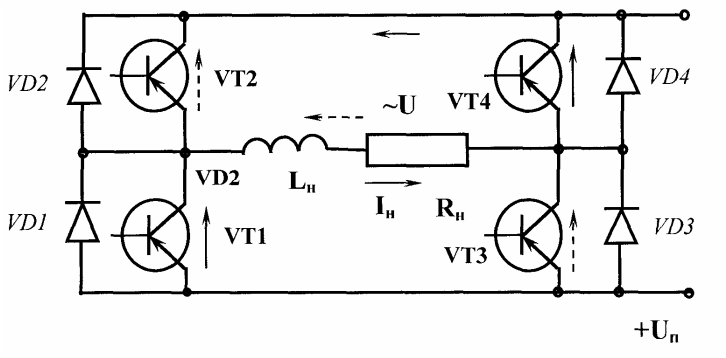


Рис. 4.16. Однофазный инвертор на транзисторах

Кривая выходного напряжения, естественно, имеет искаженный вид, существенно отличающийся от синусоиды. Однако гармонический состав напряжения в преобразователе со звеном постоянного тока значительно лучше, чем в НПЧ. Для формирования трехфазного напряжения, естественно, необходимо иметь три однофазных инвертора.

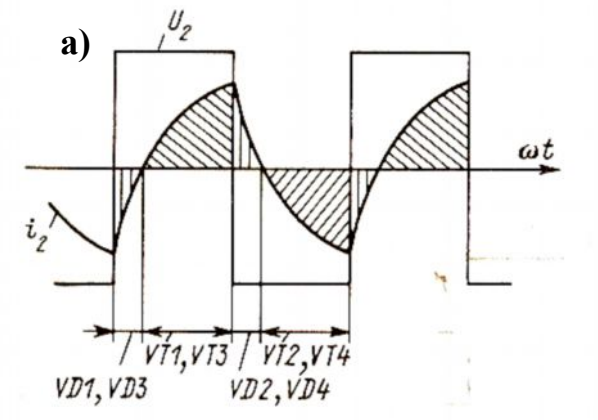


Рис. 4.17. Ток на выходе инвертора

4.9. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей переключением числа пар полюсов

На практике существует ряд производственных механизмов, которые по ходу технологического процесса должны работать на различ-

ных уровнях частоты вращения, при этом нет необходимости в плавном регулировании, а достаточно иметь привод с дискретным, ступенчатым изменением частоты вращения. Ограниченное число фиксированных частот вращения можно обеспечить с помощью переключения на различное число пар полюсов обмоток статора, при котором короткозамкнутый двигатель будет иметь многоскоростную частоту вращения. Беличья клетка короткозамкнутого двигателя автоматически образует число полюсов, равное числу полюсов статора. Изменение числа пар полюсов **p** используется обычно для двигателей с короткозамкнутым ротором, т. к. при этом требуется изменить пары полюсов **p** только для обмотки статора. Изменить **p** можно двумя способами:

1) применением на статоре нескольких обмоток, которые уложены в общих пазах и имеют разные числа пар полюсов;

2) применением обмотки специального типа, которая позволяет получить различные значения числа пар полюсов путем изменения схемы соединений обмотки.

Предложено значительное количество различных схем обмоток с переключением числа пар полюсов, однако широкое распространение на них получили только некоторые. Применение нескольких обмоток невыгодно, т. к. при этом из-за ограниченного места в пазах сечение проводников каждой из обмоток нужно уменьшать, что приводит к снижению мощности двигателя. Использование обмоток с переключением числа пар полюсов вызывает усложнение работы коммутационной аппаратуры, в особенности, если с помощью одной обмотки желают получить более двух частот вращения. Несколько ухудшаются также энергетические показатели двигателей.

Двигатели с изменением числа пар полюсов называются многоскоростными. Обычно они выпускаются на 2, 3 или 4 частот вращения, причем двухскоростные двигатели изготавливаются с одной обмоткой на статоре и с переключением числа пар полюсов в отношении $\mathbf{p_2 : p_1 = 2 : 1}$, трехскоростные двигатели – с двумя обмотками на статоре, из которых одна выполняется с переключением $\mathbf{p_2 : p_1} = 2{:}1$, четырехскоростные двигатели – с двумя обмотками на статоре, каждая из которых выполняется с переключением числа пар полюсов в отношении 2:1. Например, двигатель на $\mathbf{f_1} = 50$ Гц с синхронными скоростями вращения 1500/1000/750/500 об/мин имеет одну обмотку с переключением на $\mathbf{2p} = 4$ и 8 и другую обмотку с переключением на $\mathbf{2p} = 6$ и 12.

На рис. 4.18 представлены наиболее часто употребляемые схемы обмоток с переключением числа пар полюсов в отношении $\mathbf{p_2{:}p_1}=2{:}1$ при постоянном моменте, на рис. 4.19 – при постоянной мощности.

Можно определить мощности и моменты, развиваемые двигателями с такими схемами обмоток при постоянном линейном напряжении сети $\mathbf{U_{л1}}$ и наибольшем допустимом токе в фазной обмотке $\mathbf{I_ф}$. Пренебрегая разницей в условиях охлаждения при изменении скорости вращения, можно принять, что значение $\mathbf{I_ф}$ одинаково при обеих частотах вращения. Приближенно можно считать, что коэффициенты мощности и КПД при одинаковых значениях $\mathbf{I_ф}$ для обеих частот вращения также одинаковы.

При указанных условиях мощности на валу для схем рис. 4.18 соответственно равны

$$\mathbf{P_2 = \sqrt{3} U_{л1} \cdot I_ф \cdot \eta \cdot \cos\varphi_1}; \qquad \mathbf{P_2 = \sqrt{3} U_{л1} \cdot 2 \cdot I_ф \cdot \eta \cdot \cos\varphi_1}.$$

Таким образом,

$$\mathbf{P_1 / P_2 = 2}$$

и, следовательно, при переходе от меньшей скорости вращения к большей допустимая мощность на валу увеличивается в два раза. Момент вращения при этом, очевидно, остается постоянным, и поэтому схема переключения Y/ YY называется также схемой переключения с **M = const**.

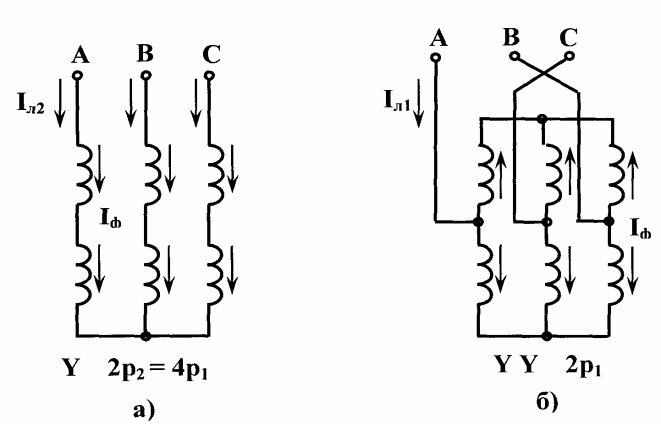


Рис. 4.18. Принципиальная схема соединений обмоток статора с переключением числа пар полюсов в отношении 2:1 при постоянном моменте

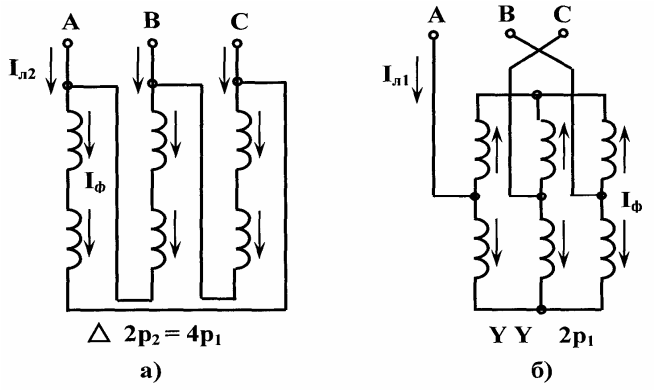


Рис. 4.19. Схема соединений обмоток статора с переключением числа пар полюсов в отношении 2:1 при постоянной мощности

При схемах рис. 4.19 имеем соответственно:

$$P_2 = \sqrt{3}U_{л1} \cdot I_{л2} \cdot \eta \cdot \cos\varphi_1 = \sqrt{3}U_{л1} \cdot \sqrt{3}I_ф \cdot \eta \cdot \cos\varphi_1 ;$$

$$P_1 = \sqrt{3}U_{л1} \cdot I_{л2} \cdot \eta \cdot \cos\varphi_1 = \sqrt{3}U_{л1} \cdot 2 \cdot I_ф \cdot \eta \cdot \cos\varphi_1 ,$$

откуда $$\frac{P_1}{P_2} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}15 .$$

Обычно при использовании схемы рис. 4.19 для обеих частот вращения указывается одинаковая номинальная мощность, т. е. принимается, что $P_1 = P_2$. Схема переключения Δ/YY называется также схемой переключения с постоянной мощностью **P = const.**

Вид механических характеристик двигателей со схемами обмоток в соответствии с рис. 4.18 и 4.19 изображен на рис. 4.20.

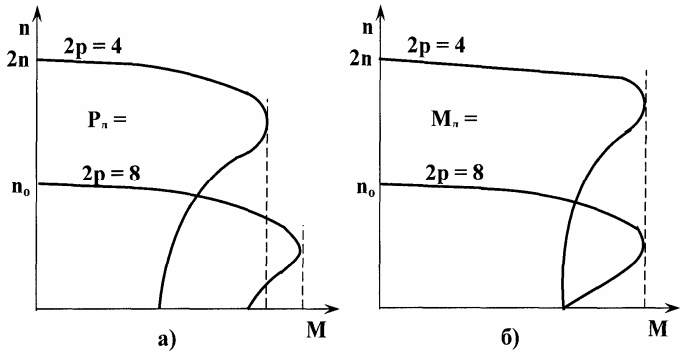


Рис. 4.20. Механические характеристики асинхронного двигателя при переключении обмотки статора на различные числа пар полюсов:
а – при постоянной мощности; б – при постоянном моменте

Масса и стоимость многоскоростных двигателей несколько больше, чем у нормальных асинхронных двигателей такой же мощности.

4.10. Регулирование частоты вращения изменением напряжения статора

Для регулирования частоты вращения изменением напряжения статора следует предусмотреть регулятор напряжения, изменяя первичное напряжение статора $\mathbf{U_1}$, не изменяя частоту сети. Как показано на рис. 4.21, регулятор напряжения включается между электросетью и двигателем. Мощность регулятора напряжения должно быть соизмеримо с мощностью двигателя.

При изменении первичного напряжения статора $\mathbf{U_1}$ момент двигателя изменяется пропорционально $\mathbf{U_1^2}$, и соответственно изменяются механические характеристики. Однако следует отметить, что изменение первичного напряжения статора $\mathbf{U_1}$ должно происходить в сторону уменьшения, в результате чего изменяются также значения рабочих скольжений **s.**

На рис. 4.22 представлена механическая характеристика, т. е. зависимость $\mathbf{M_{ст} = f\,(s)}$ при различных значениях напряжениях статора $\mathbf{U_1}$. Очевидно, что регулирование **s** в этом случае возможно в пределах $\mathbf{0 < s < s_{кр}}$. Для получения достаточно большего диапазона регулирования частоты вращения необходимо, чтобы активное сопротивление цепи ротора и соответственно $\mathbf{s_{кр}}$ были достаточно велики.

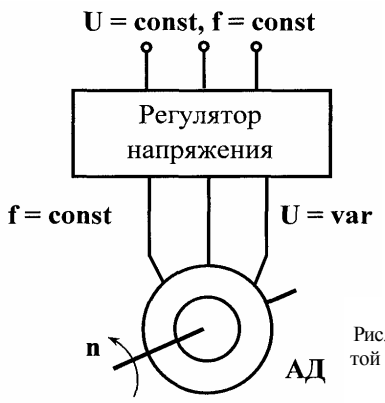


Рис. 4.21. Структурная схема регулирования частотой вращения асинхронного двигателя при изменении напряжения статора

Следует учитывать, что во вторичной цепи возникают потери, равные мощности скольжения $\mathbf{P_s}$ и вызывающие повышенный нагрев ротора.

Этот метод регулирования частоты вращения применяется также для двигателей с фазным ротором. Причем в этом случае в цепь ротора включаются добавочные сопротивления.

В связи с пониженным КПД и трудностями регулирования напряжения рассматриваемый метод применяется только для двигателей малой мощности. При этом для регулирования $\mathbf{U_1}$ можно использовать регулируемые автотрансформаторы или сопротивления, включенные последовательно в первичную цепь.

В последние годы для этой цели все чаще применяют реакторы насыщения, регулируемые путем подмагничивания постоянным током. При изменении значения постоянного тока подмагничивания индуктивное сопротивление реактора изменяется, что приводит к изменению напряжения на зажимах двигателя.

Путем автоматического регулирования тока подмагничивания можно расширить зону регулирования частоты вращения и получить при этом жесткие механические характеристики (рис. 4.22, б).

Импульсное регулирование частоты вращения производится путем периодического включения двигателя в сеть и отключения. В двигателях с фазным ротором применяют периодическое шунтирование с помощью контактора или полупроводниковых вентилей сопротивлений, включенных последовательно в цепь ротора и в зависимости от частоты и продолжительности импульсов. При этом двигатель будет работать с некоторой приблизительно постоянной частотой вращения.

Подобное регулирование применяется только для двигателей весьма малой мощности.

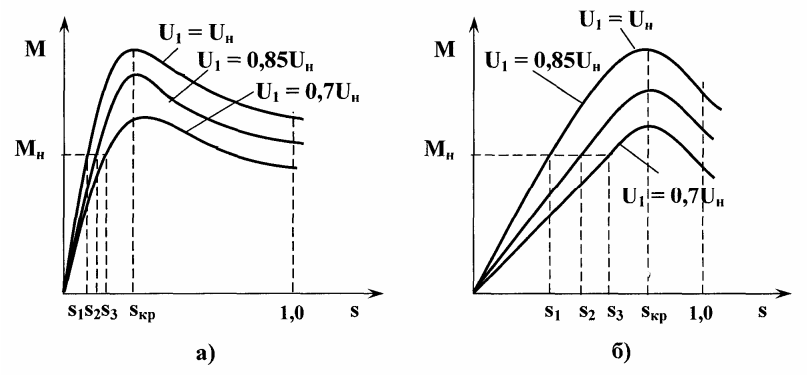


Рис. 4.22. Механические характеристики асинхронных двигателей при различных значениях напряжения статора

4.11. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей с фазным ротором

Способы регулирования частоты вращения в двигателях с фазным ротором имеют некоторые особенности, заключающиеся в том, что можно использовать возможность включения регулирующих устройств в цепь ротора. Регулирование частоты вращения производится с помощью реостата, включенного в цепь ротора, при этом реостат должен быть рассчитан на длительную работу.

На рис. 4.23. представлена схема реостатного регулирования и механическая характеристика асинхронного двигателя при различных сопротивлениях в цепи ротора.

При увеличении активного сопротивления в цепи ротора вид механической характеристики двигателя изменяется: характеристика становится более мягкой, и скольжение двигателя при том же моменте нагрузки $\mathbf{M_{ст}}$ увеличивается.

При $\mathbf{M_н = const}$ рабочее скольжение **s** с большой точностью пропорционально $\mathbf{s_{кр}}$ и, следовательно, активному сопротивлению цепи ротора. Поэтому скольжения **s** и **s'**, соответствующие случаям $\mathbf{r_д = 0}$ и $\mathbf{r_{д\,1} \neq 0}$, находятся в соотношении

$$\frac{s'}{s} = \frac{r_{д1} + r_2}{r_2}.$$

Откуда значение $r_{д1}$, необходимое для получения скольжения s', равно

$$r_{д1} = (\frac{s'}{s} - 1) \cdot r_2 .$$

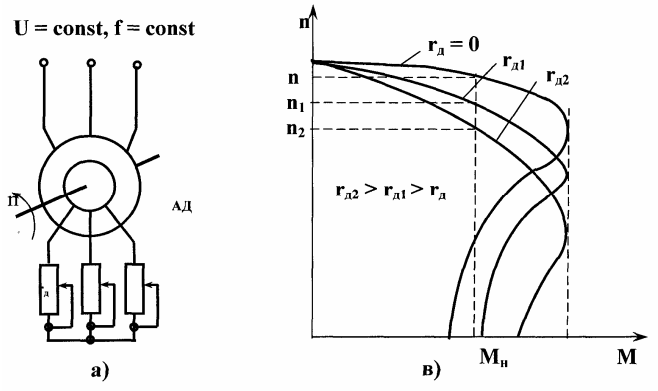


Рис. 4.23. Схема реостатного регулирования и механическая характеристика асинхронного двигателя при различных сопротивлениях ротора

Рассматриваемый способ регулирования частотой вращения связан со значительными потерями электроэнергии в добавочном сопротивлении $r_д$ цепи ротора и поэтому малоэкономичен. Этот способ применяется главным образом при кратковременной или повторно – кратковременной работе, а также с вентиляторным моментом.

К недостаткам реостатного регулирования частотой вращения относятся мягкость механической характеристик и зависимость диапазона регулирования от нагрузки.

4.12. Регулирование частоты вращения двигателя в режиме двойного питания

В машинах двойного питания (МДП) энергия от питающей сети подводится и к статорным, и к роторным обмоткам. Статорные обмотки подключаются непосредственно к питающей сети, роторные – через регулируемый преобразователь частоты (рис. 4.24).

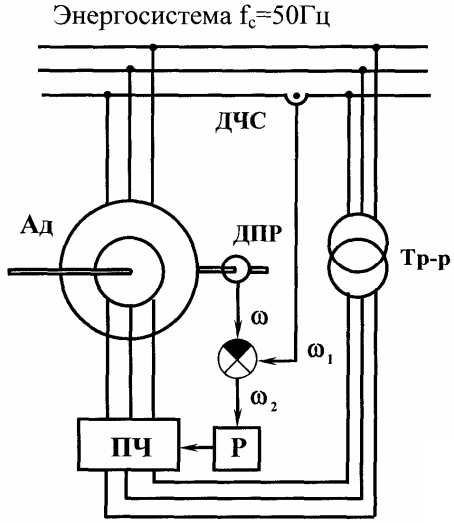


Рис. 4.24.Схема машины двойного питания

МДП представляет собой синтез электрической машины с симметричными, в магнитном отношении, многофазными статором и ротором (число фаз не менее двух) и управляемого преобразователя частоты (**ПЧ**) в цепи ротора. Кроме того, МДП состоит из преобразователя частоты, трансформатора (**Тр-р**), регулятора (**Р**), датчика частоты сети (**ДЧС**) и датчика положения ротора (**ДПР**).

Назначение ПЧ – создавать вращающееся относительно ротора в нужном направлении круговое магнитное поле с требуемыми амплитудой, частотой и фазой согласно режиму работы МДП. Основным звеном управления является регулятор (**Р**), где формируется напряжение, частота которого равна частоте скольжения ротора машины относительно поля статора, а его амплитуда и фаза изменяются в соответствии с выбранной функцией регулирования. Регулятор, согласно функции регулирования, управляет ПЧ и через него – полем ротора.

Основными датчиками, на базе которых регулятор формирует закон управления полем ротора, являются датчик напряжения сети (ДЧС) и датчик (задатчик) частоты вращения ротора (ДПР). Датчик напряжения сети дает информацию о векторе напряжения сети и его модуле, фазе и частоте. ДПР дает информацию об угловом положении ротора МДП относительно статора и частоте вращения ротора.

МДП работает следующим образом. Частота напряжения в роторной обмотке с помощью регулятора, воздействующего на ПЧ, из-

меняется с задаваемой частотой скольжения. Если частота вращения ротора меньше синхронной, то направление вращения магнитного поля роторной обмотки совпадает с направлением вращения ротора, а если же частота вращения ротора превышает синхронную, оно направлено против вращения ротора. В результате сложения частот вращения ротора и магнитного поля роторной обмотки магнитное поле в воздушном зазоре машины вращается относительно статора с синхронной частотой. При этом между частотами вращения поля статора (ω_1), поля ротора (ω_2) и частотой вращения ротора (ω) существует однозначное соотношение

$$\omega_1 = \omega_2 + \omega, \qquad (4.35)$$

где $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 / p$; $\omega = 2 \cdot \pi \cdot n$; $\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_2 / p$; f_1 – частота сети; p – число полюсов асинхронной машины; f_2 – частота тока роторной обмотки; n – частота вращения ротора.

В МДП условие (4.35) обеспечивается системой автоматического управления (рис. 4.24). На вход регулятора, аряду с другими сигналами о состоянии МДП, поступают также два сигнала: от сети с частотой ω_1 и от датчика положения ротора ω. Сравнивая частоту ω_1 с частотой ω, регулятор выдает на выходе сигналы с частотой

$$\omega_2 = \omega - \omega_p . \qquad (4.36)$$

Полученный на выходе регулятора сигнал воздействует на силовой элемент ПЧ, который обеспечивает выполнение условия (4.35).

Режим двойного питания асинхронного двигателя фазным ротором связана с введением внешнего напряжения U_2 во вторичную цепь ротора с помощью его контактных колец при условии, что частота этой внешнего напряжения U_2 всегда равна частоте вторичного тока и ЭДС $f_2 = sf_1$ самого двигателя (рис. 4.25).

Вторичный ток двигателя имеет значение, необходимое для создания нужного электромагнитного момента M в соответствии с моментом нагрузки $M_{ст}$ на валу. Если теперь во вторичную цепь ввести внешнее напряжение встречно ЭДС скольжения E_{2s} в этой же цепи, то вторичный ток в первый момент времени уменьшится. Поэтому развиваемый двигателем момент M также уменьшится, начнет тормо-

зиться, а скольжение **s** – увеличиваться. При этом ток $\mathbf{I}_2$, а вместе с ним и момент **M** будут увеличиваться. Это будет происходить до тех пор, пока опять не наступит равновесие моментов $\mathbf{M} = \mathbf{M}_{ст}$ на валу. Очевидно, что посредством регулирования величины $\mathbf{U}_2$ можно регулировать величину **s** и, следовательно, частоты вращения двигателя.

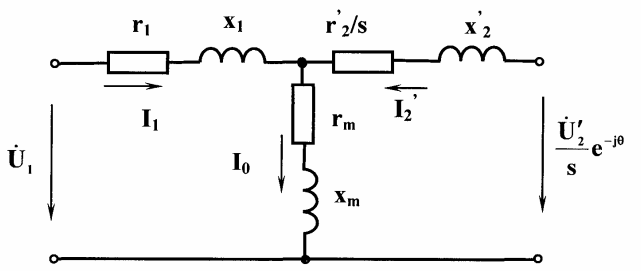


Рис. 4.25. Схема замещения машины двойного питания

Предположим теперь, что напряжения $\mathbf{U}_2$ имеет по сравнению с рассмотренным случаем противоположное направление и совпадает по фазе с ЭДС $\mathbf{sE}_2$ (рис. 4.25). В этом случае после введения напряжения $\mathbf{U}_2$ ток $\mathbf{I}_2$ и момент **M** возрастет, двигатель будет ускоряться, и **s** будет уменьшаться. При достаточном значении напряжения $\mathbf{U}_2$ скольжение **s** уменьшится до нуля, и если ток $\mathbf{I}_2$, создаваемый в этом случае только за счет действия напряжения $\mathbf{U}_2$, все еще будет велик по сравнению с током, необходимым для создания момента $\mathbf{M} = \mathbf{M}_{ст}$, то ускорение двигателя будет продолжаться, и частота вращения превысит синхронную. Скольжение **s** и ЭДС $\mathbf{E}_{2s}$ при этом изменит знаки, и будут расти по абсолютной величине до тех пор, пока ток не упадет до необходимого значения. Ток $\mathbf{I}_2$ при этом будет иметь составляющую, совпадающую с **Ф**. Поэтому намагничивающий ток, потребляемый из первичной цепи, уменьшится, и **cos φ** двигателя повысится.

Таким образом, с помощью внешнего напряжения $\mathbf{U}_2$ путем изменения ее значения и направления можно осуществить плавное двухфазное регулирование частотой вращения двигателя: ниже и выше синхронной.

Если пренебречь потерями, то мощность источника внешнего напряжения $\mathbf{U}_2$ равна мощности скольжения $\mathbf{P}_s = \mathbf{sP}_{эм}$, причем при $\mathbf{s > 0}$

этот источник является приемником и потребляет энергию из вторичной цепи двигателя, а при **s > 0** – генератором и отдает мощность во вторичную цепь двигателя. Механическая мощность, развиваемая магнитным полем двигателя, при **s > 0** будет меньше $\mathbf{P_{эм}}$, а при **s > 0** в соответствии с изменением знака мощности скольжения $\mathbf{P_{мх} > P_{эм}}$.

4.13. Пример расчета трехфазного асинхронного двигателя

Рассчитать и построить механическую характеристику трехфазного асинхронного двигателя по заданным параметрам.

1. Дан асинхронный двигатель номинальной мощностью $\mathbf{P_2}$, синхронной частотой вращения $\mathbf{n_{c,}}$, с η КПД и коэффициентом мощности $\cos\varphi$, который подключен к сети частотой $\mathbf{f_1 = 50}$ Гц.

2. Определить сопротивления обмоток асинхронного двигателя.

3. Рассчитать и построить механическую характеристику асинхронного двигателя.

Пример. Исходные данные: Асинхронный двигатель номинальной мощностью $\mathbf{P_2 = 30}$ кВт, синхронной частотой вращения $\mathbf{n_c}$=**1500** обр./мин; частота сети $\mathbf{f_1 = 50}$ Гц. Сопротивления обмоток даны в относительных единицах: $\mathbf{R_1} = 0{,}034$; $\mathbf{R'_2} = 0{,}018$; $\mathbf{X_\mu} = 3{,}9$; $\mathbf{X_1} = 0{,}068$; $\mathbf{X'_2} = 0{,}12$, коэффициент полезного действия $\eta = 0{,}91$, коэффициент мощности $\cos\varphi = 0{,}89$, номинальное скольжение $\mathbf{s_н} = 0{,}019$; номинальное фазное напряжение на статоре $\mathbf{U_{1Ф}} = 220$ В; число пар полюсов **p** = 2.

Номинальный ток статора определяется по следующей формуле:

$$\mathbf{I_Ф} = \frac{\mathbf{P_{2ном}}}{\mathbf{3 \cdot U_{1Ф} \cdot \eta \cdot \cos\varphi}} = \frac{\mathbf{30000}}{\mathbf{3 \cdot 220 \cdot 0{,}91 \cdot 0{,}89}} = \mathbf{56{,}12}\ \text{А}.$$

Сопротивления в каталоге даны в относительных единицах, поэтому используем формулы перехода:

$$\mathbf{Z_н} = \frac{\mathbf{U_{1ном}}}{\mathbf{I_Ф}} = \frac{\mathbf{220}}{\mathbf{56{,}12}} = \mathbf{3{,}92}\ \text{Ом},$$

тогда остальные сопротивления в абсолютных величинах, в Омах, равны:

$$\mathbf{x_\mu = X_\mu \cdot Z_н = 3{,}92 \cdot 3{,}9 = 15{,}29} \quad \mathbf{x_1 = X_1 \cdot Z_н = 0{,}068 \cdot 3{,}92 = 0{,}267}\ ;$$

$$x'_2 = X'_2 \cdot Z_н = 0{,}12 \cdot 3{,}92 = 0{,}47\ ;\ r'_2 = R'_2 \cdot Z_н = 0{,}018 \cdot 3{,}92 = 0{,}071\ ;$$

$$r_1 = R_1 \cdot Z_н = 0{,}034 \cdot 3{,}92 = 0{,}133\ ;$$

$$c_1 = 1 + \frac{x'_1}{x_\mu} = 1 + \frac{0{,}267}{15{,}29} = 1{,}017\ ;\ a = \frac{2 \cdot r_1}{c \cdot r'_2} = 3{,}74\ .$$

Для расчета и построения естественной характеристики двигателя определим:

- синхронную частоту вращения магнитного поля статора

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{p} = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 50}{1} = 314\ \text{с}^{-1};$$

- критическое скольжение

$$s_к = \frac{c \cdot r'_2}{\sqrt{r^2{}_1 + (x_1 + c \cdot x'_2)^2}} = 0{,}095\ ;$$

- критический момент

$$M_к = \frac{3 \cdot U^2_{1Ф}}{\sqrt{r^2{}_1 + (x_1 + c \cdot x'_2)^2}} = 261{,}08\ \text{Нм};$$

- номинальный момент по формуле Клосса

$$M_к = \frac{3 \cdot U^2_{1Ф}}{\sqrt{r^2{}_1 + (x_1 + c \cdot x'_2)^2}} = 261{,}08\ \text{Нм};$$

- пусковой момент

$$M_П = \frac{3 \cdot U^2_{1Ф} \cdot p \cdot r'_2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \sqrt{(r^2{}_1 + c \cdot r'_2)^2 + (x_1 + c \cdot x'_2)^2}} = 55{,}67\ \text{Нм};$$

- номинальную частоту вращения ротора

$$\omega_н = \omega_0 \cdot (1 - s_н) = 308{,}03\ \text{с}^{-1};$$

- критическую частоту вращения ротора

$$\omega_к = \omega_0 \cdot (1 - s_к) = 284{,}3\ \text{с}^{-1}.$$

По вышеуказанным значениям частоты вращения ротора и момента можно построить механическую характеристику асинхронного двигателя.

4.14. Контрольные вопросы

1. На какие типы машин подразделяются электрические машины переменного тока?
2. На какие типы по конструкции ротора подразделяются асинхронные двигатели?
3. Какие параметры в машине переменного тока определяют частоту вращения ротора?
4. Если число пар полюсов равно p = 4, чему равна синхронная частота вращения ротора асинхронной машины при частоте f = 50 Гц?
5. Какое поле создает трехфазное магнитное поле?
6. Какая электрическая машина переменного тока называется синхронной, а какая асинхронной?
7. При пуске асинхронной машины чему равняется скольжение?
8. Что меняется при изменении числа полюсов машины переменного тока?
9. Нарисуйте схему частотного управления асинхронным двигателем.
10. Какую функцию выполняет частотный преобразователь?
11. Перечислите способы управления асинхронными двигателями.
12. Перечислите типы преобразователей частоты.
13. Чем отличается непосредственный преобразователь частоты от преобразователя частоты со звеном постоянного тока?

5. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

5.1. Общие сведения

Асинхронные электродвигатели малой мощности (15 – 600 Вт) применяют в автоматических устройствах и в электробытовых приборах для привода вентиляторов, насосов и другого оборудования, не требующего регулирования частоты вращения. В электробытовых приборах обычно используются в однофазные микродвигатели, т. к. они получают питание от однофазной сети переменного тока. Однако в ряде случаев применяют трехфазные микродвигатели. По своему устройству трехфазные асинхронные двигатели малой мощности, применяемые в автоматических устройствах, не отличаются от трехфазных асинхронных двигателей общего применения и выполняются преимущественно с короткозамкнутым ротором. Особенность их состоит в том, что по сравнению с асинхронными двигателями большой и средней мощности они имеют повышенное активное сопротивление обмотки ротора и работают поэтому с повышенным скольжением при номинальном режиме.

Однофазные двигатели отличаются от трехфазных лишь тем, что на статоре помещена однофазная обмотка, занимающая 2/3 пазов. Большинство асинхронных двигателей малой мощности выполняются однофазными. Эти двигатели при наличии только одной обмотки на статоре не обладают пусковым моментом, поэтому на статоре таких двигателей предусматривают вспомогательную обмотку или другие пусковые приспособления;

Однофазные асинхронные двигатели со вспомогательной обмоткой на статоре делят на следующие типы:

1) однофазные конденсаторные – с конденсатором,

постоянно включенным в цепь вспомогательной обмотки;

2) однофазные с конденсаторным пуском – с включением конденсатора во вспомогательную обмотку лишь на время пуска;

3) однофазные с реостатным пуском – с включением добавочного активного сопротивления во вспомогательную обмотку на время пуска;

4) однофазные с расщепленными или экранированными полюсами, выполняемые с явнополюсным статором с сосредоточенной обмоткой и короткозамкнутыми пусковыми витками на частях полюсов.

В однофазных двигателях со вспомогательной обмоткой на статоре как основная, так и вспомогательная обмотки распределены в пазах статора и взаимно сдвинуты по окружности статора на половину полюсного деления или 90 электрических градусов. Роторы таких двигателей выполняются короткозамкнутыми или полыми (в виде стакана из алюминиевого сплава).

Для приводов малой мощности, где энергетические показатели не играют решающие роли, применяют управляемые двухфазные двигатели. В этих двухфазных двигателях одна из обмоток (обмотка возбуждения) подключается непосредственно к однофазной сети переменного тока, а к другой (управляющей) обмотке подается регулируемое напряжение. Ток этой обмотки создает поток, отстающий от тока обмотки возбуждения или опережающий этот ток, осуществляя, таким образом, реверсирование и регулирование скорости вращения двигателя. Такие маломощные асинхронные двигатели обычно называют исполнительными. Исполнительные двигатели применяют в установках автоматического управления и регулирования, счетно-решающих устройствах, следящих системах и других промышленных установках.

5.2. Однофазные асинхронные двигатели

Принцип работы однофазного двигателя заключается в следующем. Если к однофазной обмотке статора подать переменное напряжение (рис. 5.1), то по этой обмотке будет протекать переменный ток, который создаст пульсирующее магнитное поле. Это пульсирующее магнитное поле можно разложить на два одинаковых круговых поля, вращающихся с синхронной частотой $\mathbf{n_1}$ в противоположные стороны.

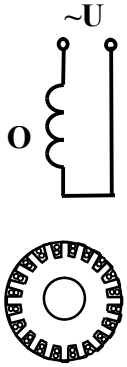


Рис. 5.1. Схема однофазного асинхронного двигателя

При неподвижном роторе оба поля вращаются относительно него с одной и той же частотой вращения $\mathbf{n_1}$. Каждое поле наводит в обмотке ротора равные по ЭДС, которые при короткозамкнутом роторе индуктируют токи. От взаимодействия этих токов с магнитными потоками возникают два одинаковых, но противоположно направленных вращающих момента $\mathbf{M_I}$ и $\mathbf{M_{II}}$ (рис. 5.2), разность которых создает результирующий вращающий момент однофазного двигателя $\mathbf{M = M_I - M_{II}}$. Результирующий пусковой момент при $\mathbf{s = 1}$ равен нулю, и поэтому ротор не приходит во вращение. Отсутствие пускового момента – основной недостаток однофазного двигателя.

Если ротор привести во вращение в каком-нибудь направлении, то один из вращающихся моментов будет преобладать над другим моментом, и двигатель будет разгоняться, как в обычном трехфазном асинхронном двигателе. По мере разгона двигателя скольжение **s** уменьшается, а момент (например, $\mathbf{M_I}$) до определенного предела увеличивается (кривая $\mathbf{M_I}$ в первом квадранте на рис. 5.2). Таким образом, однофазный асинхронный двигатель будет работать как трехфазный.

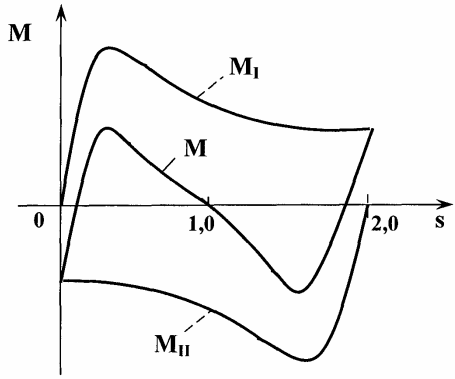


Рис. 5.2. Зависимость **M = f(s)** однофазного двигателя

Скольжение ротора относительно прямого поля будет равен $\mathbf{s_{пр} = (n_1 - n)/n_1 = s,}$ а частота тока ротора, наведенного этим полем, $\mathbf{f_{2пр} = sf}$. Обратное вращающееся магнитное поле относительно ротора создает режим электромагнитного тормоза, при котором в роторе наводятся ЭДС повышенной частоты, вследствие чего индуктивное сопротивление ротора возрастает, а момент $\mathbf{M_{II}}$ уменьшается (кривая $\mathbf{M_{II}}$ в четвертом квадранте на рис. 5.2). Скольжение ротора относительно обратного поля,

$$\mathbf{s_{обр} = \frac{n_1 - (-n)}{n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{n_1 + n_1(1 - s)}{n_1} = 2 - s,}$$

а частота тока $\mathbf{f_{2обр} = f \cdot s_{обр} = f(2 - s).}$

При вращении ротора в обратную сторону происходит тот же процесс, но в обратном направлении. Следовательно, направление вращения ротора такого асинхронного двигателя определяется управлением, в котором привели во вращение ротор.

Намагничивающий ток однофазного двигателя больше, чем трехфазного. Это приводит к снижению **cosφ**. КПД **η** и перегрузочная способность λ_m у однофазного двигателя меньше, чем у трехфазного. Поэтому пусковые, рабочие и регулировочные характеристики у однофазного двигателя хуже, чем у трехфазного.

Пуск однофазных двигателей осуществляют с помощью вспомогательной обмотки, которая укладывается на статоре под углом 90 ° к обмотке возбуждения. При питании этих двух обмоток токами, сдвинутых друг относительно друга, по фазе на **T/4** возникает вращающееся магнитное поле.

Такой сдвиг может быть осуществлен путем включения емкости в цепь пусковой обмотки (**ПО**) (конденсаторный пуск). При работе пусковая обмотка отключается (рис. 5.3). Следовательно, при пуске двигатель работает как двухфазный, а при нормальной частоте вращения как однофазный.

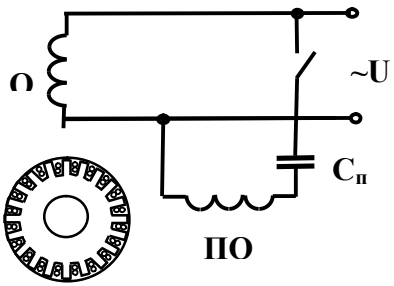


Рис. 5.3. Схема однофазного асинхронного двигателя
с пусковой обмоткой

Условия получения вращающегося магнитного поля выполняются только при включении вполне определенной для данного двигателя емкости. Эта емкость, следовательно, габариты конденсаторов получаются значительными (например, для двигателей 50–200 Вт требуется емкость 20–30 мкФ), что ограничивает по мощности применение таких однофазных двигателей.

В настоящее время применяют однофазные двигатели с пусковой обмоткой, обладающей повышенным активным и малым индуктивным сопротивлениями. Различие в сопротивлениях обмоток обеспечивает сдвиг МДС по фазе, что приводит к возникновению пускового момента $\mathbf{M_п = (1÷1{,}5)\ M_н}$. Наибольшее распространение получили однофазные двигатели мощностью от 15 до 600 Вт.

Асинхронные конденсаторные двигатели выполняют с короткозамкнутым ротором. В пазах статора укладывают две обмотки **А** и **Б** (рис. 5.4). Конденсаторный двигатель, хотя и питается от однофазной сети, по существу является двухфазным. Круговое поле в нем получается при равенстве МДС $\mathbf{F_A}$ и $\mathbf{F_B}$ обмоток **А** и **Б** и сдвига этих МДС на 90 ° в пространстве и во времени, т. е.

$$\underline{F}_Б = j\underline{F}_A \quad \text{или} \quad k_{обмБ}\omega_Б\underline{F}_Б = jk_{обмА}\omega_A\underline{F}_A ,$$

откуда

$$\underline{F}_Б = j\frac{k_{обмА}\omega_A}{k_{обмБ}\omega_Б}\underline{F}_A = j\frac{1}{k}\underline{F}_A , \qquad (5.1)$$

где $k_{обмБ}\omega_Б / k_{обмА}\omega_A = k$ – коэффициент трансформации обмоток статора.

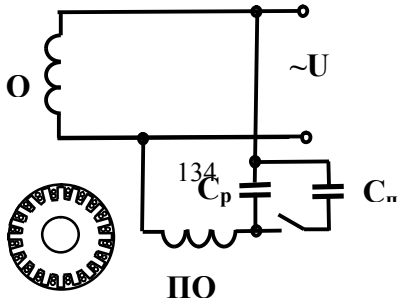


Рис. 5.4. Схема включения конденсаторного двигателя

Величина рабочей емкости $\mathbf{C_р}$, необходимого для создания кругового вращающегося поля, определяется из следующего выражения:

$$\mathbf{C_Р = I_Б / \omega U_С = (I_Б / \omega U_А)\cos\varphi_Б = (I_Б / 2\pi f U)\cos\varphi_А}, \quad (5.2)$$

где $\mathbf{tg\varphi_А = U_Б / U_А}$.

Таким образом, с помощью конденсатора $\mathbf{C_р}$ в таком двигателе можно получить круговое вращающееся поле только для какого-нибудь одного, вполне определенного режима. Выбирая конденсатор, следует иметь в виду, что напряжение на нем $\mathbf{U_С = \sqrt{U^2 + U_Б^2} = U\sqrt{1 + k^2}}$ может быть выше напряжения сети **U**.

При пуске двигателя с включенным конденсатором $\mathbf{C_р}$ поле принимает эллиптическую форму, и пусковой момент составляет до 30 % от $\mathbf{M_н}$. Для улучшения пусковых характеристик конденсаторного двигателя параллельно с конденсатором $\mathbf{C_р}$ в цепь конденсаторной фазы на период пуска включают пусковой конденсатор $\mathbf{C_п}$ (рис. 5.4). Емкость этого конденсатора рассчитывают исходя из условия получения достаточного пускового момента $\mathbf{M_п}$ = (1,5÷2,5) $\mathbf{M_н}$. По окончании пуска двигателя конденсатор $\mathbf{C_п}$ отключают, и двигатель работает только с конденсатором $\mathbf{C_р}$.

Большинство трехфазных двигателей могут работать как от трехфазной, так и однофазной сети, и в этих двигателях на щиток выводятся начала и концы всех трех фаз обмотки статора.

5.3. Асинхронные исполнительные двигатели

Асинхронные исполнительные двигатели широко используются в приводах малой мощности. В зависимости от конструкции ротора различают следующие виды асинхронных исполнительных двигателей:

1) с полым немагнитным ротором;
2) с короткозамкнутым ротором в виде беличьей клетки;
3) с полым ферромагнитным ротором;
4) с массивным ферромагнитным ротором.

На статоре двигателя уложены две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90 электрических градусов (рис. 5.5, а).

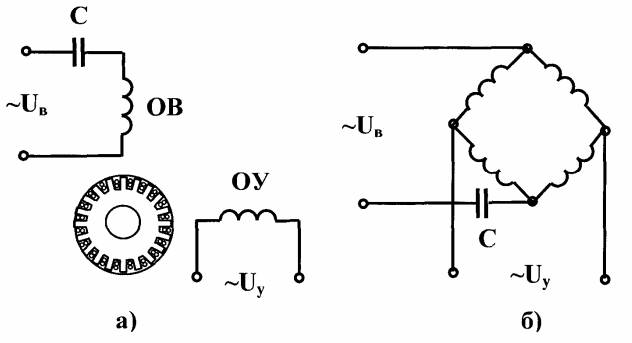


Рис. 5.5. Схемы включения асинхронных исполнительных двигателей

Одна из них – обмотка возбуждения (**ОВ**) – включается в сеть, на другую – обмотку управления (**ОУ**) подается сигнал управления $\dot{U}_y$. Сдвиг по фазе между напряжениями $\dot{U}_y$ и

$\dot{U}_B$, необходимый для получения вращающегося поля, создается емкостью.

В асинхронных исполнительных двигателях статорные обмотки включают по мостовой схеме (рис. 5.5, б), и эти обмотки имеют одинаковое число витков, а также между собой электрическую связь. Направление вращения ротора исполнительного двигателя зависит от того, какое из напряжений ($\dot{U}_B$ или $\dot{U}_y$) является опережающим по фазе.

Одно из главных требований, предъявляемых к исполнительному двигателю, заключается в том, что при снятии сигнала ротор должен остановиться без применения каких-либо тормозящих устройств, т. е. должен отсутствовать самоход. Для этого необходимо повысить активное сопротивление ротора до такой величины, при которой критическое скольжение больше единицы.

Критическое скольжение имеет ту же величину, что и для трехфазной (симметричной) асинхронной машины

$$s_m = r_2' / x_{SK},$$

где r_2' – активное сопротивление ротора, x_{sk} – индуктивное сопротивление ротора в режиме короткого замыкания.

Критерием отсутствия самохода является выражение

$$(r_2' / x_{sk}) \geq 1.$$

С учетом отсутствия самохода и линейности характеристик параметры исполнительного двигателя выбирают так, чтобы критическое скольжение s_m = 2–5.

При включении только обмотки возбуждения ротор может самостоятельно вращаться. Причиной этого явления служит возникновение слабо эллиптического поля, обусловленного «эффектом короткозамкнутого витка». Таким витком может быть действительно случайно замкнутый на себя виток статорной обмотки, однако тот же эффект может получиться и при замыкании между собой листов статорного пакета, а также при плохой изоляции

между листами статора и стягивающими их шпильками. Такой самоход называется технологическим и чаще всего возникает у двигателей самой малой мощности, у которых ротор в силу ничтожной инерции приходит во вращение при малейшем отклонении характера поля от пульсирующего. Для устранения технологического самохода необходимо самым тщательным образом изготавливать обмотку, не допуская коротких замыканий.

Асинхронный исполнительный двигатель должен работать на устойчивой части механической характеристики в широком диапазоне изменения частоты вращения ротора. Этого можно добиться, если выполнить ротор с большим активным сопротивлением, при котором максимум вращающего момента смещается в область отрицательных частот вращения (рис. 5.6, кривая **3**).

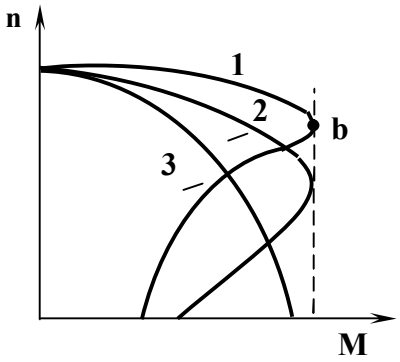


Рис. 5.6. Механические характеристики синхронного двигателя с различным значением активного сопротивления ротора

Для сравнения на том же рисунке показаны механические характеристики обычного асинхронного двигателя (кривая **1**), имеющего участок **ab** устойчивой работы, со-

ставляющий 10–20 % от всего диапазона возможных частот вращения, и двигателя с повышенным сопротивлением ротора (кривая **2**). Таким образом, увеличением активного сопротивления обеспечивается работа двигателя в широком диапазоне изменения частоты вращения ротора на устойчивой части механической характеристики, ее линейность и отсутствие самохода в однофазном режиме.

Высокое быстродействие асинхронных исполнительных двигателей можно обеспечить, выполнив их с малым моментом инерции вращающихся частей.

Асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором представлен на рис. 5.7. Внешний статор **1** набран из листов электротехнической стали и не отличается от статора обычного асинхронного двигателя. Обмотки **2** возбуждения и управления, расположенные в пазах статора, как правило, выполняются двухслойными с укороченным шагом. Внутренний статор **3** также набирается из листов электротехнической стали и служит для уменьшения магнитного сопротивления потоку, проходящему через зазор. Полый ротор **4** выполняется в виде тонкостенного стакана из сплавов алюминия. Своим дном он жестко укрепляется на валу **5**, свободно вращающемся в подшипниках. Толщина стенок ротора в зависимости от мощности составляет в пределах от 0,2 до 1,0 мм.

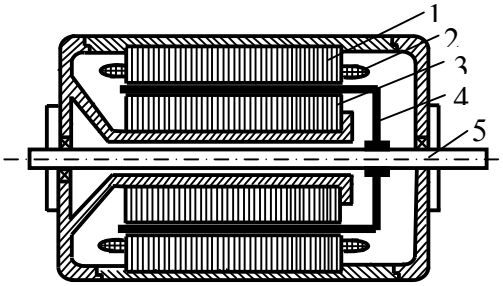


Рис. 5.7. Схема конструкции двигателя с полым немагнитным ротором

В двигателях мощностью до 1,5 Вт обмотки размещают в пазах внутреннего статора, а внешний статор служит для уменьшения магнитного сопротивления. Одну обмотку размещают на внешнем, а другую – на внутреннем статоре.

Величина зазоров между ротором и статорами не превосходит, 0,15–0,25 мм. Так как ротор является немагнитным и тоже представляет собой как бы зазор, общая величина зазора между внешним и внутренним статором составляет 0,5–1,5 мм.

Из-за большого зазора намагничивающий ток двигателя с полым немагнитным ротором достигает 90 % от номинального тока. При этом коэффициент мощности и КПД двигателя низкие. Из-за большого намагничивающего тока приходится увеличивать сечение провода обмоток и объем пазов статора, а, следовательно, размеры и общую массу машины.

К преимуществам таких двигателей следует отнести высокое быстродействие, бесшумность вращения, отсутствие радиопомех.

Асинхронные двухфазные двигатели с короткозамкнутым ротором применяют в системах автоматики, где быстродействие не играет существенной роли. Обмотку ротора выполняют из материала с повышенным удельным сопротивлением (латунь, бронза), с тем, чтобы увеличить зону устойчивой работы, обеспечить линейность регулирования, устранить самоход. При этом критическое скольжение $\mathbf{s_m} = 3–4$.

Асинхронный исполнительный двигатель с короткозамкнутым ротором выполняют с малым воздушным зазором – до 0,15 мм. Уменьшение воздушного зазора снижает намагничивающий ток, что увеличивает коэффици-

ент мощности, КПД, вращающий момент и повышает быстродействие.

Асинхронные двигатели с полым ферромагнитным ротором применяют в схемах автоматики в качестве исполнительных и вспомогательных устройствах. Ротор выполнен в виде стального цилиндра с толщиной стенки 0,5–3 мм. Внутреннего статора нет, т. к. магнитный поток замыкается через ротор. Вследствие эффекта вытеснения тока и большого удельного сопротивления стали активное сопротивление полого ферромагнитного ротора довольно высокое, что устраняет самоход, обеспечивает устойчивую работу двигателя во всем диапазоне частот вращения и приближает механические и регулировочные характеристики к линейным. Этот двигатель обладает большим моментом инерции и небольшим пусковым моментом, что снижает его быстродействие. Для увеличения пускового момента и мощности в некоторых двигателях цилиндрическую поверхность ротора покрывают слоем меди толщиной 0,05–0,1 мм, а торцовые поверхности – слоем меди до 1 мм.

Асинхронные двигатели с массивным ферромагнитным ротором применяют в маломощных установках, работающих на высоких частотах вращения. Ротор двигателя не имеет обмотки, а выполнен в виде массивного стального цилиндра и обладает большим моментом инерции. Для улучшения характеристик у него также поверхности ротора покрывают медью.

Принцип действия асинхронного исполнительного двигателя состоит в следующем. При подведении к обмотке управления **ОУ** напряжения $\mathbf{U_y}$ (рис. 5.5, а) токи, протекающие по обмоткам, создадут круговое или эллиптическое вращающееся магнитное поле. Это поле, пересекая полый ротор, индуктирует ЭДС, которые вызывает в нем токи, и в результате взаимодействия этих токов с

вращающимся магнитным полем создается вращающийся момент, приводящий ротор к вращению.

5.4. Схемы замещения и вращающийся момент двухфазного асинхронного исполнительного двигателя

В двухфазных асинхронных исполнительных двигателях напряжения приложение к обмоткам возбуждения **ОВ** и управления **ОУ** (рис. 5.8) сдвинуты на некоторый угол **φ** и числа витков соответствующих обмоток не равны, т. е. $w_y \neq w_в$, где w_y и $w_в$ – эффективные числа витков, определяемые через действительные числа витков и обмоточные коэффициенты.

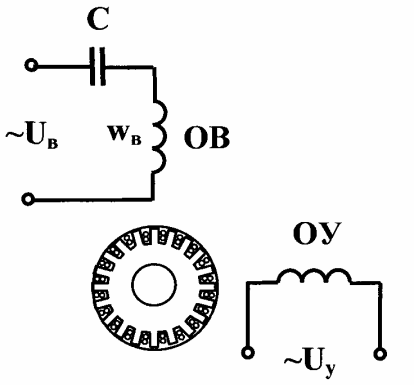


Рис. 5.8. Схема двухфазного асинхронного двигателя

Для определения основных свойств двухфазного асинхронного двигателя следует применить метод симметричных составляющих. Согласно этому методу, любая несимметричная двухфазная система временных векторов может быть разложена на две симметричные составляющие, каждая из которых состоит из двух векторов, одинаковых по величине и сдвинутых между собой на угол 90 °. Одна система векторов напряжений прямой последова-

тельности $\dot{U}_{Впп}$ и $\dot{U}_{Упр}$ имеет чередование фаз такое же, как у исходной несимметричной системы, а другая система векторов напряжений обратной последовательности $\dot{U}_{Вобр}$ и $\dot{U}_{Уобр}$ имеет противоположное чередование фаз.

В каждой из фаз токи прямой и обратной последовательностей создают падание напряжения, сумма которых равна подводимому напряжению:

$$\dot{U}_{В} = \dot{U}_{Впр} + \dot{U}_{Вобр} = \dot{I}_{Впр} \cdot Z_{Впр} + \dot{U}_{Вобр} \cdot Z_{Вобр} \qquad (5.3)$$

$$\dot{U}_{У} = \dot{U}_{Упр} + \dot{U}_{Уобр} = \dot{I}_{Упр} \cdot Z_{Упр} + \dot{U}_{Уобр} \cdot Z_{Уобр}, \qquad (5.4)$$

где $Z_{Впп}, Z_{Вооб}$, $Z_{Упр}, Z_{Уобр}$ – сопротивления, соответственно обмоток возбуждения и управления для прямой и обратной последовательностей

Система уравнений для МДС и, соответственно, токов для прямой и обратной последовательностей имеет вид

$$\dot{I}_{А} \cdot w_{А} = I_{Апр} \cdot w_{А} + \dot{I}_{Аобр} \cdot w_{А}; \quad \dot{I}_{В} \cdot w_{В} = I_{Впр} \cdot w_{В} + \dot{I}_{Вооб} \cdot w_{В}. \qquad (5.5)$$

При амплитудном управлении напряжение управления $\dot{U}_{У}$ изменяется только по величине в соответствии с сигналом управления α, оставаясь сдвинутым по фазе на 90^{0} по отношению к напряжению возбуждения $\dot{U}_{В}$, поэтому можно принять $\dot{U}_{У} = -j\alpha\dot{U}_{В}$.

Совместное решение последних уравнений дают токи прямой и обратной последовательностей, соответственно, обмоток возбуждения и управления:

$$\dot{I}_{Впр} = 0{,}5\dot{U}_{В}(1+\alpha_{Э})/Z_{Впр}; \quad \dot{I}_{Вооб} = 0{,}5\dot{U}_{В}(1+\alpha_{Э})/Z_{Вобр}; \qquad (5.6)$$

$$\dot{I}_{Упр} = -0{,}5j \cdot \dot{U}_{В}(1+\alpha_{Э})/(\kappa \cdot Z_{Упр});$$

$$\dot{I}_{Уобр} = 0{,}5j \cdot \dot{U}_{В}(1+\alpha_{Э})/(\kappa \cdot Z_{Уобр}), \qquad (5.7)$$

где $\alpha_{Э} = \alpha \cdot \kappa$ – эффективный коэффициент управления, $\kappa = w_{В}/w_{У}$.

Сопротивления $\mathbf{Z_{пр}}$ и $\mathbf{Z_{обр}}$ определяют соответственно как полные сопротивления схем замещения прямой и обратной последовательностей:

$$\mathbf{Z_{Упр} = Z_{Впр} / к^2}; \quad \mathbf{Z_{Уобр} = Z_{Вобр} / к^2}. \qquad (5.8)$$

Схемы замещения для прямой и обратной последовательностей составляют раздельно, т. к. они отличаются величинами активного сопротивления ротора. На рис. 5.9 представлена схема замещения для напряжений прямой последовательности, а на рис. 5.10 – схема замещения для напряжений обратной последовательности, где составляющая 2 – **s** показывает, что поле вращается против вращения ротора.

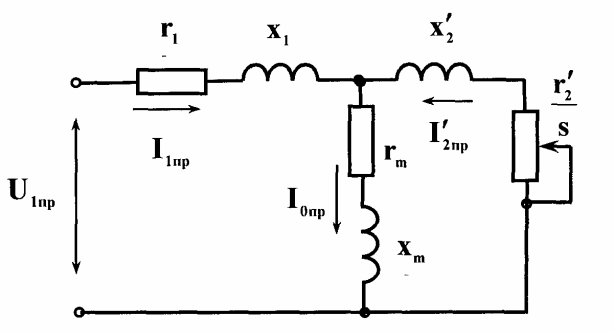


Рис. 5.9. Схема замещения для напряжений прямой последовательности

Активные сопротивления ротора зависят от скольжения прямого и обратного магнитных полей. Значения сопротивления для токов прямой и обратной последовательностей равны:

$$\frac{\mathbf{r_2'}}{\mathbf{s_{пр}}} = \frac{\mathbf{r_2'}}{\mathbf{s}} = \frac{\mathbf{r_2'}}{\mathbf{1 - n/n_1}} = \frac{\mathbf{r_2'}}{\mathbf{1 - \nu}}; \quad \frac{\mathbf{r_2'}}{\mathbf{s_{пр}}} = \frac{\mathbf{r_2'}}{\mathbf{2 - s}} = \frac{\mathbf{r_2'}}{\mathbf{1 + n/n_1}} = \frac{\mathbf{r_2'}}{\mathbf{1 + \nu}}. \qquad (5.9)$$

где $\mathbf{\nu = n/n_1}$ – относительная частота вращения ротора.

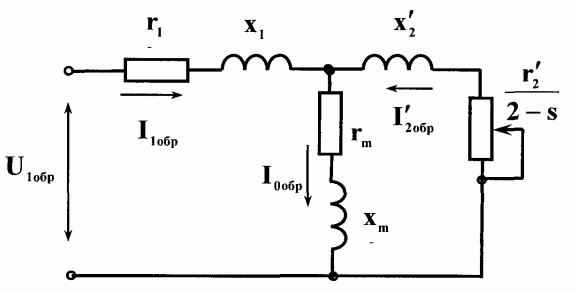


Рис. 5.10. Схема замещения для напряжений обратной последовательности

Анализ свойств двухфазного асинхронного двигателя можно существенно упростить, если пренебречь всеми сопротивлениями, кроме активного сопротивления ротора. Это допустимо, т. к. двухфазные асинхронные двигатели выполняются с повышенным активным сопротивлением ротора для устранения самохода и улучшения линейности механических характеристик.

Электромагнитные мощности двухфазного асинхронного исполнительного двигателя для полей прямой и обратной последовательностей с учетом вышеуказанного допущения соответственно равны:

$$\mathbf{P_{пр}} = \frac{\mathbf{U_B^2}}{\mathbf{2\kappa^2 r'_{2y}}}(\mathbf{1+\alpha_Э})^2(\mathbf{1-\nu})\,; \qquad (5.10)$$

$$\mathbf{P_{обр}} = \frac{\mathbf{U_B^2}}{\mathbf{2\kappa^2 r'_{2y}}}(\mathbf{1-\alpha_Э})^2(\mathbf{1+\nu})\,. \qquad (5.11)$$

Мощность поля обратной последовательности создает тормозящий момент, т. е. является отрицательной. Следовательно, результирующая электромагнитная мощность асинхронного исполнительного двигателя равна

$$\mathbf{P_{рез}} = \mathbf{P_{пр}} - \mathbf{P_{обр}} = \frac{\mathbf{U_B^2}}{\mathbf{\kappa^2 r'_{2y}}}[\mathbf{2\alpha_Э} - (\mathbf{1+\alpha_Э^2})\cdot\mathbf{\nu}]\,. \qquad (5.12)$$

Вращающий момент асинхронного исполнительного двигателя:

$$\mathbf{M} = \frac{\mathbf{P_{рез}}}{\omega_1} = \frac{\mathbf{U_В^2}}{\omega_1 \kappa^2 \mathbf{r'_{2y}}}[2\alpha_Э - (1+\alpha_Э^2)\cdot\nu]. \qquad (5.13)$$

Мощность обмоток управления и возбуждения асинхронного исполнительного двигателя с учетом вышеуказанного допущения будет чисто активным и соответственно равным

$$\mathbf{S_У} = \mathbf{P_У} = \frac{\alpha_Э \mathbf{U_В}\cdot\mathbf{I_У}}{\kappa}; \quad \mathbf{S_В} = \mathbf{P_В} = \mathbf{U_В}\cdot\mathbf{I_В}.$$

При фазовом управлении действующее напряжение управления $\dot{U}_y$ остается постоянным по величине, но меняется фаза β, которая является углом между напряжением возбуждения $\dot{U}_в$ и напряжением управления $\dot{U}_y$.

Можно доказать, что вращающий момент асинхронного исполнительного двигателя при фазовом управлении определяется следующим выражением:

$$\mathbf{M} = \frac{\mathbf{P_{рез}}}{\omega_1} = \frac{2\mathbf{U_В^2}(\sin\beta - \nu)}{\omega_1 \mathbf{r'_{2y}}}. \qquad (5.14)$$

5.5. Характеристики и управление асинхронными двухфазными исполнительными двигателями

В асинхронных исполнительных двигателях частоту вращения, вращающий момент и напряжение удобнее использовать в относительных единицах:

$$\mathbf{m} = \frac{\mathbf{M}}{\mathbf{M_П}}; \quad \nu = \frac{\mathbf{n}}{\mathbf{n_1}}; \quad \alpha = \frac{\mathbf{U_У}}{\mathbf{U_В}}. \qquad (5.15)$$

При $\mathbf{U_У} = \mathbf{U_В}$ в двигателе имеет место круговое вращающееся поле и эффективный коэффициент сигнала

$$\alpha_Э = \kappa\alpha = 1,$$

где $\kappa = w_y/w_B$ – коэффициент трансформации.

С изменением напряжения управления U_y эффективный коэффициент сигнала $\alpha_Э$ становится отличным от единицы, а поле – эллиптическим. При $\alpha_Э = 0$, т. е. снятом сигнале управления, поле становится пульсирующим.

Основными характеристиками исполнительных асинхронных двигателей являются следующие:

а) механические характеристики: $\nu = f(m)$ при $\alpha_Э$ = const;

б) регулировочные характеристики: $\nu = f(\alpha_Э)$ или $\nu = f(\sin\beta)$ при m = const;

в) характеристики мощности управления:

$P_y = f(\alpha_Э)$ при ν = const, $P_y = f(\nu)$ при $\alpha_Э$ = const;

г) характеристики мощности возбуждения:

$P_B = f(\alpha_Э)$ при ν = const, $P_B = f(\nu)$ при $\alpha_Э$ = const

На рис. 5.10, а) приведены механические характеристики двигателей при амплитудном (кривая 1), фазовом (кривая 2) и амплитудно-фазовом (кривая 3) управлении.

На рис. 5.10, б) приведены регулировочные характеристики двигателей также при амплитудном (кривая 1), фазовом (кривая 2) и амплитудно-фазовом (кривая 3) управлении.

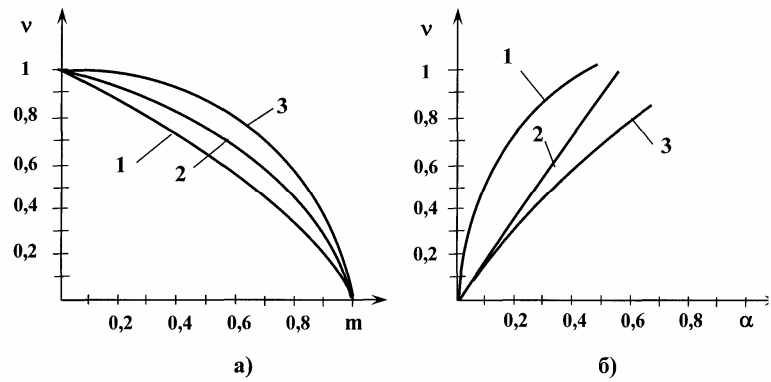


Рис. 5.11. Механические и регулировочные характеристики асинхронных исполнительных двигателей

Механические характеристики двигателей при амплитудном (кривая **1**), фазовом (кривая **2**) и амплитудно-фазовом (кривая **3**) управлении нелинейные. Это объясняется тем, что влияние индуктивного сопротивления двигателя нарушает линейную зависимость тока ротора относительной частоты вращения.

Регулирование частотой вращения исполнительных асинхронных двигателей осуществляют путем изменения напряжения $\dot{U}_y$ при постоянстве его фазы (амплитудное управление) или изменения фазы постоянного по величине напряжения $\dot{U}_y$ (фазовое управление). Часто применяют амплитудно-фазовое управление двигателем при одновременном изменении величины и фазы напряжения управления относительно напряжения возбуждения.

На рис. 5.11 приведены зависимости вращающего момента от скольжения. Кривая **1** соответствует значению активного сопротивления ротора, при котором критическое скольжение (скольжение, соответствующее максимальному моменту) $s_{m1} = (r_2' / x_{sk}) < 1$; кривая **2** – значению активного сопротивления ротора, при котором $s_{m2} > 1$.

Статическая устойчивость работы асинхронного двигателя обеспечивается только на участке $\mathbf{0 \le s \le s_m}$. Устойчивой работой во всем диапазоне $0 \le s \le 1$ обладают только исполнительные двигатели с характеристикой **2**. Регулирование частотой вращения ротора путем изменения напряжения на обмотках статора эффективно только у двигателей с характеристикой **2**. Следовательно, условием статически устойчивой работы исполнительного асинхронного двигателя во всем диапазоне частоты вращения и условием управляемости является значение $\mathbf{s_m \ge 1}$. Критическое скольжение $\mathbf{s_m}$ реальных двигателей выбирается в пределах 3–4.

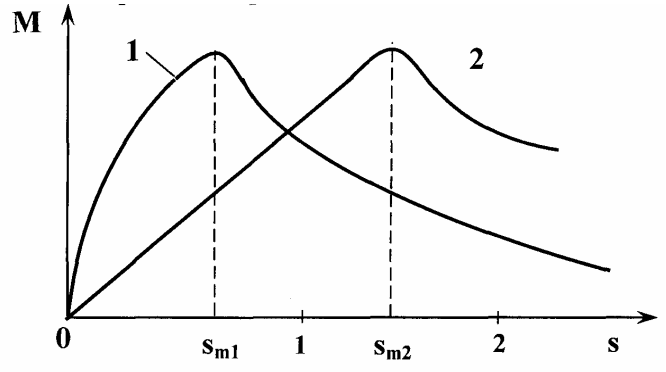


Рис. 5.12. Зависимости вращающегося момента асинхронного двигателя от скольжения

Для исполнительных асинхронных двигателей применяют амплитудное, фазовое и амплитудно-фазовое управление.

При амплитудном управлении (рис. 5.13, а) обмотку возбуждения **ОВ** подключают к сети переменного тока с номинальным напряжением $\mathbf{U_1}$. На обмотку управления **ОУ** подают сигнал – напряжение управления $\mathbf{U_y}$, сдвинутое по фазе относительно напряжения возбуждения $\mathbf{U_в}$ – напря-

жения сети на угол 90°. Управление частотой вращения ротора осуществляется изменением амплитуды $\mathbf{U_y}$ неизменной его фазе (рис. 5.13, б).

РН – регулятор напряжения, обеспечивающий изменение $\mathbf{U'_y}$ по амплитуде с неизменным сдвигом фаз между $\mathbf{U_y > U_B}$ на 90 °.

При фазовом управлении (рис. 5.13, а) обмотку возбуждения **ОБ** подключают к сети номинальным напряжением. На обмотку подается напряжение, номинальное по величине и переменное по фазе относительно напряжения возбуждения. Управление, частотой вращения ротора осуществляют путем изменения фазы напряжения управления – угла β (рис. 5.13, б). **ФСУ** – фазосдвигающее устройство, обеспечивающее изменение фазы между $\mathbf{U_y}$ и $\mathbf{U_в}$, при неизменной амплитуде $\mathbf{U_y}$

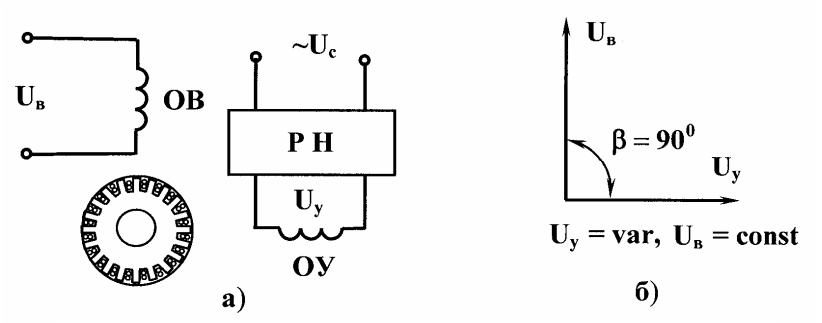


Рис. 5.13. Схема амплитудного управления и векторная диаграмма

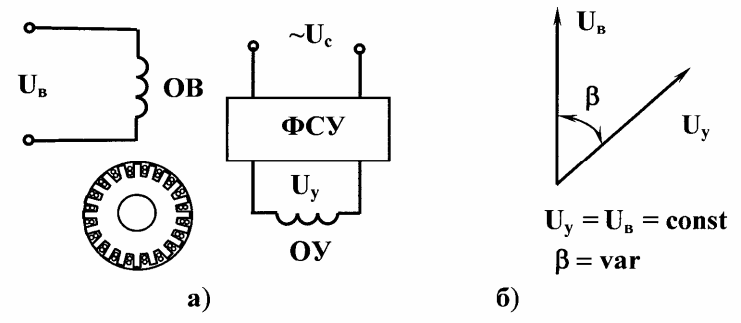


Рис. 5.14. Схема фазового управления и векторная диаграмма

При sinβ = 1 вращающееся поле имеет форму круга независимо от частоты вращения ротора, а при sinβ = 0 получаем пульсирующее поле.

При амплитудно-фазовом управлении (рис. 5.14, а) обмотку управления **ОУ** подключают к сети через регулятор напряжения $U_У$, который совпадает по фазе с напряжением сети $U_С$. Сдвиг по фазе тока, а, следовательно, и напряжения на обмотке возбуждения ОВ по отношению к напряжению обмотки управления **ОУ** осуществляют конденсатором **С**, который включают последовательно с обмоткой возбуждения. Управление двигателем производят путем изменения напряжения управления.

ПрН – преобразователь напряжения, обеспечивающий изменение $U_У$ как по амплитуде, так и по фазе.

Механические характеристики исполнительных асинхронных двигателей при различных способах управления (амплитудном, фазовом, амплитудно-фазовом) близки между собой. Незначительно отличаются между собой по виду и регулировочные характеристики (кривые **I**, **2** и **3** на рис. 5.10,б).

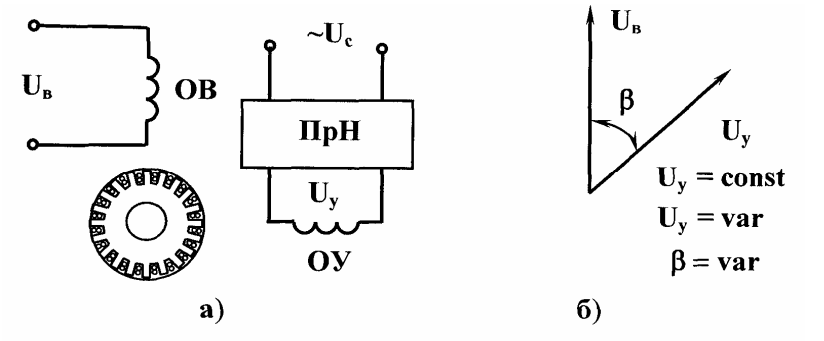


Рис. 5.15. Схема амплитудно-фазового управления и векторная диаграмма

5.6. Пример включения трехфазного асинхронного двигателя в однофазную сеть

На практике для работы от однофазной сети используются трехфазные асинхронные двигатели. В этом случае для образования вращающегося магнитного поля используются обмотки всех трех фаз и с помощью активного сопротивления **R**, индуктивности **L** и емкости **C** создается несимметричная трехфазная система токов. На рис. 5.15 приведены различные схемы включения трехфазного асинхронного двигателя в однофазную сеть с использованием емкости.

Конденсаторные двигатели с пусковой и рабочей емкостями применяют для приводов с тяжелыми условиями пуска. Наличие конденсатора у однофазных двигателей улучшает коэффициент мощности и КПД, которые соответственно достигают следующих величин: 0,8–0,95 и 0,5–0,7.

На рис. 5.15, а) две фазы обмотки статора **A** и **C** соединены последовательно и образуют главную обмотку, а третья – **Б** служит пусковой (вспомогательной) и после пуска двигателя отключается вместе с конденсатором $\mathbf{C_п}$.

Мощность двигателя в однофазном режиме в этом случае не превышает 60 % номинальной мощности трехфазного режима.

Если после пуска двигателя конденсатор емкостью $\mathbf{C_п}$ отключить, оставив включенным лишь конденсатор $\mathbf{C_р}$ в цепи обмотки **Б** (рис. 5.15, б), то двигатель будет работать как конденсаторный, развивая мощность, равную 75–80 % от номинальной мощности трехфазного режима.

На рисунке 5.15, в) и г) приведены другие варианты схем питания трехфазных двигателей от однофазной сети.

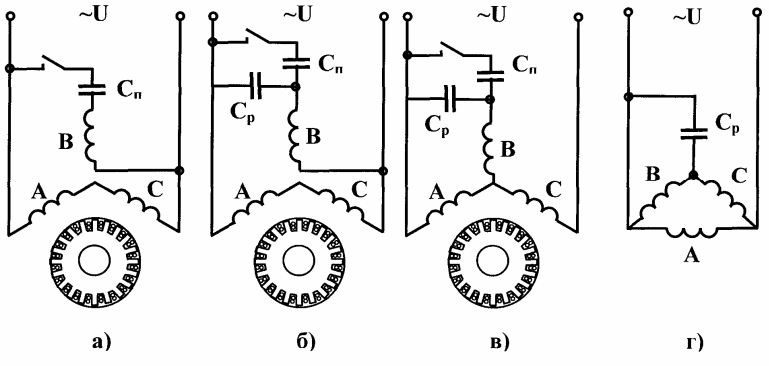


Рис. 5.16. Схемы включения трехфазных асинхронных двигателей в однофазную сеть

5.7. Контрольные вопросы

1. Какая зависимость между моментом и частотой вращения однофазного асинхронного двигателя?
2. Для чего включают пусковое сопротивление?
3. Какая характеристика называется механической?
4. Какая характеристика называется пусковой?

5. Для чего применяют в однофазном двигателе пусковую обмотку?

6. Какие знаете способы управления однофазным асинхронным двигателем?

7. Почему механические характеристики асинхронного двигателя сильно зависят от значения активного сопротивления ротора?

8. Чем отличается однофазный асинхронный двигатель от управляемого исполнительного асинхронного двигателя?

9. Что следует менять при фазовом способе управления исполнительным асинхронным двигателем?

10. Что следует менять при амплитудном способе управления исполнительным асинхронным двигателем?

11. Что следует менять при амплитудно-фазовом способе управления исполнительным асинхронным двигателем?

6. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

6.1. Устройство и принцип работы синхронного генератора

Синхронной машиной называют такую машину переменного тока, у которой частота вращения ротора **n** равна частоте вращения магнитного поля статора $\mathbf{n_1}$.

По способу возбуждения синхронные машины подразделяется на электромагнитные (с помощью электромагнитов) и магнитоэлектрические (с помощью постоянных магнитов). Синхронная машина может работать как в генераторном, так и в двигательном режиме.

По конструкции ротора синхронная машина бывает неявнополюсной (рис. 6.1, а) или явнополюсной (рис. 6.1, б),

Наибольшее распространение синхронная машина получила в качестве генератора переменного тока. На электрических станциях применяют турбогенераторы, у которых в качестве первичного двигателя используют паровые турбины и гидрогенераторы с приводом от гидравлических турбин.

Турбогенераторы – быстроходные неявнополюсные машины (рис. 6.1, а), устанавливаемые на ТЭЦ горизонтально. Они имеют большую длину при сравнительно малом диаметре.

Гидрогенераторы – это тихоходные явнополюсные машины (рис. 6.1, б), устанавливаемые на ГЭС вертикально. Они имеют большой диаметр при сравнительно малой высоте.

Конструкция синхронной машины состоит из статора **1** (рис. 6.1, а), которая набирается из листов электротехнической стали так же, как и асинхронная машина. Трехфазная обмотка **2** располагается в пазах статора. Внутри статора расположен ротор **3**, который может быть по конструкции неявнополюсной (рис. 6.1, а) или явнополюсной (рис. 6.1, б). Обмотку ротора **4** называют обмоткой возбуждения, т. к. она создает в машине магнитный поток возбуждения, и эта обмотка питается от источника постоянного тока. Так как ротор вращается, то обмотку возбуждения ротора соединяют с внешним источником постоянного тока посредством контактных колец **5** и щеток **6**.

Принцип работы синхронного генератора. Если ротор синхронного генератора привести во вращение от постороннего двигателя **Д** (рис. 6.2) с частотой вращения **n** и на обмотку возбуждения падать напряжение от источника постоянного тока **В**, то магнитный поток возбуждения, пересекая обмотки статора, индуктирует в ее фазах переменную ЭДС, изменяющуюся с частотой

$$\mathbf{f_1 = 60n / p}\,.$$

Если обмотку статора генератора подключить к нагрузке, то протекающий по этой обмотке трехфазный ток создает вращающееся магнитное поле, частота вращения которого будет равна

$$\mathbf{n_1 = 60f_1 / p}\,.$$

Таким образом, ротор вращается с той же частотой, что и магнитное поле статора, т. е. $\mathbf{n = n_1}$. По этой причине эту машину называют синхронной. Для поддержания постоянства частоты вращения первичного двигателя предусматривают специальные регуляторы.

В синхронной машине обмотку, в которой индуктируется ЭДС и протекает ток нагрузки, называют обмоткой якоря, часть машины, на которой расположена обмотка возбуждения, – индуктором.

Для машин с электромагнитным возбуждением постоянный ток обмотки возбуждения подводят от возбудителей, представляющих собой машины постоянного тока, находящиеся на одном валу с синхронной машиной

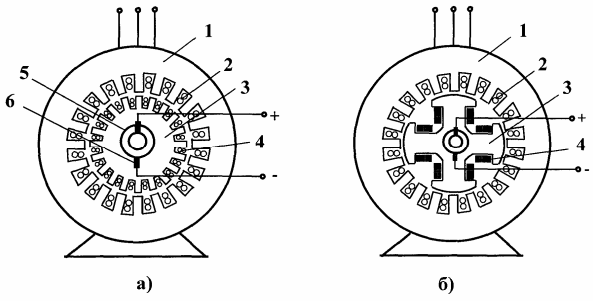


Рис. 6.1. Конструкция трехфазной синхронной машины:
а *– ротор с неявновыраженными полюсами;*
б *– ротор с явновыраженными полюсами*

Освоение производства высококоэрцитивных сплавов для постоянных магнитов позволило с успехом применять магнитоэлектрическое возбуждение синхронных машин. Простота конструкции таких машин обусловила повышенную их надежность, и возрос КПД машины вследствие отсутствия потерь на возбуждение. При повышенных частотах и небольшой мощности использование магнитоэлектрического возбуждения позволило уменьшить габариты, массу и стоимость синхронных машин. Такие синхронные машины работают автономно в качестве генераторов повышенной

частоты малой и средней мощности Синхронные двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением не получили достаточного распространения из-за плохих пусковых свойств.

Электромагнитные процессы в синхронных машинах с магнитоэлектрическим возбуждением имеют тот же характер, что и в обычных синхронных машинах, возбуждаемых электромагнитным путем. Отличие заключается лишь в последствиях, к которым приводит реакция якоря. Если в обычных синхронных машинах при снятии нагрузки магнитное поле полюсов восстанавливается полностью, то в магнитоэлектрических машинах реакция якоря при определенных условиях приводит к размагничиванию постоянных магнитов.

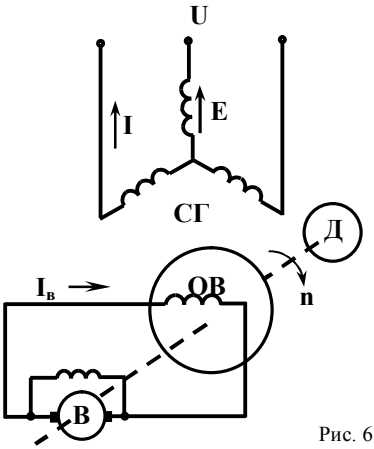


Рис. 6.2. Схема синхронного генератора

Для ослабления размагничивающего влияния реакции якоря увеличивают поток рассеяния между полюсами за счет изменения конструкции полюсных наконечников. Это снижает размагничивающее действие реакций якоря, и машина становится более стойкой к необратимому процессу. Для этих же целей выполняют конструкцию ротора типа «звездочка» и ротора с «когтеобразными» полюсами.

6.2. Реакция якоря синхронных машин

При подключении синхронной машины к нагрузке по обмоткам статора будет протекать ток, который создаст свое магнитное поле статора, которое будет воздействовать на магнитное поле ротора. Это явление в синхронных машинах называют реакцией якоря. Реакция

якоря синхронной машины оказывает весьма значительное влияние на характеристики и поведение машины при установившихся, так и при переходных режимах работы. Магнитное поле статора совместно с основным магнитным полем возбуждения образует результирующее поле, отличающееся от основного по значению и форме. В симметрично нагруженной трехфазной машине магнитное поле статора вращается в том же направлении и с той же частотой, что и магнитное поле ротора, т. е. синхронно с ним. Поэтому можно считать, что оба магнитных поля неподвижны друг относительно друга.

Реакция якоря зависит от характера нагрузки. При чисто активной нагрузке ток в статоре создает магнитный поток якоря $\dot{\Phi}_a$, который направлен перпендикулярно основному потоку возбуждения $\dot{\Phi}_0$ (рис. 6.3, а). Такую реакцию якоря называют поперечной.

При чисто индуктивной нагрузке (рис. 6.3, б) ток статора $\dot{I}$ отстает от ЭДС $\dot{E}_0$ на 90 °. В этом случае магнитный поток якоря $\dot{\Phi}_a$ направлен встречно основному потоку возбуждения $\dot{\Phi}_0$. Реакция якоря носит продольно-размагничивающий характер.

При емкостной нагрузке (рис. 6.3, в) магнитный поток якоря $\dot{\Phi}_a$ направлен так же, как основной поток возбуждения $\dot{\Phi}_0$. Реакция якоря носит продольно - намагничивающий характер.

При одинаковой МДС магнитный поток реакции якоря явнополюсной машины меньше, чем неявнополюсной. Поэтому явнополюсную машину рассматривают как неявнополюсную с соответственно уменьшенной поперечной МДС реакции якоря. Если F_{aq} – амплитуда МДС поперечной реакции якоря неявнополюсной машины, то

$$F'_{aq} = k_q F_{aq},$$

где $k_q = 0{,}4 \div 0{,}5$ – коэффициент поперечной реакции якоря.

Аналогичным образом можно определить МДС продольной реакции якоря явнополюсного генератора:

$$F'_{ad} = k_d F_{ad},$$

где $k_d = 0{,}85$ – коэффициент продольной реакции якоря; F_{ad} – МДС продольной реакции якоря неявнополюсного генератора.

В общем случае при активно-индуктивной нагрузке ток статора сдвинут по фазе относительно основной ЭДС $\dot{E}_0$ на некоторый угол ψ,

и соответственно магнитный поток якоря $\dot{\Phi}_a(F_a)$ сдвинут на такой же угол относительно потока возбуждения $\dot{\Phi}_0(F_0)$. Воздействие МДС реакции якоря $\dot{F}_a$ на МДС основных полюсов $\dot{F}_0$ можно проанализировать с помощью векторной диаграммы (рис. 6.3, г).

Пусть ток $\dot{I}$ отстает по фазе от ЭДС $\dot{E}_0$ на угол ψ. Ток $\dot{I}$ создает МДС $\dot{F}_a$, которую разлагают на две составляющие: поперечную $\dot{F}_{aq}$, продольную $\dot{F}_{ad}$. Из диаграммы следует, что $\dot{F}_{aq} = k_q \dot{F}_a \cos\psi; \dot{F}_{ad} = k_d \dot{F}_a \sin\psi$.

Аналогичное разложение МДС реакции якоря можно сделать и в том случае, когда ток $\dot{I}$ опережает по фазе ЭДС $\dot{E}_0$ на угол ψ. Следует заметить, что когда ток генератора $\dot{I}$ отстает по фазе от ЭДС $\dot{E}_0$, МДС $\dot{F}_{ad}$ размагничивает машину, а когда ток опережает ЭДС по фазе, МДС $\dot{F}_{ad}$ намагничивает её.

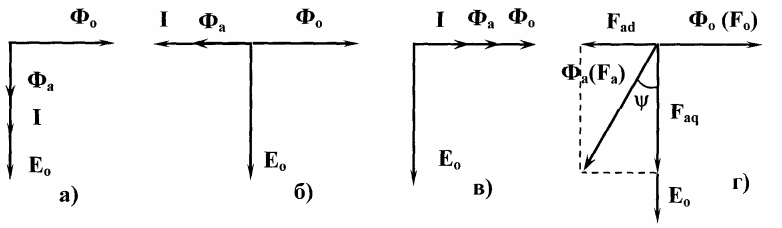


Рис. 6.3. Векторные диаграммы синхронной машины при:
а *– активной нагрузке;* ***б*** *– индуктивной нагрузке;*
в *– емкостной нагрузке;* ***г*** *– активно-индуктивной нагрузке*

В синхронной машине ток статора создает поток рассеяния $\dot{\Phi}_{s1}$, который наводит ЭДС рассеяния $\dot{E}_{s1} = -j\dot{I}x_{s1}$, где x_{s1} – индуктивное сопротивление рассеяния.

Индуктивное сопротивление рассеяния x_{s1} синхронных машин выражают в относительных единицах. Перевод осуществляют по формуле

$$x_{s1[0e]} = x_{s1} I_{Фном} / U_{Фном},$$

где x_{s1} – в Ом; $U_{Фном}$, $I_{Фном}$ – номинальные фазные напряжение и ток. В синхронных генераторах обычного исполнения $x_{s1[0e]} = 0{,}1 \div 0{,}14$.

6.3. Основные характеристики синхронных генераторов

Среди разнообразных характеристик синхронных генераторов отдельную группу составляют характеристики холостого хода, внешняя и регулировочная. Эти характеристики дают наглядное представление о ряде основных свойств синхронных генераторов. Схема для снятия характеристик синхронных генераторов и испытания представлены на рис. 6.4.

Характеристика холостого хода представляет собой зависимость $E_0 = f(I_B)$ при $f = const(n = const), I = 0$ (рис. 6.5). Так как магнитная система синхронного генератора не отличается от магнитной системы генератора постоянного тока, эта характеристика аналогична характеристике холостого хода генератора постоянного тока.

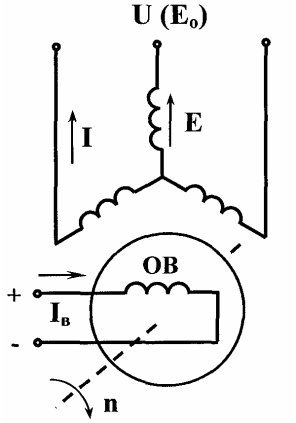


Рис. 6.4. Схема синхронного генератора

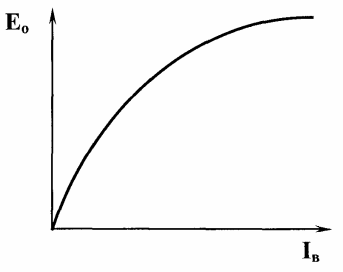


Рис. 6.5. Характеристика холостого хода синхронного генератора

Внешние характеристики (рис. 6.6, а) представляют собой зависимости $U = f(I)$ при $f = const, I_B = const, \cos\varphi = const$ и показывает кака изменяется напряжение генератора U при изменении нагрузки, но при постоянном токе возбуждения.

Вид внешних характеристик при разных характерах нагрузки показан на рис. 6.6, а). Различные зависимости внешних характеристик синхронного генератора объясняется характером действия реакции якоря. При чисто активной нагрузке имеет место продольно-размагничивающая реакция якоря (кривая **1**), действие которого слабее и уменьшение напряжения **U** при увеличении тока статора **I** происходит медленнее. Продольно-размагничивающая реакция якоря (кривая **2**) сильно проявляется при чисто индуктивной нагрузке.

Представляет интерес характеристика при чисто-емкостной нагрузке (кривая **3**). В этом случае возникает продольно-намагничивающая реакция якоря (кривая **3**) и поэтому с увеличением тока статора **I** происходит увеличение напряжения **U** статора.

Следует отметить, что во всех случаях происходит падение напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния $\mathbf{x_{s1}}$ и на активном сопротивлении обмотки статора $\mathbf{r_1}$.

Регулировочные характеристики синхронного генератора (рис. 6.6, б) представляют собой зависимости тока возбуждения от тока якоря $\mathbf{I_B = f(I)}$ при $\mathbf{U = U_{ном} = const,\ f = const,\ \cos\varphi = const}$. По регулировочным характеристикам можно судить о том, в каких пределах изменять ток возбуждения, чтобы при заданной нагрузке поддерживать постоянным номинальное напряжение. Характер кривых **1**, **2** и **3** зависит от рода нагрузки, а также объясняется характером действия реакции якоря.

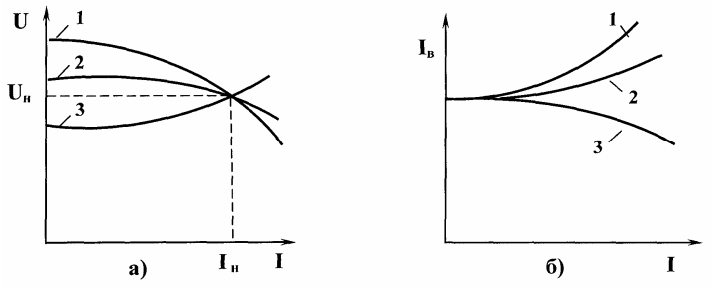


Рис. 6.6. Характеристики синхронного генератора:
***а** – внешние характеристики; **б** – регулировочные характеристики;*
***1** – при активной; **2** – при индуктивной; **3** – при емкостной нагрузке*

6.4. Векторные диаграммы синхронных генераторов

При проектировании и эксплуатации синхронных машин возникает необходимость определения тока возбуждения, необходимого для обеспечения заданного режима работы. При построении основной векторной диаграммы ЭДС синхронного генератора продольный и поперечный потоки реакции якоря $\dot{\Phi}_{ad}, \dot{\Phi}_{aq}$ и поток рассеяния $\dot{\Phi}_{s1}$ рассматривают так, если бы каждый из них существовал независимо от основного потока $\dot{\Phi}_0$ и создавал в обмотке статора соответствующую ЭДС. Магнитные потоки наводят в машине следующие ЭДС:

$$\dot{\Phi}_0 \to \dot{E}_0; \dot{\Phi}_{ad} \to \dot{E}_{ad}; \dot{\Phi}_{aq} \to \dot{E}_{aq}; \dot{\Phi}_{s1} \to \dot{E}_{s1}.$$

Кроме того, следует учитывать падение напряжения $\dot{I} r_1$ на активном сопротивлении статорной обмотки r_1.

При построении векторной диаграммы считают, что все ЭДС известны (рис. 6.7). При активно-индуктивной нагрузке ток $\dot{I}$ отстает от ЭДС $\dot{E}_0$ по фазе на угол ψ. Отложив ток $\dot{I}$ и ЭДС $\dot{E}_0$, разложим вектор тока на две составляющие: активную $\dot{I}_q = \dot{I}\cos\psi$ и индуктивную $\dot{I}_d = \dot{I}\sin\psi$. Активная составляющая тока $\dot{I}_q$ создаст поперечную МДС $\dot{F}_{aq}$ и поток $\dot{\Phi}_{aq}$, индуктивную составляющую тока $\dot{I}_d$ – продольную МДС $\dot{F}_{ad}$ и поток $\dot{\Phi}_{ad}$. Потоки $\dot{\Phi}_{ad}$ и $\dot{\Phi}_{aq}$, наводят ЭДС $\dot{E}_{aq}$ и $\dot{E}_{ad}$, каждая из которых отстает на 90 ° от соответствующего магнитного потока и, следовательно, тока. Поток рассеяния $\dot{\Phi}_{s1}$ создается током $\dot{I}$ и совпадает с ним по направлению. ЭДС рассеяния $\dot{E}_{s1}$ отстает от потока $\dot{\Phi}_{s1}$ и, следовательно, от тока $\dot{I}$ на 90 °.

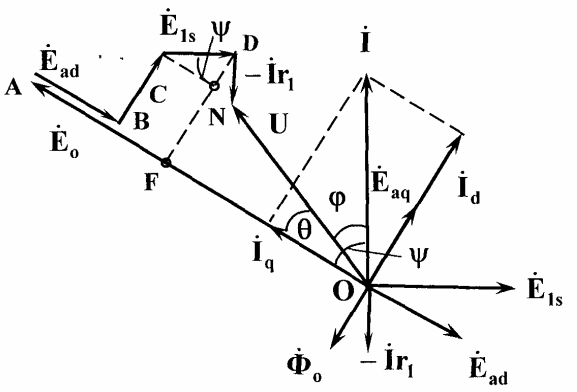


Рис. 6.7. Основная векторная диаграмма ЭДС синхронного генератора

Сложив векторы всех ЭДС и вектор падения напряжения $\dot{I}\mathbf{r}_1$, получим вектор напряжения $\dot{U}$, опережающий вектор тока $\dot{I}$ на угол φ, который зависит от характера нагрузки во внешней цепи генератора:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{s1} - \dot{I}r_1 = \dot{E}_0 - j\dot{I}_q x_{aq} - j\dot{I}_d x_{ad} - j\dot{I}x_{s1} - \dot{I}r. \quad (6.1)$$

Угол φ характеризует активную мощность генератора

$$P = m_1 UI\cos\varphi,$$

где m_1 – число фаз обмотки статора.

Сдвиг фаз между напряжением $\dot{U}$ и ЭДС $\dot{E}_0$, обозначенный через θ, определяет пространственный сдвиг между положением оси полюсов и результирующим потоком машины. Его называют внутренним углом машины.

Согласно векторной диаграммой ЭДС (рис. 6.7) и после несложных преобразований можно определить ЭДС $\dot{E}_{aq}$ и $\dot{E}_{ad}$, обусловленные действием реакции якоря:

$$\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q x_{aq} = -j\dot{I}x_{aq}\cos\psi;$$

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d x_{ad} = -j\dot{I}x_{ad}\sin\psi,$$

где x_{aq}, x_{ad} – индуктивные сопротивления поперечной и продольной реакции якоря. Для построения преобразованной векторной диаграммы ЭДС $\dot{E}_{s1}$ (рис. 6.7) разлагают на две составляющие и, имея в виду только абсолютные значения, получают

$$CN = BF = E_{s1}\sin\psi = Ix_{s1}\sin\psi = I_d x_{s1};$$

$$DN = E_{s1}\cos\psi = Ix_{s1}\cos\psi = I_q x_{s1}\,.$$

Тогда

$$AF = AB + BF = I_d x_{ad} + I_d x_{s1} = I_d\left(x_{ad} + x_{s1}\right) = I_d x_d = E_d\,;$$

$$FD = FN + DN = I_q x_{aq} + I_q x_{s1} = I_q\left(x_{aq} + x_{s1}\right) = I_q x_q = E_q\,.$$

Пренебрегая активным сопротивлением обмотки статора, построим преобразованные векторные диаграммы (рис. 6.8, а, б) для активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузок.

Тогда урвнения напряжении и ЭДС имеет вид

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_d + \dot{E}_q = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d x_d - j\dot{I}_q x\,,$$

где $x_d = x_{ad} + x_{s1}, x_q = x_{aq} + x_{s1}$ – синхронные индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям.

Эти сопротивления являются важнейшими параметрами синхронной машины и, так же, как и x_{s1}, выражаются в относительных величенах. При емкостной нагрузке ЭДС $\dot{E}_d$ направлена согласно с ЭДС $\dot{E}_0$, т. к. в этом случае продольная МДС реакции якоря намагничивает генератор, а при индуктивной нагрузке – встречно.

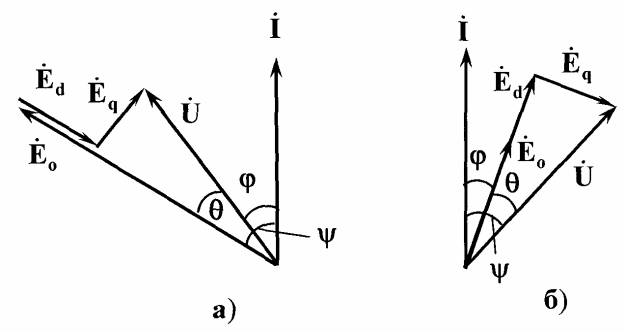


Рис. 6.8. Упрощенные векторные диаграммы ЭДС синхронного генератора:
***а** – при активно-индуктивной, **б** – при активно-емкостной нагрузке*

6.5. Синхронные тахогенераторы

Синхронный тахогенератор представляет собой однофазную синхронную машину переменного тока с постоянными магнитами на роторе. На рис. 6.9 показана конструктивная схема четырехполюсного тахогенератора. В пазах статора **2**, набранного из листовой электро-

технической стали, уложена однофазная распределенная обмотка **1**. Внутри статора находится ротор **3**, представляющий собой дискообразный постоянный магнит с полюсами чередующейся полярности.

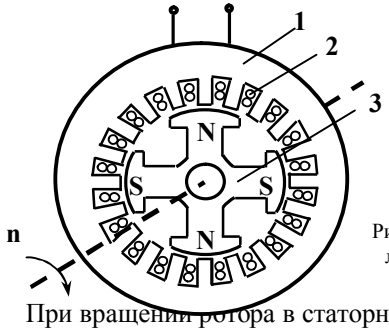


Рис. 6.9. Схема конструкции четырехполюсного синхронного тахогенератора

При вращении ротора в статорной обмотке наводится ЭДС

$$\mathbf{E_0 = 4{,}44 k_{обм} w f \Phi_0 = 4{,}44 k_{обм} w \frac{pn}{60} \Phi_0 = c_1 n};$$

$$\mathbf{E_0 = k_T \omega},$$

где $\mathbf{c_1 = 4{,}44 \frac{k_{обм}}{60} wp\Phi_0; k_T = 4{,}44 k_{обм} w \frac{p}{2\pi} \Phi_0}$ – передаточный коэффициент тахогенератора.

Таким образом, при холостом ходе тахогенератора выходное напряжение $\mathbf{U_{вых} = E_0}$ и пропорционально его частоте вращения. Однако частота тахогенератора – функция частоты вращения. Следовательно, в нагруженном тахогенераторе реактивная (индуктивная и емкостная) составляющая $\mathbf{Z_H}$ и индуктивное сопротивление $\mathbf{x_{s1}}$ обмотки самой машины изменяются с изменением частоты, поэтому выходная характеристика $\mathbf{U_{вых} = f(n)}$ нелинейна.

Зависимость частоты выходного напряжения от частоты вращения и нелинейность выходной характеристики снижают точность работы синхронных тахогенераторов. Поэтому, несмотря на простоту устройства и отсутствие скользящих контактов, эти тахогенераторы в автоматических системах применяют редко. Используют их в основном для измерения частоты вращения различных механизмов и машин, подключая непосредственно к вольтметру со шкалой, отградуированной в об/мин.

6.6. Синхронные двигатели и их характеристики

Принцип работы синхронного двигателя. Статор синхронного двигателя подключают к трехфазной сети с частотой $\mathbf{f_1}$, при этом по

обмоткам статора будет протекать ток, который образует вращающее магнитное поле с частотой $\mathbf{n_1}$. Если ротор двигателя привести от постороннего двигателя во вращение с частотой вращения $\mathbf{n = n_1}$ и на обмотку возбуждения падать напряжение от источника постоянного тока, то при отключении постороннего двигателя ротор будеть вращаться с синхронной частотой $\mathbf{n_1}$, потребляя из сети активную мощность и развивая электромагнитный вращающий момент.

Таким образом, ротор вращается с той же частотой, что и магнитное поле статора, при этом частота вращения будет постоянной, т. е. $\mathbf{n = n_1}$ = const. Синхронные двигатели могут работать с $\mathbf{\cos\varphi = 1}$ и не потреблять при этом реактивную мощность из сети, а при работе с перевозбуждением (опережающий $\mathbf{\cos\varphi = 0{,}8}$) даже отдавать реактивную мощность в сеть. Максимальный момент синхронного двигателя прямо пропорционален напряжению, а у асинхронных двигателей – квадрату напряжения. Поэтому при понижении напряжения сети синхронный двигатель сохраняет большую перегрузочную способность. Учитывая то, что синхронные двигатели в основном выполняются явнополюсными и с большим воздушным зазором, добавочные потери в сердечнике статора и в роторе меньше, чем у асинхронных двигателей, благодаря чему КПД синхронных двигателей обычно выше.

Статор двигателя имеет ту же конструкцию, что и статор синхронного генератора. Для облегчения пуска двигателя зазор у него делается меньше зазора у генератора. В полюсные наконечники двигателей закладывают специальную пусковую обмотку. Возбудитель обычно насаживают на вал двигателя, а в двигателях большой мощности выполняют отдельно.

Синхронные машины обладают свойством обратимости. Если к синхронному генератору, работающему параллельно с сетью, прекратить подвод механической энергии, то машина перейдет в двигательный режим, потребляя из сети мощность.

При изучении электромагнитных процессов в синхронных двигателях пользуются теми же методами, что и при исследовании генераторов.

При построении векторной диаграммы двигателя учитывают, что по второму закону Кирхгофа приложенное к двигателю напряжение **U** в любой момент времени уравновешивается совокупностью противо-ЭДС двигателя $\sum \dot{\mathbf{E}}_{\text{дв}}$:

$$\dot{\mathbf{U}} = -\sum \dot{\mathbf{E}}_{\text{дв}} = -\left(\dot{\mathbf{E}}_0 + \dot{\mathbf{E}}_q + \dot{\mathbf{E}}_d\right) = -\dot{\mathbf{E}}_0 + \mathbf{j}\mathbf{I}\mathbf{x}_q + \mathbf{j}\dot{\mathbf{I}}_d\mathbf{x}_d . \qquad (6.2)$$

Причем параметры $\dot{U}, \dot{I}, \cos\varphi$, где $\varphi > 0$, а x_q, x_d предполагают заданными величинами.

Складывая векторы $\dot{E}_d$ и $\dot{E}_q$ с вектором $\dot{U}$, получим вектор ЭДС – $\dot{E}_0$. Следует отметить, что при индуктивном характере нагрузки ($\varphi > 0$) и $\cos\varphi = const$ реакция якоря размагничивает генератор и намагничивает двигатель. Это объясняется тем, что ток $\dot{I}$, а стало быть, и создаваемая им МДС реакции якоря ориентированы противоположно относительно ЭДС $\dot{E}_0$, создаваемой в генераторе и двигателе основным потоком $\dot{\Phi}_0$.

Основной характеристикой синхронного двигателя являются рабочие характеристики, к которым относятся: зависимости частоты вращения, момента, КПД и коэффициента мощности от мощности на валу двигателя, т. е. $n, M, \eta, \cos\varphi = f(P_2)$ при $U = const, f = const, I_B = const$ (рис. 6.10, а) и б). Частота вращения $n = n_1 = 60f / p = const$ при всех режимах. Вращающий момент $M = M_0 + M_2$. Момент холостого хода $M_0 = const$, а полезный момент $M_2 = P_2 / \omega_1$ изменяется пропорционально полезной мощности, и зависимость $M = f(P_2)$ имеет линейный характер.

Зависимость $\eta = f(P_2)$ имеет характер, обычный для всех электрических машин. КПД почти постоянен в пределах изменения нагрузки от $0{,}5 \cdot P_{2ном}$ до $P_{2ном}$. Синхронные двигатели могут работать с $\cos\varphi$ = 1,0, но обычно они работают при номинальной нагрузке с опережающим током $\cos\varphi$ = 0,8–0,9. В этом случае улучшается суммарный $\cos\varphi$ сети.

Зависимость изменения $\cos\varphi = f(P_2)$ (рис. 6.10, б) зависит от тока возбуждение двигателя. Если подрегулировать ток возбуждения так, что при холостом ходе $\cos\varphi = 1$ (кривая **1**), то при нагрузке для получения $\cos\varphi = 1$ необходимо повысить ток возбуждения. Но так как по условию $I_B = const$, то при нагрузке получится режим недовозбуждения, при котором появятся реактивные токи, отстающие от U.

Если $\cos\varphi = 1$ при номинальной нагрузке (кривая **2**), то при недогрузке двигатель потребляет из сети реактивные (емкостные) опережающие $\cos(-\varphi)$ при перегрузке – отстающие (индуктивные) токи. Для возможно меньшего изменения $\cos\varphi$ устанавливают нормальное возбуждение ($\cos\varphi$) при нагрузке, равной $0{,}5 \cdot P_{2ном}$ (кривая **3**).

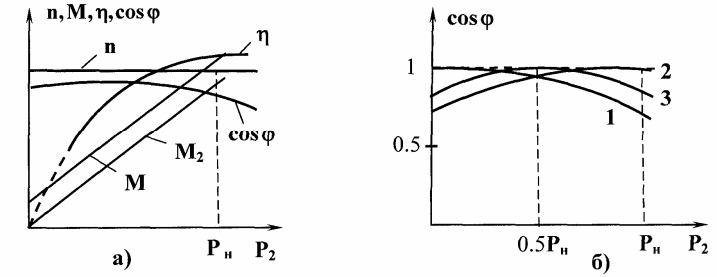


Рис. 6.10. Рабочие характеристики синхронного двигателя

6.7. Электромагнитная мощность и вращающий момент синхронных машин

Особенностью синхронных машин является зависимость активной мощности $\mathbf{P_1}$ от угла $\boldsymbol{\theta}$ между векторами ЭДС $\mathbf{E_0}$ и напряжением сети $\mathbf{U}$. В синхронных машинах активное сопротивление обмотки статора составляет незначительную величину, поэтому этим значением можно пренебречь, тогда потребляемая двигателем из сети активная мощность $\mathbf{P_1 = m_1 UI\cos\varphi}$ приближенно равна электромагнитной мощности $\mathbf{P_{эм}}$:

$$\mathbf{P_{эм} \approx P_1 \approx m_1 UI\cos\varphi}. \qquad (6.3)$$

Из векторной диаграммы (рис. 6.7) при $\boldsymbol{\varphi = \psi - \theta}$ определяем

$$\mathbf{I_q = I\cos\psi = E_q / x_q = \left(U\sin\theta\right)/x_q},$$

$$\mathbf{I_d = I\sin\psi = E_d / x_d = \left(E_0 - U\cos\theta\right)/x_d}. \qquad (6.4)$$

Подставив (6.4) в (6.3), получим

$$\mathbf{P_{эм} = m_1 UI\cos\left(\psi - \theta\right) = m_1 UI\cos\psi\cos\theta + m_1 UI\sin\psi\sin\theta =}$$

$$\mathbf{= m_1 U\frac{UU\sin\theta}{x_q}\cos\theta + m_1 U\frac{E_0 - U\cos\theta}{x_d}\sin\theta =}$$

$$\mathbf{= \frac{m_1 UE_0}{x_d}\sin\theta + \frac{m_1 U^2}{2}\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta = P_{осн} + P_{доп}}$$

где $\mathbf{P_{осн} = \frac{m_1 UE_0}{x_d}\sin\theta}$ – основная электромагнитная мощность,

$\mathbf{P_{доп}} = \frac{\mathbf{m_1 U^2}}{2}\left(\frac{1}{\mathbf{x_q}} - \frac{1}{\mathbf{x_d}}\right)\sin 2\theta$ – дополнительная электромагнитная мощность.

Электромагнитный момент синхронного двигателя:

$$\mathbf{M} = \frac{\mathbf{P_{эм}}}{\omega_1} = \frac{\mathbf{m_1 U E_0}}{\mathbf{x_d}\omega_1}\sin\theta + \frac{\mathbf{m_1 U^2}}{2\omega_1}\left(\frac{1}{\mathbf{x_q}} - \frac{1}{\mathbf{x_d}}\right)\sin 2\theta = \mathbf{M_{осн}} + \mathbf{M_{доп}}, \quad (6.5)$$

где $\mathbf{M_{осн}}, \mathbf{M_{доп}}$ – основной и дополнительный вращающие моменты. Электромагнитный момент складывается из двух составляющих. Взаимодействие поля ротора с полем статора создает основную составляющую

$$\mathbf{M_{осн}} = \frac{\mathbf{m_1 U E_0}}{\mathbf{x_d}\omega_1}\sin\theta. \quad (6.6)$$

Дополнительная составляющая момента $\mathbf{M_{доп}}$ возникает при $\mathbf{x_q} \neq \mathbf{x_d}$ вследствие искривления поля реакции якоря. Эту составляющую называют реактивным моментом. Реактивный (дополнительный) момент

$$\mathbf{M_{доп}} = \frac{\mathbf{m_1 U^2}}{2\omega_1}\left(\frac{1}{\mathbf{x_q}} - \frac{1}{\mathbf{x_d}}\right)\sin 2\theta. \quad (6.7)$$

Зависимость $\mathbf{P} = \mathbf{f}(\theta)$ и $\mathbf{M} = \mathbf{f}(\theta)$ называют угловыми характеристиками, которые определяя.т устойчивость работы синхронной машины.

6.8. Асинхронный пуск синхронных двигателей

Синхронный двигатель не имеет начального пускового момента, поэтому применяют метод асинхронного пуска. В большинстве случаев синхронные двигатели выполняют явнополюсными, в полюсные башмаки которых закладывают специальную пусковую обмотку.

При асинхронном пуске напряжение, подводимое к синхронному двигателю, понижают с помощью реакторов (индуктивных сопротивлений) или автотрансформаторов до (0,3–0,5) $\mathbf{U_{ном}}$, реже производят прямое включение на полное напряжение сети (рис. 6.11).

Асинхронный пуск синхронного двигателя сводится к следующему. При включении трехфазной обмотки статора в сеть возникает магнитное поле, вращающееся с синхронной частотой. Это маг-

нитное поле в пусковых обмотках наводит ЭДС, вызывая токи в роторе. В результате взаимодействия магнитного поля с этим током возникает электромагнитный момент. Момент увлекает за собой ротор и приводит его во вращение с некоторой частотой вращения (рис. 6.11).

Во избежание перенапряжений обмотки возбуждения ротора обмотка должна быть замкнута на пусковой реостат $\mathbf{R_П}$, сопротивление которого превышает активное сопротивление обмотки в 10–15 раз.

Последовательность пуска следующая (рис. 6.11): сначала переключатель **П** ставят в положение $\mathbf{П_1}$ и замыкают включатель $\mathbf{B_1}$. При этом ротор будет вращаться с некоторой частотой вращения **n**, и когда эта величина станет близкой к синхронной частоте вращения $\mathbf{n_1}$, т. е. $\mathbf{n} = 0{,}95\mathbf{n_1}$, переключатель **П** ставят в положение $\mathbf{П_2}$ и размыкают выключатель $\mathbf{B_1}$ и включают $\mathbf{B_2}$.

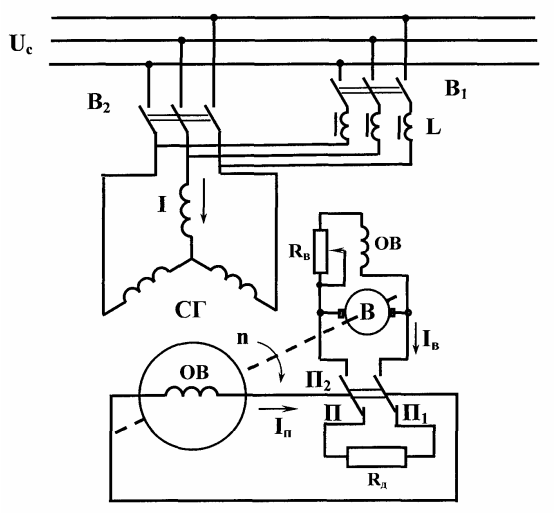


Рис. 6.11. Схема асинхронного пуска синхронного двигателя

Следует отметить, что при частоте вращения ротора величина близка к синхронной, т. е. $\mathbf{n} = 0{,}95\mathbf{n_1}$ на обмотку возбуждения двигателя подают постоянный ток, электромагнитный момент придает такое ускорение ротору, при котором частота его вращения достигает значения частоты вращения поля статора и двигатель входит в с и н х р о н и з м. При этом необходимо добиваться такого условия, при котором магнитное поле, создаваемое постоянным током возбуждения, усили-

вало бы поле двигателя. В противном случае магнитное поле даст сильный механический толчок на валу.

Следует отметить, что вращающееся поле наводит токи не только в пусковой обмотке и обмотке возбуждения, но и во всех металлических частях, которые оно пересекает. Пусковая обмотка должна быть рассчитана так, чтобы развиваемый ею асинхронный момент **М** удовлетворял требуемым пусковым условиям.

6.9. Пример расчета синхронного генератора ветроэнергетических установок

Тип и конструкция электрического генератора определяются мощностью и частотой вращения механической энергии на входе и энергетическими показателями, а также качеством электрической энергии на выходе. При преобразовании энергии электромашинный генератор должен обладать хорошими энергетическими показателями (удельная мощность, КПД, **cos φ** и т. д.) и качеством вырабатываемой электроэнергии (стабильность частоты и напряжения, синусоидальность формы кривой напряжения).

При преобразовании энергии ветра с помощью ветроколес в механическую энергию получается сравнительно низкая частота вращения вала (50–300 об/мин). Повышение частоты вращения, например, ветроколеса, в настоящее время практически практически невозможно.

Современные электрические генераторы переменного тока имеют высокую частоту вращения ротора (500–3000 об/мин), поэтому для согласования частот вращения применяют механические редукторы, которые металлоемки, относительно дороги, а главное, менее надежны. Массогабаритные размеры, стоимость, долговечность и надежность механических редукторов связаны с коэффициентом редукции, который очень высок.

На рис. 6.12 представлена ВЭУ при работе на автономную нагрузку. Ветроколесо **ВК** преобразует энергию ветра в механическую энергию, а синхронный генератор **СГ** преобразует механическую энергию в электрическую. Между ветроколесом и **СГ** машиной включен редуктор **Р** для согласования частот вращения.

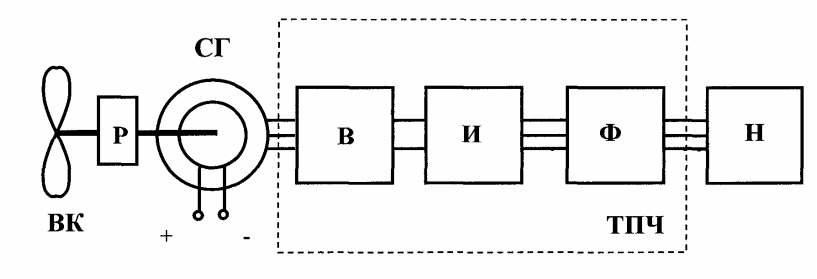


Рис.6.12. Ветроэнергетическая установка с синхронным генератором

При непрерывном колебании скорости ветра требуется стабилизация частоты напряжения на выходе ВЭУ. Для такого случая разработана система стабилизации частоты напряжения. Напряжение на выходе **СГ** выпрямляется выпрямителем **В**, далее инвертируется инвертором **И**, при этом с помощью фильтра **Ф** выделяется основная промышленная частота, которая подается на нагрузку **Н**.

Для расчетной скорости ветра $\mathbf{V_в}$=12,6 м/с, при диаметре ветроколеса $\mathbf{D_в}$ = 24 м мощность ветроколеса равна

$$\mathbf{P_{вк} = \frac{\pi}{8} \cdot \gamma_в \cdot \xi \cdot D_в^{\,2} \cdot v_в^{\,3} = \frac{3{,}14}{8} \cdot 1{,}2 \cdot 0{,}42 \cdot 24^2 \cdot 12.6^3 = 250}\ \text{кВт.}$$

Определим частоту вращения вала ветроколеса

$$\mathbf{n_в = \frac{c \cdot v_в}{\pi \cdot D_в} = \frac{7 \cdot 12{,}6}{3{,}14 \cdot 24} \cdot 60 = 70{,}22}\ \text{об/мин.}$$

Выбираем в качестве генератора синхронную машину мощностью 250 кВт. Частота вращения этих машин могут быть разной, однако, надо выбрать самую минимальную частоту вращения для вышеуказанной мощности, поэтому выбираем синхронную машину со следующими параметрами $\mathbf{p_1}$ = 3 и $\mathbf{n_c}$ = 1000 об/мин.

В данном случае частота вращения ветроколеса не совпадает с синхронной частотой генератора, поэтому следует установить редуктор между ветроколесом и генератором. Передаточное число редуктора будет равно

$$z = \frac{n_c}{n_в} = \frac{1000}{70,22} = 14,24 .$$

Как видно из последнего выражения, передаточное число редуктора очень большое, поэтому следует выбрать другой генератор с большим числом пар полюсов и меньшим значением частоты вращения, т. е. $p_1 = 6$ и $n_c = 500$ об/мин. При этом передаточное число редуктора будет равен

$$z = \frac{n_c}{n_в} = \frac{500}{70,22} = 7,12 .$$

Из практики проектирования редуктора известно, что передаточное число редуктора должно быть целым числом, т.е. принимаем $z = 7$.

Следует определить диапазон изменения мощности и частоты напряжения на выходе генератора в зависимости от скорости ветра и с учетом этого выбрать более мощный генератор.

6.10. Контрольные вопросы

14.На какие типы по конструкции ротора подразделяются синхронные машины ?

15.Если число пар полюсов равно p = 4, чему равна синхронная частота вращения ротора синхронной машины при частоте f = 50 Гц?

16.Что такая реакция якоря в синхронной машине?

17.Какая машина называется электрической машиной переменного тока?

18.Для чего осуществляют асинхронный пуск синхронного двигателя?

19.Что меняется при изменении числа полюсов машины переменного тока?

20.В чем особенность синхронного двигателя по сравнению с асинхронным двигателем?

21. Какую функцию выполняет обмотка возбуждения?

22. От чего зависит устойчивость работы синхронной машины?

23. Перечислите характеристики синхронного генератора.

7. МИКРОМАШИНЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

7.1. Вращающиеся (поворотные) трансформаторы

Вращающиеся трансформаторы (ВТ) находят широкое применение в автоматических устройствах, маломощных следящих системах и автоматизированном электроприводе. Вращающимися трансформаторами называются электрические микромашины переменного тока, преобразующие угол поворота ротора **α** в напряжение, пропорциональное этому углу или некоторым другим функциям, например, **sin α** или **cos α**. ВТ также используют в качестве построителей для решения геометрических и тригонометрических задач.

В системе автоматики ВТ может работать как в режиме поворота ротора в пределах определенного ограниченного угла, так и в режиме непрерывного вращения. Для всех этих случаев может быть использован один и тот же ВТ путем различного включения его обмоток.

Конструктивно ВТ выполняют так же, как асинхронный двигатель с фазным ротором. На статоре и роторе вращающегося трансформатора размещаются по две обмотки, сдвинутые между собой на 90 электрических градусов. На рис. 7.1 представлена схема вращающегося трансформатора. Ротор может поворачиваться с помощью точного редукторного механизма. Для уменьшения числа выводных зажимов с 8 до 6 применяют одностороннее соединение статорных и роторных обмоток внутри машины в соответствии с рис. 7.1, б).

Конструкция ВТ должна обеспечивать синусоидальное изменение взаимной индуктивности между обмотками статора и ротора. Редуктор со шкалами грубого и точного от-

счета встраивают в корпус ВТ или изготавливают отдельно и соединяют с валом ВТ.

Принцип действия вращающегося трансформатора основан на том, что при повороте ротора взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора, а, следовательно, и ЭДС в обмотках ВТ, наведенных пульсирующим потоком возбуждения, изменяются по строго синусоидальному закону в зависимости от угла поворота ротора $\boldsymbol{\alpha}$. Для этого необходимо получить в воздушном зазоре машины распределение индукции по закону, близкому к идеальной синусоиде. Однако наличие зубцов статора и ротора обусловливает ступенчатое распределение МДС обмоток и, следовательно, неизбежное содержание в них высших обмоточных гармоник. Вследствие зубчатого строения статора и ротора периодически изменяется проводимость магнитной цепи ВТ, что вызывает появление зубцовых гармоник. Кроме того, из-за нелинейности кривой намагничивания возникают гармоники насыщения. Все эти факторы приводят к отступлениям от синусоидального распределения индукции, что вызывает погрешности в кривой зависимости ЭДС ротора от угла поворота.

Для повышения точности ВТ высшие гармоники по возможности уничтожают или ослабляют. Выполнение на статоре и роторе обмоток высокой точности с укороченным шагом позволяет уничтожить или ослабить обмоточные гармоники. Обычно на роторе помещают обмотки с укорочением шага на $^{1}/_{3}$ полюсного деления $\boldsymbol{\tau}$, а на статоре – на $^{1}/_{5}$ что устраняет 3-ю и 5-ю гармоники.

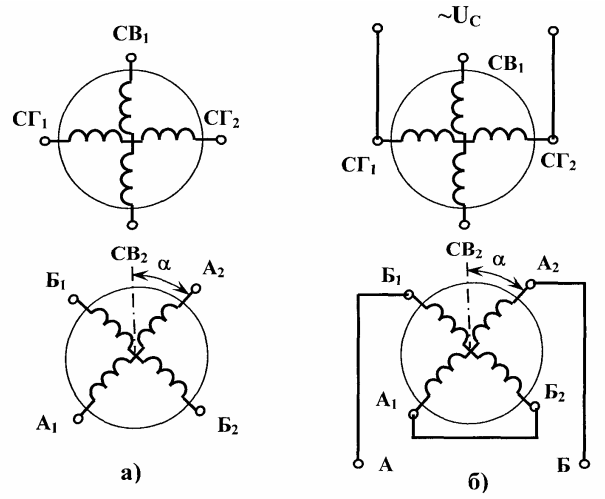


Рис. 7.1. Обозначение обмоток и схема включения вращающегося трансформатора:
СГ1 – СГ2 – главная статорная обмотка; СВ1 – СВ2 – вспомогательная статорная обмотка; А1 – А2 – синусная роторная обмотка; Б1 – Б2 – косинусная роторная обмотка

Статорные и роторные сердечники ВТ изготовляют из листов пермаллоя для исключения погрешностей от высших гармоник. Кроме того, магнитная система работает при малых насыщениях и ВТ изготавливают с достаточно большим воздушный зазором. Все это при тщательной технологии изготовления позволяет создать вращающиеся трансформаторы высокого класса точности.

При подключении обмотки статора к сети переменного тока ВТ возникает продольный магнитный поток $\mathbf{\Phi_d}$, пульсирующий во времени с частотой сети. При холостом ходе в обмотках ротора $\mathbf{А_1 – А_2}$ и $\mathbf{Б_1 – Б_2}$ этот поток будет индуктировать ЭДС $\mathbf{E_{AO}}$ и $\mathbf{E_{CO}}$, частота которых будет равна частоте сети **f**, а действующее значение ЭДС будет зависеть от положения ротора относительно статора.

Если магнитный поток $\mathbf{\Phi_d}$ распределен в воздушном зазоре синусоидально, то в этом случае индукция вдоль

окружности статора и ротора изменяется по гармоническому закону

$$B_x = B_0 \cos(\pi x/\tau)\sin\omega t,$$

где B_0 – индукция в воздушном зазоре; τ – полюсное деление статора.

В обмотке статора магнитный поток Φ_d индуктирует ЭДС

$$E_{сг} = 4{,}44 \cdot f w_1 \kappa_{обм1} \Phi_{dm}, \qquad (7.1)$$

где w_1 и $\kappa_{обм1}$ – число витков и обмоточный коэффициент обмотки статора; Φ_{dm} – максимальное значение магнитного потока статора.

Предположим, что ось обмотки ротора $А_1 – А_2$ сдвинута относительно оси обмотки статора $СВ_1 – СВ_2$ на некоторый угол $\alpha = \pi x_0 / \tau$. В этом случае максимальное значение потока, сцепленного с обмоткой $А_1 – А_2$,

$$\Phi_{ст} = B_m L \int_{-\pi/2+x_0}^{\pi/2+x_0} \cos\frac{\pi x}{\tau} = 2B_m L \frac{\tau}{\pi}\cos\alpha = \Phi_{dm}\cos\alpha,$$

а ЭДС индуктированная в этой обмотке,

$$E_{АО} = 4{,}44 \cdot f w_2 \kappa_{обм2} \Phi_{dm} \cos\alpha = \kappa E_B \cos\alpha, \qquad (7.2)$$

где $\kappa = 4{,}44 \cdot f w_2 \kappa_{обм2} \Phi_{dm}$; w_2 и $\kappa_{обм2}$ – число витков и обмоточный коэффициент обмотки ротора.

Обмотки ротора $Б_1 – Б_2$ сдвинуты относительно обмоток $А_1 – А_2$ на угол $\pi/2$, следовательно, выходное напряжение в этой обмотке

$$E_{БО} = 4{,}44 \cdot f w_2 \kappa_{обм2} \Phi_{dm} \cos(\alpha - \pi/2) = \kappa E_B \sin\alpha,$$

Таким образом, в обмотках ротора при холостом ходе индуктируется ЭДС, пропорциональная синусу или косинусу угла поворота ротора относительно магнитного потока.

Класс точности ВТ определяется относительной погрешностью Δu, выраженной в процентах. Вращающиеся

трансформаторы разделяются на четыре класса точности: нулевой (**Δu** = 0,05 %); первый (**Δu** = 0,05–0,1 %); второй **Δu** = 0,1–0,25 %); третий (**Δu** более 0,25 %).

Применяя различные схемы включения обмоток статора и ротора, можно получить и другие функциональные зависимости, а также уменьшить погрешности, вызванные током нагрузки

В зависимости от режима работы ВТ разделяют на следующие типы: синусные, косинусные, линейные и ВТ-построители.

7.2. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор

При работе вращающегося трансформатора в синусном режиме главная статорная обмотка $\mathbf{СГ_1 – СГ_2}$ присоединяется к источнику переменного тока, где напряжение **U** = const. Синусная обмотка ротора $\mathbf{А_1 – А_2}$ питает внешнюю нагрузку (рис. 7.2, а). Вспомогательная статорная $\mathbf{(СВ_1 – СВ_2)}$ и косинусная роторная $\mathbf{(Б_1 – Б_2)}$ обмотки разомкнуты.

При холостом ходе напряжения на синусной $\mathbf{А_1 – А_2}$ и косинусной $\mathbf{Б_1 – Б_2}$ обмотках ротора равны соответствующим ЭДС:

$$\mathbf{E_{АО} = кE_В \cos\alpha}; \quad \mathbf{E_{БО} = кE_В \sin\alpha}, \tag{7.3}$$

т. е. изменяются по требуемым законам.

Если к синусной обмотке $\mathbf{А_1 – А_2}$ подключить некоторую нагрузку $\mathbf{Z_{нагр}}$, то по обмотке будет протекать ток

$$\mathbf{I_А = E_В /(Z_А + Z_{нагр})},$$

где $\mathbf{Z_А}$ – сопротивление синусной обмотки $\mathbf{А_1 – А_2}$, которое постоянное.

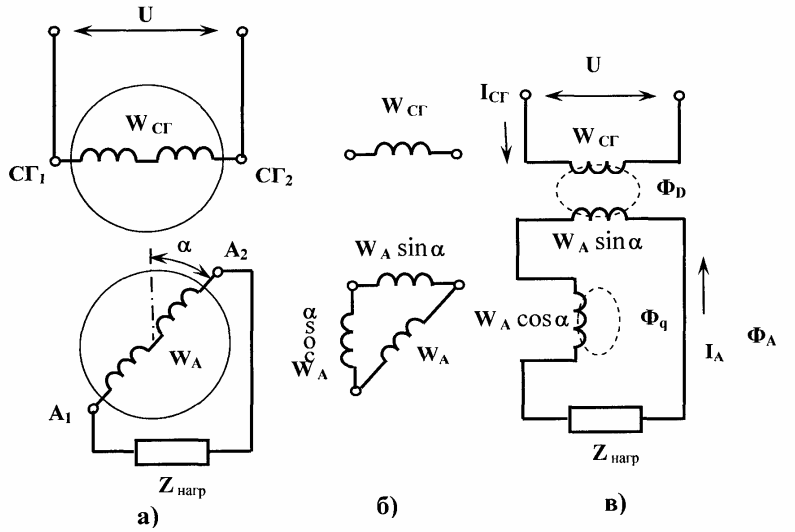


Рис. 7.2. Обозначение обмоток и схема включения вращающегося трансформатора

Ток $\mathbf{I_A}$ создает МДС $\mathbf{F_A}$ ротора, ось которого совпадает с осью обмотки $\mathbf{A_1 – A_2}$. Этот МДС $\mathbf{F_A}$ состоит из двух составляющих: $\mathbf{F_{Ad}}$ – продольной и $\mathbf{F_{Aq}}$ – поперечной. Продольная МДС $\mathbf{F_{Aq}}$ создает продольный магнитный поток $\mathbf{\Phi_d}$ (рис. 7.2, в), который индуктирует в обмотке $\mathbf{A_1 – A_2}$ ЭДС:

$$\mathbf{E_{Ad} = \kappa E_B \sin\alpha}, \qquad (7.4)$$

а поперечная МДС $\mathbf{F_{Aq}}$ – поперечный магнитный поток $\mathbf{\Phi_d}$, который также индуктирует в обмотке $\mathbf{A_1 – A_2}$ ЭДС:

$$\mathbf{E_{Aq} = \kappa_1 E_B \cos\alpha}, \qquad (7.5)$$

где $\mathbf{\kappa_1 = 4{,}44 \cdot f w_2 \kappa_{обм2} \Phi_{qm}}$.

ЭДС $\mathbf{E_{Aq}}$ является ЭДС самоиндукции и может быть представлена в виде

$$\dot{E}_{Ad} = -jX_{Aq}\frac{\dot{E}_A \cos^2\alpha}{Z_{нагр} + Z_A},$$

где X_{Aq} – индуктивное сопротивление обмотки $A_1 - A_2$ по поперечной оси.

При нагрузке продольным и поперечным магнитными потоками в синусной обмотке $A_1 - A_2$ индуктирует результирующая ЭДС, которая равна

$$\dot{E}_A = \dot{E}_{Ad} + \dot{E}_{Aq}.$$

Совместное решение последних уравнений дает результирующую ЭДС

$$\dot{E}_A = \frac{к\dot{E}_A \sin\alpha}{1 + \dot{A}_A \cos^2\alpha},$$

где $\dot{A}_A = jX_{Aq}/(Z_{нагр} + Z_A)$ – некоторый комплексный коэффициент.

Таким образом, при нагрузке ВТ, как видно из последнего выражения, нарушается требуемая синусоидальная зависимость изменения ЭДС, а, следовательно, и выходного напряжения от угла поворота ротора α и возникает определенная погрешность.

На практике для устранения погрешности, возникающей от поперечного потока ротора, вспомогательную статорную (первичное симметрирование) или косинусную роторную (вторичное симметрирование) обмотки нагружают некоторым сопротивлением.

Для первичного симметрирования к вспомогательной обмотке $СВ_1 - СВ_2$ подключают некоторое малое сопротивление $Z_{2нагр}$, вследствие чего МДС ротора по поперечной оси не равна нулю.

Так как обмотка $СВ_1 - СВ_2$ по отношению к поперечному потоку Φ_q представляет собой замкнутую накоротко вторичную обмотку трансформатора, то ее МДС $\dot{F}_A$ на-

правлена против МДС $\dot{F}_{Aq}$ «первичной» обмотки, и результирующая МДС $\dot{F}_q$ так же, как и в трансформаторе тока, будет значительно меньше МДС $\dot{F}_{Aq}$. Поэтому поперечный поток Φ_q и вызванная им погрешность резко уменьшаются. При изменении нагрузки, подключенной к обмотке ротора, МДС $\dot{F}_{Aq}$ изменяется примерно пропорционально МДС **F,** вследствие чего степень компенсации поперечного потока остается практически неизменной. Это является достоинством данного метода симметрирования. Однако при изменении угла поворота ротора α изменяется ток **I** в обмотке возбуждения, и при заданном напряжении **U** будет изменяться **ЭДС E.** В результате появляется дополнительная погрешность в величине выходных напряжений U_A и $U_Б$ на зажимах синусной и конусной обмоток. По этой причине во вращающихся трансформаторах обычно применяют одновременно первичное и вторичное симметрирование.

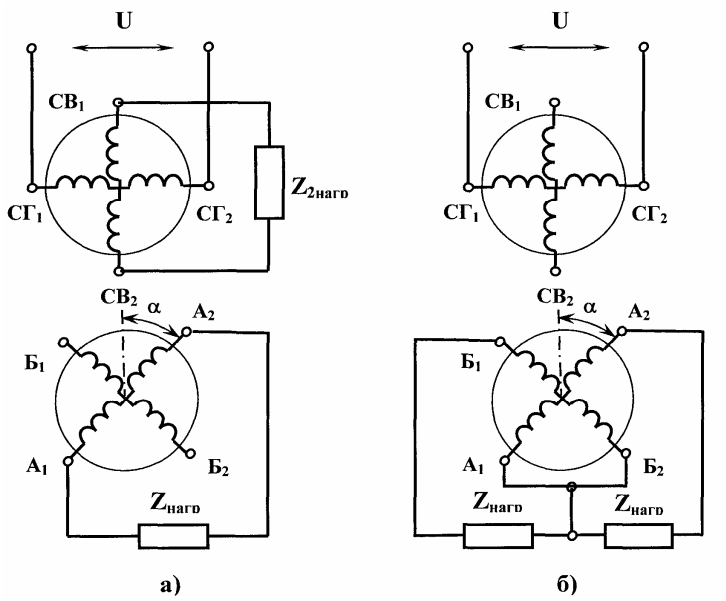


Рис. 7.3. Схема включения синусно-косинусного вращающегося трансформатора с первичным **а** и со вторичным **б** симметрированием

7.3. Линейный вращающийся трансформатор

Для получения линейной зависимости выходного напряжения от угла поворота ротора применяют линейные вращающиеся трансформаторы.

С помощью синусно-косинусного ВТ можно получить линейную зависимость выходного напряжения лишь при незначительных изменениях α (около 4,5 ° в обе стороны от нуля). Однако, изменив схему включения ВТ, можно эти пределы значительно увеличить.

Более широкий диапазон изменения угла α, в пределах которого выходная характеристика с достаточной точностью считается линейной, можно получить, если выходное напряжение представить виде функции

$$U_{вых}(\alpha) = \kappa_U \sin\alpha/(1+C\cos\alpha), \qquad (7.6)$$

то при **С** = 0,52 линейность выходного напряжения обеспечивается с точностью до 0,1 % в пределах углов от – 55 до +55 °.

Для получения указанной зависимости используют две схемы соединения линейных ВТ с первичным симметрированием (на статоре) и вторичным симметрированием (на роторе).

Схема линейного ВТ с первичным симметрированием приведена на рис. 7.4, а), где обмотки $\mathbf{А_1} - \mathbf{А_2}$ замыкают накоротко**,** а главную обмотку статора $\mathbf{СГ_1} - \mathbf{СГ_2}$ соединяют последовательно с косинусной обмоткой $\mathbf{Б_1} - \mathbf{Б_2}$ и подключают к сети.

К синусной роторной обмотке $\mathbf{А_1} - \mathbf{А_2}$**,** включено сопротивление нагрузки $\mathbf{Z_{нагр}}$. Поскольку $\mathbf{СГ_1} - \mathbf{СГ_2}$ замкнута накоротко**,** то поперечный поток равен нулю. Для цепи обмоток $\mathbf{СГ_1} - \mathbf{СГ_2}$ и $\mathbf{Б_1} - \mathbf{Б_2}$ можно записать уравнение ЭДС

$$\dot{U} = \dot{E}_{СГ} + \dot{E}_A \ , \qquad (7.7)$$

а для цепи обмотки $\mathbf{А_1} - \mathbf{А_2}$ будет справедливо уравнение ЭДС

$$E_{СГ} + E_A = (к + к_1) \cdot \Phi_{dm} \ ,$$

откуда

$$\Phi_{dm} = \frac{E_{СГ} + E_A}{к + к_1} \ .$$

Так как ЭДС, индуктируемые в обмотках $\mathbf{СГ_1} - \mathbf{СГ_2}$ и $\mathbf{Б_1} - \mathbf{Б_2}$, совпадают по фазе, то они будут складываться алгебраически. Поэтому с учетом (7.1) и (7.2) сумма равна

$$\Phi_{dm} = \frac{E_{СГ} + E_A}{4{,}44 \cdot f(w_1 к_{обм1} + w_2 к_{обм2} \cos\alpha)} \ . \qquad (7.8)$$

В этом случае, согласно (7.4), (7.6) и (7.7)**,** наводимая ЭДС в синусной выходной обмотке

$$E_A = 4{,}44 \cdot f \cdot w_2 к_{обм2} \Phi_{dm} \sin\alpha = \frac{w_2 к_{обм2} \sin\alpha (E_{СГ} + E_A)}{w_1 к_{обм1} + w_2 к_{обм2} \cos\alpha} = \frac{к_U \sin\alpha}{1 + C \cdot \cos\alpha} (E_{СГ} + E_A)$$

Пренебрегая активным сопротивлением обмоток и потоком рассеяния, учитывая (7.7) и что $\dot{U}_{вых} = \dot{E}_A$, можно записать

$$U_{вых} = E_A = \kappa_U \sin\alpha/(1 + C \cdot \cos\alpha) \qquad (7.9)$$

Если выполнить трансформатор с коэффициентом **С** = 0,52–0,56, то линейность выходного напряжения, которое замкнуто на внешнее сопротивление $Z_{нагр}$, обеспечивается с точностью до 0,1 % в пределах углов от – 55 до +55 °.

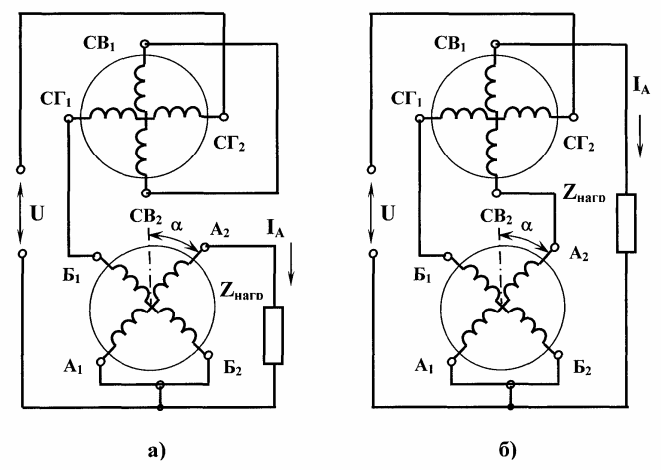


Рис. 7.4. Схема включения линейного вращающегося трансформатора с первичным **а** и со вторичным **б** симметрированием

Когда требуется постоянство входного сопротивления, применяют линейный ВТ со вторичным симметрированием согласно рис. 7.4, б. В этой схеме главную статорную обмотку **($СГ_1$ – $СГ_2$)** включают в сеть, а вспомогательную статорную **($СВ_1$ – $СВ_2$)** и синусную роторную **($А_1$ – $А_2$)** обмотки соединяют последовательно. В цепь этих обмоток включено нагрузочное сопротивление $Z_{нагр.}$, с которого снимается выходное напряжение. Сопротивление $Z_{нагр}$ косинусной обмотки ротора **$Б_1$ – $Б_2$** подбирают так, чтобы

ВТ был полностью симметрирован, т. е. чтобы его выходное сопротивление было постоянным.

Линейный ВТ со вторичным симметрированием не может быть использован в тех устройствах, где нагрузочное сопротивление $\mathbf{Z_{нагрА}}$ переменно. Поэтому в практике чаще применяют линейные ВТ с первичным симметрированием.

Рассмотренные схемы дают линейную зависимость выходного напряжения при изменениях угла поворота ротора в пределах 55 ° в обе стороны от нулевого положения ротора. Однако, если изменения фазы напряжения на угол 180 ° не требуется, то, вводя в схему смещающее напряжение, взятое от отдельного трансформатора или автотрансформатора, можно вдвое увеличить предел линейного изменения выходного напряжения.

7.4. Шаговые двигатели

В настоящее время электронные цифровые устройства применяют для управления электроприводами, у которых выходной величиной являются малые перемещения или угол поворота вала. Электронные цифровые устройства выдают сигналы в цифровой форме

Цифровая форма представления сигналов управления привела к созданию нового типа двигателей – шаговых двигателей, которые непосредственно преобразуют управляющий сигнал в виде унитарного кода, т. е. последовательности импульсов) в пропорциональный ему и фиксированный угол поворота вала или линейное перемещение механизма без датчика обратной связи. Это обстоятельство упрощает систему привода и заменяет систему следящего замкнутого привода системой разомкнутой в соответствии с рис. 7.5, обладающей такими преимуществами, как удешевление устройства (меньше элементов) и увели-

чение точности в связи с фиксацией ротора шагового двигателя при отсутствии импульсов сигнала.

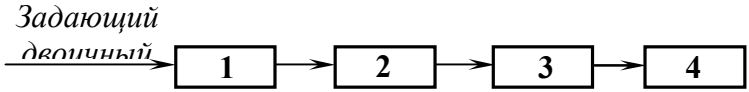


Рис. 7.5. Структурная схема разомкнутой цифровой системы с шаговым двигателем:
1 – коммутатор, преобразующий двоичный код в циклический;
2 – усилитель импульсов; 3 – шаговый двигатель; 4 – нагрузка

Но очевиден и недостаток привода с шаговым двигателем: при сбое импульса дальнейшее слежение происходит с ошибкой в угле, пропорциональной числу пропущенных импульсов.

Рассмотрим принцип действия шагового двигателя (ШД) на простейшем примере однофазного шагового двигателя согласно рис. 7.6. Двухполюсный ротор **2** из магнитномягкого материала с клювообразными выступами вращается в четырехполюсном статоре **1.** Одна пара полюсов статора представляет собой постоянные магниты, на другой паре полюсов находится обмотка управления $\mathbf{w_y}$. Ротор из магнитномягкого материала является реактивным. Пока тока в обмотке управления нет, ротор ориентируется вдоль полюсов с постоянными магнитами и удерживается около них с некоторым усилием, которое определяется магнитным потоком полюсов.

При поступлении импульса на вход схемы управления (на рисунке не показана) обмотка управления подключается к источнику напряжения постоянного тока и создает магнитный поток $\mathbf{\Phi_э}$ примерно вдвое больший, чем магнитный поток постоянных магнитов.

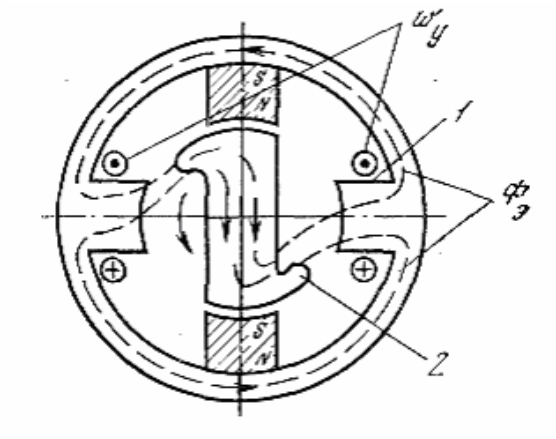


Рис. 7.6. Однофазный шаговый двигатель

Под действием электромагнитного усилия, создаваемого этим потоком, ротор поворачивается, преодолевая нагрузочный момент и момент, развиваемый полюсами с постоянными магнитами, стремясь занять положение, соосное с полюсами управляющей обмотки. Поворот происходит в сторону клювообразных выступов, т. к. магнитное сопротивление между ротором и полюсами с обмоткой в этом направлении меньше, а, следовательно, усилие больше, чем в другую сторону. Следующий импульс, поступивший на вход схемы управления, отключает обмотку управления от источника напряжения и под действием потока постоянных магнитов ротор поворачивается на следующий шаг опять в сторону клювообразных выступов.

Одним из определяющих параметров ШД является величина шага ротора, т. е. угол поворота ротора, соответствующий одному импульсу. В общем случае для двигателя с реактивным ротором шаг двигателя равен

$$\alpha = 360^{\circ} / 2pm, \text{ или } \alpha = \pi / pm, \qquad (7.11)$$

где **p** – число пар полюсов ротора или каждой из фаз статора; **m** – число фаз (или так называемых тактов управления в одном цикле).

Для двигателя на рис. 7.6 **p** = 1, **m** = 2, т. к. одному такту соответствует одна обмотка возбуждения, следовательно, шаг двигателя $\alpha = 90°$.

Достоинством однофазных шаговых двигателей с постоянными магнитами на статоре или роторе является простота конструкции и схемы управления. Фиксация ротора при обесточенной обмотке не требует потребления энергии во время пауз и сохраняет угол поворота ротора при перерывах в питании. Двигатели этого типа могут отрабатывать импульсы с частотой до 200–300 Гц. Основным недостаткам таких ШД является низкий КПД, маленький момент на валу двигателя и невозможности реверса.

На практике нашли применение многофазные и многообмоточные шаговые двигатели (рис.7.8). Принцип действия такого многофазного шагового двигателя заключается в следующем. На обмотки якоря подаются импульсы напряжения от электронного коммутатора. Под воздействием каждого такого импульса ротор двигателя будет совершать определенное угловое перемещение, называемое *шагом*.

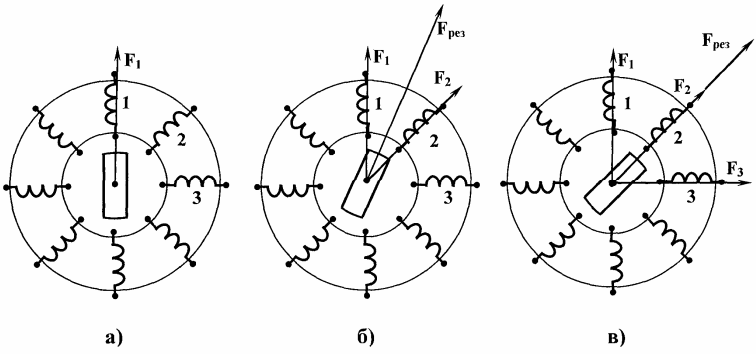


Рис. 7.8. Схема шагового двигателя при питании различных фаз

обмотки якоря

Если питать поочередно фазы 1,2,3,..**m** обмотки **m** – фазного двигателя однополярными импульсами напряжения, то ротор двигателя будет скачкообразно перемещаться в положения, при которых его ось совпадет с осями фаз 1, 2, 3,..**m**. Следовательно, ротор будет иметь m устойчивых состояний, соответствующих направлению векторов МДС **F** (рис. 7.8), при этом шаг ротора будет равен $2\pi/m$.

Для увеличения результирующей МДС якоря, а, следовательно, магнитного потока и синхронизирующего момента обычно одновременно подают питание на две, три и большое количество фаз. Если одновременно подать питание на две фазы, то положение результирующего вектора МДС $\mathbf{F}_{рез}$ и оси ротора совпадут с линией, проходящей между осями двух соседних фаз (рис. 7.8, б). При подаче питания одновременно на три соседние фазы ротор перемещается в положение, совпадающее с осью средней фазы (рис. 7.8, в). Если же поочередно подавать питание то на четное (две), то на нечетное (три) число фаз, то ротор двигателя будет иметь 2 **m** устойчивых состояния, и шаг будет равен π/m.

Электромагнитный шаговый двигатель состоит из двух частей: синхронизирующего момента, зависящего от угла θ между осями МДС обмотки якоря, и ротора, и асинхронного тормозящего момента, пропорционального частоте вращения, т. е. $d\theta/dt$.

$$M = M_{син} + M_{тр} = M_{макс} \sin\theta + Dd\theta/dt . \qquad (7.12)$$

Параметр **D** называют *коэффициентом внутреннего демпфирования*. Физически внутреннее демпфирование – это тормозящий момент в ШД, который возникает в результате взаимодействия вращающегося потока ротора с током в обмотке якоря. При достаточно большом коэффи-

циенте внутреннего демпфирования происходит эффективное затухание колебаний ротора двигателя.

Для каждого ШД существует некоторая предельная частота подачи управляющих импульсов $\mathbf{f_{пр}}$, при которой ротор еще следует за скачкообразно изменяющим полем статора. Эту частоту называют *частотой приемистости.* Частота приемистости характеризует пусковые свойства ШД – максимальную частоту управляющих импульсов, при которой возможен пуск без выпадения из синхронизма. Эта частота растет с увеличением синхронизирующего момента, уменьшением углового шага, нагрузки и момента инерции. Для современных шаговых двигателей при номинальной нагрузке частота приемистости составляет $\mathbf{f_{пр}}$ = 100–1000 Гц.

Основным требованием ШД является устойчивая работа под нагрузкой. Под устойчивостью работы шагового двигателя понимают его способность вращать ротор без «потери импульсов». Различают статическую и динамическую устойчивость.

Статическая устойчивость характеризуется зоной устойчивого равновесия, в которой ротор, будучи выведенным из точки устойчивого равновесия (при $\mathbf{M_c} = 0$), возвращается в нее после снятия воздействия.

Динамическая устойчивость определяется зоной устойчивого равновесия, в которой ротор, будучи выведенным из точки устойчивого равновесия, перейдет в точку нового устойчивого равновесия.

7.5. Режимы работы и характеристики шаговых двигателей

В зависимости от частоты подачи импульсов управления различают следующие режимы работы шаговых дви-

гателей: статический, квазистатический, установившийся и переходные.

Статический режим соответствует протеканию по одной из фазных обмоток постоянного тока, создающего неподвижное магнитное поле. Этот режим характеризуется статическим синхронизирующим моментом. В первом приближении при ненасыщенной магнитной системе и симметричном роторе характеристику статического синхронизирующего момента можно считать синусоидальной.

Квазистатический режим работы шагового двигателя (режим отработки единичных шагов) характеризуется тем, что переходный процесс (обычно колебательный), сопровождающий отработку углового шага, к началу следующего шага, заканчивается, т. е. угловая частота вращения ротора в начале каждого шага равна нулю. Этот режим используется в различных стартстопных, лентопротяжных и других механизмах, в которых требуется фиксация положения после каждого шага.

Установившийся режим работы шаговых двигателей соответствует постоянной частоте управляющих импульсов.

Переходные режимы работы шаговых двигателей имеют место при пуске, торможении, реверсе и переходе с одной частоты на другую (например, при частотном разгоне), являются основными эксплуатационными режимами шаговых двигателей и сопровождаются переходными процессами, обусловленными изменением частоты вращения. Переходные процессы в указанных режимах определяются как параметрами двигателя и нагрузки, так и начальными условиями, при которых начинается соответствующий процесс.

Пуск шагового двигателя обычно осуществляют из неподвижного положения ротора, которое он занимает при установившихся значениях тока в обмотках. Скачкообраз-

ное увеличение частоты от нуля до рабочей приводит к тому, что сначала ротор отстает от поля, затем, ускоряясь, достигает скорости вращения, опережает его и вследствие отрицательного синхронизирующего момента снова замедляет свое движение. Вследствие демпфирования колебания частоты вращения быстро затухают, наступает становившийся режим. В процессе пуска ротор должен оставаться в зоне динамической устойчивости.

Торможение ротора осуществляется скачкообразным снижением частоты управляющих импульсов до нуля. Предельная частота управляющих импульсов, при которой торможение ротора осуществляется без выбега (с сохранением синхронизма), как правило, выше частоты приемистости. При торможении без выбега в неустановившемся процессе после пуска или реверса, когда мгновенная скорость вращения ротора в 1,5–2 раза превышает среднюю скорость вращения, предельная частота управляющих импульсов ниже частоты приемистости.

Реверс шагового двигателя производят путем изменения последовательности коммутации токов в обмотках, т. е. изменением направления перемещения поля. Предельная частота управляющих импульсов, при которой реализуется реверс без выпадения из синхронизма, всегда меньше частоты приемистости и может достигать ее лишь при большой величине нагрузки и внутреннего демпфирования. Как и при торможении, реверс без потери шагов в переходном процессе осуществляют при более низких частотах управляющих импульсов.

Работа шагового двигателя с короткими сериями импульсов и произвольной паузой между ними также может быть приравнена к реверсу в переходном процессе, т. к. начальная частота вращения при отработке очередной серии импульсов, возникающая в процессе колебаний ротора после отработки предыдущей серии, может быть отри-

цательной. Устойчивая работа шагового двигателя в этом случае достигается за счет увеличения нагрузки для ускорения затухания переходного процесса.

Специфика конструкции шаговых двигателей и многообразие режимов их работы вызывают необходимость оценивать эти двигатели по следующим характеристикам: статическим, предельным динамическим, предельным механическим.

Статически характеристики двигателя – это зависимости электромагнитного момента от угла. Эти характеристики позволяют определить величину угловой погрешности при работе в квазистатическом режиме на холостом ходу или под нагрузкой.

Предельные динамические характеристики двигателя представляют собой зависимости частоты приемистости от величины момента сопротивления и момента инерции нагрузки. Такие характеристики называют предельными динамическими характеристиками пуска. Существуют также предельные динамические характеристики торможения или реверса, под которыми понимают аналогичные зависимости предельной частоты управляющих импульсов в соответствующем режиме от момента сопротивления и момента инерции нагрузки.

Предельные механические характеристики двигателя представляют собой зависимость допустимого момента нагрузки от частоты управляющих импульсов в установившемся режиме работы. Примерный вид этих характеристик показан на рис. 7.9, где $\mathbf{f_{пр}}$ – частота приемистости. Снижение **M** при увеличении **f** объясняется в основном электромагнитной постоянной времени $\mathbf{T_y}$ обмоток управления:

$$\mathbf{T_y = L_y /(R_y + R_{доб}),}$$

где $\mathbf{R_y}$ и $\mathbf{L_y}$ – активное сопротивление и индуктивность обмотки управления; $\mathbf{R_{доб}}$ – добавочное сопротивление,

включаемое последовательно с обмоткой управления для уменьшения $\mathbf{T_y}$. Последнее объясняется тем, что чем больше $\mathbf{T_y}$, тем до меньшей величины за время импульса напряжения, поступающего со схемы управления двигателем, нарастает ток. Это снижает величину синхронизирующего момента, а, следовательно, и допустимого момента сопротивления.

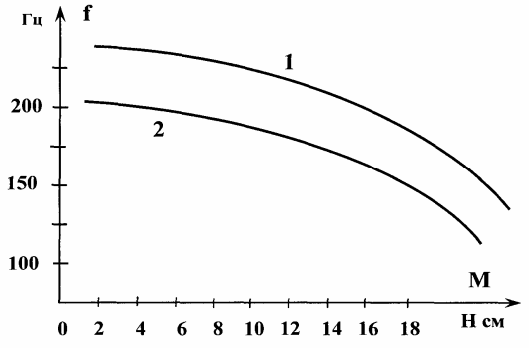


Рис. 7.9. Предельные динамические характеристики четырехфазного шагового двигателя при различных моментах инерции нагрузки $J_{нагр}$ (кг см^2), (**1** – $J_{нагр}$ = 0,012; **2** – $J_{нагр}$ = 0,1)

Устойчивость работы двигателя зависит также от соотношения между частотой управляющих импульсов **f** и частотой свободных колебаний ротора $\mathbf{f_o}$, которая определяется выражением

$$\mathbf{f_0 \approx 0{,}135\sqrt{\frac{M_{max\,P}}{J_{ДВ} + J'_C}}},$$

где $\mathbf{M_{max}}$ – максимальный статический синхронизирующий момент, $\mathbf{J_{дв}}$ и $\mathbf{J'_c}$ – моменты инерции, соответственно ротора двигателя и нагрузки, приведенной к валу двигателя.

При частоте управляющих импульсов $\mathbf{f > f_0}$ каждый шаг ротора сопровождается свободными колеба-

ниями. При частоте, равной или в целое число раз меньшей частоты, возникает явление электромеханического резонанса, которое при слабом демпфировании колебаний может привести к нарушению периодичности движения ротора и выпадению его из синхронизма.

При частоте $\mathbf{f > f_0}$ вращение ротора сопровождается вынужденными колебаниями с частотой **f**, амплитуда которых монотонно уменьшается с увеличением **f**. Для устойчивой работы шагового двигателя необходимо, чтобы $(\mathbf{M_c/M_{max}}) < 0{,}3 — 0{,}5$ и $(\mathbf{J'_c/J_{дв}}) < 1—2$.

7.6. Принцип действия и устройство вентильных двигателей постоянного тока

Достижения полупроводниковой техники позволили создать двигатель, в котором щеточно-коллекторный узел заменен бесконтактным переключателем (коммутатором) на транзисторах или других полупроводниковых приборах, работающих в так называемом ключевом режиме. При этом получается бесконтактный двигатель постоянного тока, которые называют ветильными двигателями.

Принцип действия такого двигателя, где два полукольца коллектора заменены транзисторными ключами $\mathbf{T_1 – T_4}$, управляемыми датчиком положения ротора (ДПР) согласно рис. 7.10, а) заключается в следующем.

Пусть $\mathbf{T_1}$ и $\mathbf{T_4}$ открыты, а $\mathbf{T_2}$ и $\mathbf{T_3}$ заперты (открытые транзисторы заштрихованы), и от источника постоянного тока по витку (обмотке) течет ток, создающий (по правилу буравчика) магнитный поток якоря $\mathbf{Ф_я}$. Предположим также, что ротор находится в положении, когда его основной поток $\mathbf{Ф_о}$, являющийся потоком возбуждения, направлен вверх. При таком расположении векторов магнитных потоков на ротор действует вращающий момент **M** и ротор стремится повернуться так, чтобы потоки $\mathbf{Ф_о}$ и $\mathbf{Ф_я}$ были

направлены в одну сторону (рис. 7.10, б). Если в этот момент времени ДПР переключит транзисторы, открыв $\mathbf{T_2}$ и $\mathbf{T_4}$ и закрыв $\mathbf{T_1}$ и $\mathbf{T_4}$, то ток в витке (обмотке) изменится на противоположный, повернув на 180 ° поток $\mathbf{Ф_я}$. При этом ротор, повернувшись по инерции против часовой стрелки в соответствии с рис. 7.10, в), продолжает вращаться за счет вращающего момента **М**, образованного новым направлением потоков $\mathbf{Ф_я}$ и $\mathbf{Ф_0}$.

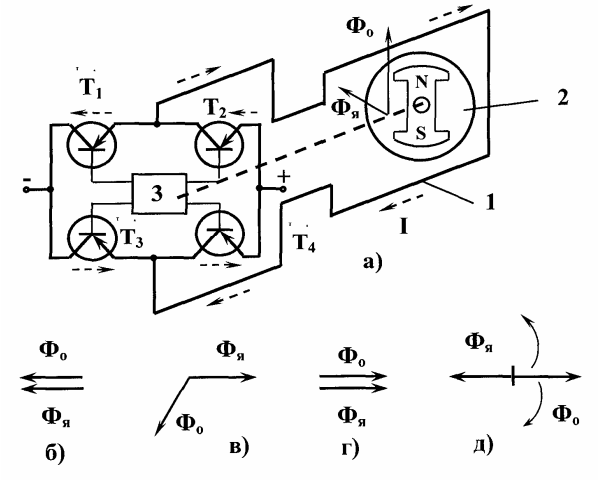


Рис. 7.10. Принцип работы простейшего вентильного двигателя:
1 – обмотка якоря; 2 – ротор; 3 – датчик положения ротора

Когда ротор достигнет положения, при котором потоки направлены, как показано на рис. 7.10, г), ДПР (подобно полукольцам коллектора) переключит ток в обмотке на прежнее направление в соответствии с рис. 7.10, а), и ротор будет продолжать вращаться. К недостаткам такого устройства следует отнести: неравномерность вращающего момента из-за скачкообразных поворотов потока $\mathbf{Ф_я}$ на 180 °, возможность остановки ротора или отсутствие пускового момента, а также неопределенность направления вращения ротора, если в момент пуска его поток $\mathbf{Ф_0}$ был направлен,

как показано на рис. 7.10, д). Радикальным способом устранения этих недостатков является переход на многосекционную обмотку. Однако это связано с резким увеличением числа транзисторов и усложнением схемы. Компромиссным решением является введение трехсекционной обмотки с коммутатором из шести транзисторов, как показано на рис. 7.11.

Обмотка статора **1** представляет собой трехфазную обмотку, соединенную звездой (треугольником), подобно обмоткам асинхронных или синхронных машин. Ротор **2** выполнен из постоянного магнита (в общем случае ротор может быть возбужден электромагнитом). Изображенный двигатель имеет одну пару полюсов (имеются двигатели с двумя и тремя парами полюсов).

Полупроводниковый коммутатор по существу представляет собой управляемый инвертор, подающий напряжение к фазным обмоткам **A, B** и **C** статора в зависимости от сигналов, поступающих с датчика положения ротора ДПР**,** который в общем случае может быть трансформаторным, емкостным, оптическим, датчиком Холла и т. д.

ДПР **3** выполнен в виде трансформатора на вход, которого подается переменное напряжение с частотой 5–30 кГц от вспомогательного маломощного генератора, выполненного в одном блоке с коммутатором. Это напряжение трансформируется во вторичные обмотки ДПР**,** однако величина ЭДС в них резко изменяется в зависимости от угла поворота ротора **2**.

Транзисторы коммутатора работают в ключевом режиме. ЭДС с обмоток ДПР поступают на одноименные входы формирователей 5, в которых высокочастотный сигнал преобразуется в импульсы, отпирающие соответствующие транзисторы коммутатора. Если (рис. 7.11) открыть транзисторы $\mathbf{T_a}$, $\mathbf{T_в'}$ и $\mathbf{T_c}$, то через них к обмоткам статора будет подведено напряжение **U** питающей сети по-

стоянного тока. При этом на обмотках **A** и **C** падает одна треть напряжения **U** (ввиду их параллельного соединения между собой и последовательного соединения с обмоткой **B**), а на обмотке **B** – две трети подводимого напряжения **U**. Стрелки у обмоток обозначают направление приложенных к обмоткам напряжений, а их длина – относительную величину этих напряжений. Если принять за положительное напряжение, приложенное плюсом к началу **н** обмотки, то положению ротора в соответствии с рис. 7.11 соответствует положение в соответствии с рис. 7.12.

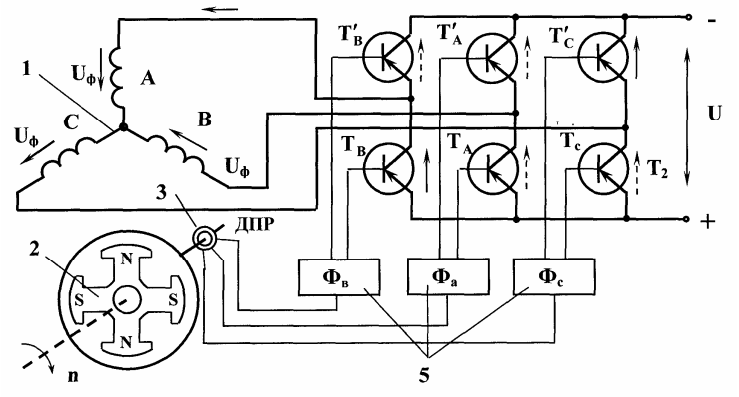


Рис. 7.11. Схема вентильного двигателя с датчиком положения ротора: ***1 – обмотка якоря; 2 – ротор; 3 – датчик положения ротора***

При повороте ротора **2** в соответствии с рис. 7.11 и ДПР в направлении стрелки на 30 электрических градусов транзистор $\mathbf{T_c'}$ закрывается от сигналов, поступающих с ДПР, а $\mathbf{T_c'}$ открывается. При этом напряжение **U** перераспределится между обмотками так, как показано в положении **2** в соответствии с рис. 7.12. Такое перераспределение происходит при повороте ротора на каждые 60 °, которым соответствуют положения **1 – 2– 3 – 4 – 5 – 6 – 7** в соответствии с рис. 7.12. Нетрудно видеть, что первые гармоники напряжений на обмотках статора, показанные штриховыми линиями на этом рисун-

ке, образуют трехфазную систему, а, следовательно, обмотка статора создает вращающееся магнитное поле, в котором с синхронной частотой вращается ротор.

Таким образом, рассматриваемый двигатель по принципу действия близок к синхронному двигателю, но обладает рядом особенностей.

Первая особенность данного двигателя заключается в том, что двигатель обладает пусковым моментом в любом положении ротора. Для наглядности направления этих потоков приняты совпадающими с осями обмоток, а их величина – пропорциональной значению напряжений, приложенных к обмоткам.

По мере разгона ротора появляется и возрастает ЭДС, наводимая в обмотках статора. Эта ЭДС, противодействуя напряжению, приложенному к обмоткам, уменьшает ток в обмотках, что приводит к снижению вращающего момента. Когда вращающий момент двигателя уравновесит момент сопротивления, частота вращения ротора достигнет установившегося значения. Изменения момента сопротивления вызывают соответствующие изменения частоты вращения, так же, как это происходит в обычных двигателях постоянного тока. При этом ЭДС и ток в обмотках изменяются соответственно новому значению установившейся частоты вращения ротора.

Изменение частоты вращения ротора приводит к соответствующим изменениям частоты переключения транзисторов коммутатора и, следовательно, к таким изменениям частоты вращения поля статора, при которых ротор и поле статора всегда имеют одинаковую, синхронную частоту вращения. Эта частота вращения зависит также от напряжения сети: с увеличением **U** она растет, наводя в обмотках большую ЭДС.

Таким образом, частоты вращения ротора **n** и частота тока **f** в рассматриваемом двигателе являются функциями

напряжения сети и нагрузки на валу, оставаясь связанными между собой соотношением, типичным для синхронной машины:

$$\mathbf{n(U, M_c) = 60f / p.} \qquad (7.13)$$

Зависимость (7.13) является *второй особенностью* БДПТ.

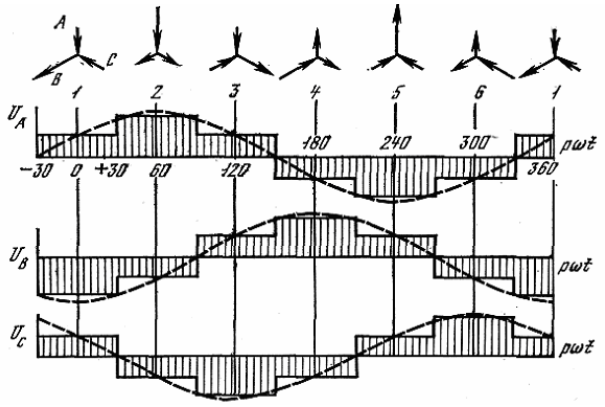


Рис. 7.12. Зависимости напряжений на фазных обмотках от времени

Третьей особенностью работы такого двигателя является постоянство угла сдвига фаз **θ**. В самом деле из рассмотренного принципа действия вентильного двигателя видно, что фаза вектора $\mathbf{\Phi_0}$ определяется положением оси ротора, а фаза вектора основной гармоники напряжения каждой обмотки статора $\mathbf{U_1}$ – положением оси ДПР. Так как ротор и ДПР жестко связаны между собой, то сдвиг фаз между векторами $\mathbf{\Phi_0}$ и $\mathbf{U_1}$ постоянен. Поскольку вектор $\mathbf{E_0}$ отстает от вектора $\mathbf{\Phi_0}$ на 90 °, то сдвиг указанных осей определяет и неизменность угла **θ**.

7.7. Сельсины

В настоящее время в различных отраслях промышленности и схемах автоматического управления и регулирования, а

также в следящих системах широкое применение получили индукционные системы синхронной связи, под которыми понимают совокупность устройств, служащих для измерения или передачи на расстояние угловых перемещений двух или нескольких валов, не связанных механически между собой.

Основными показателями, характеризующими свойства индукционных систем синхронной связи, являются: питание от сети переменного тока постоянной частоты и самосинхронизация в пределах одного оборота вала. К достоинствам таких систем можно отнести: 1) отсутствие искровой коммутации при работе системы; 2) высокую точность (ошибка не выше 2,5 ° для машин низшего класса); 3) плавность отработки приемником поворота датчика; 4) использование датчиков и приемников бесконтактного типа; 5) однотипность датчиков и приемников.

Применяемые в индукционных системах в качестве датчиков и приемников микромашины получили название сельсинов.

Обмотки датчика и приемника, соединенные между собой линией связи, называют обмотками синхронизации, а обмотки, присоединяемые к питающей сети и предназначенные для создания магнитного потока машины, – обмотками возбуждения.

Сельсины подразделяют на трехфазные и однофазные. Трехфазные сельсины применяют при относительно больших мощностях. Конструктивно их выполняют как обычные трехфазные асинхронные двигатели с фазным ротором.

У однофазных сельсинов обмотки возбуждения, как правило, однофазные, а обмотки синхронизации выполняют по типу трехфазных обмоток, фазы которых сдвинуты пространственно на 120 ° и соединены в звезду. Следует иметь в виду, что токи, протекающие по этим фазовым обмоткам, имеют одну и ту же временную фазу. Ток по об-

моткам ротора протекает только в момент отработки. Нормальным типом однофазного сельсина следует считать машину, имеющую сосредоточенную обмотку возбуждения на статоре и распределенную обмотку синхронизации на роторе. Однофазные сельсины делятся на контактные и бесконтактные.

Из контактных сельсинов наибольшее распространение получили сельсины с явнополюсной магнитной системой. Обмотку возбуждения ОВ выполняют сосредоточенной и ее располагают как на полюсах статора, так и на полюсах ротора в соответствии с рис. 7.13. В соответствии с этим различное расположение имеет и обмотка синхронизации ОС, которую выполняют распределенной.

Для возможности самосинхронизации в пределах одного оборота сельсины всегда выполняются двухполюсными. Полюсы имеют полюсные наконечники с углом охвата ротора около 120 °. Чтобы приблизить форму кривой распределения поля к синусоиде, воздушный зазор делают неравномерным, увеличивая к краям полюсного наконечника.

С точки зрения характеристик системы, безразлично, где расположена обмотка возбуждения: на статоре или на роторе. Однако в сельсинах с обмоткой возбуждения на статоре в цепи обмотки синхронизации находятся три скользящих контакта, снижающих точность и надежность работы системы. Достоинство такой конструкции заключается в том, что ток через скользящие контакты в индикаторном режиме работы протекает только при наличии угла рассогласования.

В сельсинах с обмоткой возбуждения на роторе число скользящих контактов уменьшается до двух. Однако при этом через щетки и кольца непрерывно проходит ток возбуждения, что при длительном нахождении системы в состоянии покоя может вызвать подгорание щеточ-

ных контактов. Но ввиду малой величины тока возбуждения это явление наблюдается довольно редко.

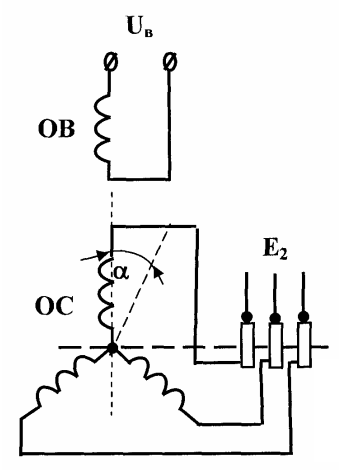


Рис. 7.13. Схема сельсина

Существенный недостаток контактных сельсинов – наличие скользящих контактов, снижающих их надежность. При слабом нажатии на щетки переходные сопротивления контактов получаются большими и неодинаковыми, контакт не надежен, что приводит к увеличению погрешности передачи. Если повышать нажатие на щетки, контакт улучшается, но растет момент трения, что в свою очередь приводит к увеличению погрешности передачи угла, к быстрому износу контактов.

Чтобы уменьшить переходное сопротивление и увеличить надежность работы сельсинов, кольца и щетки выполняют из сплавов серебра. Однако и это не может полностью избавить контактный сельсин от присущих ему недостатков. Поэтому в настоящее время широко распространены бесконтактные сельсины. Отсутствие у них скользящих контактов позволяет получить лучшую устойчивость характеристик и длительно сохранить высокую точность.

7.8. Работа сельсинов в индикаторном режиме

Целью индикаторной связи является передача угла на расстояние при незначительном моменте сопротивления приемника. В этом случае сельсин-приемник (СП) самостоятельно отрабатывает угол, задаваемый сельсином датчиком (СД), не требуя дополнительных усилительных и исполнительных устройств. Схема индикаторной связи приведена на рис. 7.14.

Сельсины, применяемые в индикаторных передачах, имеют явновыраженные полюса с обмотками возбуждения на статоре, а на роторе – трехфазные обмотки. Если повернуть ротор СД на угол $\boldsymbol{\alpha}$, то ротор СП сам повернется примерно на тот же угол $\boldsymbol{\alpha'}$ и в ту же сторону. Разность $\boldsymbol{\alpha - \alpha' = \theta}$ называют углом рассогласования или ошибкой в повороте. Системы с индикаторными передачами называют дистанционными.

При анализе считают, что распределение индукции вдоль воздушного зазора синусоидальное, машина не насыщена, и магнитный поток имеет постоянную величину. При этих предположениях можно считать, что действующие значения ЭДС наводимых потоком возбуждения в обмотках ротора, являются синусоидальными функциями угла поворота ротора и для датчика имеют вид

$$\left.\begin{aligned} E_1 &= E_m \cos\alpha; \\ E_2 &= E_m \cos(\alpha - 120^\circ); \\ E_3 &= E_m \cos(\alpha - 240^\circ); \end{aligned}\right\},$$

а для приемника определяются как

$$\left.\begin{aligned} E'_1 &= E_m \cos\alpha'; \\ E'_2 &= E_m \cos(\alpha' - 120^\circ); \\ E'_3 &= E_m \cos(\alpha' - 240^\circ); \end{aligned}\right\}.$$

Так как одинаковые обмотки СД и СП включены встречно (рис. 7.14), то между одноименными концами обмоток действуют разностные ЭДС :

$$\Delta E_1 = E_1 - E'_1 = E_m(\cos\alpha - \cos\alpha') =$$

$$= 2E_m \sin\frac{\alpha+\alpha'}{2}\sin\frac{\alpha-\alpha'}{2} = 2E_m \sin\frac{\alpha+\alpha'}{2}\sin\frac{\theta}{2}$$

$$\Delta E_2 = E_m\left[\cos(\alpha - 120) - \cos(\alpha' - 120)\right] =$$

$$2E_m \sin\left(\frac{\alpha+\alpha'}{2} - 120^\circ\right)\sin\frac{\theta}{2};$$

$$\Delta E_3 = E_m\left[\cos(\alpha - 240^\circ) - \cos(\alpha' - 240^\circ)\right]$$

$$= 2E_m \sin\left(\frac{\alpha+\alpha'}{2} - 240^\circ\right)\sin\frac{\theta}{2}$$

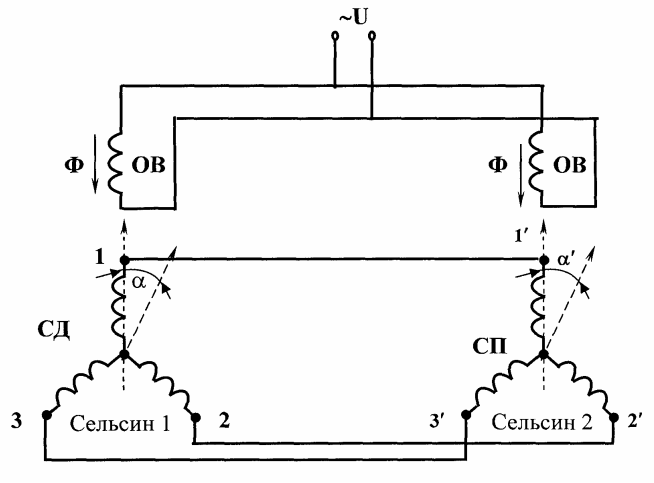


Рис. 7.14. Схема работы сельсинов в индикаторном режиме

Обозначив через **Z** сопротивление каждой фазной обмотки сельсина и пренебрегая сопротивлением проводов связи, найдем токи в проводах линии связи и роторах датчика и приемника, учтя, что $\boldsymbol{\alpha' = \alpha - \theta}$ и $\mathbf{I_m = E_m Z}$:

$$I_1 = \frac{\Delta E_1}{2Z} = \frac{E_m}{Z} \sin\frac{\alpha+\alpha'}{2} \sin\frac{\theta}{2} = I_m \sin\left(\alpha - \sin\frac{\theta}{2}\right); \qquad (7.14)$$

$$I_2 = I_m \sin\left(\alpha - 120 - \frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2} \qquad (7.15)$$

$$I_3 = I_m \sin\left(\alpha - 240 - \frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2}; \qquad (7.16)$$

Алгебраическая сумма токов

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_m\left[\sin\left(\alpha - 120^\circ - \frac{\theta}{2}\right) + \sin\left(\alpha - 240^\circ - \frac{\theta}{2}\right)\right]\sin\frac{\theta}{2} = 0,$$

так как

$$\sin\left(\alpha - \frac{\theta}{2}\right) + \sin\left(\alpha - 120^\circ - \frac{\theta}{2}\right) + \sin\left(\alpha - 240^\circ - \frac{\theta}{2}\right) = 0$$

при любом угле рассогласования.

Проходя по трем роторным обмоткам сельсина, сдвинутым в пространстве на 120 ° друг относительно друга, токи создают три МДС, также пространственно сдвинутые на 120. Эти МДС имеют следующие значения:

$$F_1 = 1{,}8 \cdot I_1 \omega\kappa_{об}\ ; \quad F_2 = 1{,}8 \cdot I_2 \omega\kappa_{об}\ . \quad F_3 = 1{,}8 \cdot I_3 \omega\kappa_{об} \qquad (7.17)$$

Складывая геометрически эти МДС, получают результирующую МДС, пространственное направление которой зависит от положения ротора. Результирующую МДС разлагают на две пространственные составляющие: продольную **(F_d),** направленную по оси обмотки возбуждения, и поперечную F_q, направленную перпендикулярно ей.

Синхронизирующий момент сельсина создается только в результате взаимодействия поперечной составляющей МДС F_q с потоком обмотки возбуждения; продольная составляющая МДС F_d в создании этого момента не участвует.

Для сельсина – приемника (СП)

$$F_a = F_1 \sin\alpha' + F_2 \sin(\alpha' - 120^\circ) + F_3 \sin(\alpha' - 240^0).$$

После несложных преобразований, подставляя вместо $\mathbf{F_1}$, $\mathbf{F_2}$ и $\mathbf{F_3}$ их значения из (7.17), выраженные через токи (7.14), (7.15), (7.16), получим

$$\mathbf{F_a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_m \omega \kappa_{обМ} \sin\theta = \sin\theta.}$$

Статическим синхронизирующим моментом сельсина $\mathbf{M_{синх}}$ называют вращающий момент, действующий на валу неподвижного ротора при угле рассогласования $\boldsymbol{\theta}$.

Тогда статический синхронизирующий момент в СП

или $$\mathbf{M_{синх} = \kappa' F_a \Phi \cos\varphi = \kappa' \Phi \cos\varphi \sin\theta}$$

$$\mathbf{M_{синх} = M_m \sin\theta,} \qquad (7.18)$$

где $\mathbf{M_m = k'\, k\, \Phi \cos\varphi}$; $\boldsymbol{\varphi}$ – угол между токами и ЭДС в обмотках. Зависимость статического синхронизирующего, момента $\mathbf{M_{синх}}$ от угла рассогласования $\boldsymbol{\theta}$ носит синусоидальный характер. Причем при повороте ротора до 180 ° сельсин находится в устойчивом равновесии, т. к. $\mathbf{M_{синх}}$ стремится вернуть ротор в начальное положение установившегося равновесия. При отклонении ротора на угол больше 180 ° сельсин находится в неустойчивом равновесии, т. к. $\mathbf{M_{синх}}$ стремится увеличить угол рассогласования, пока ротор не придет в начальное положение равновесия.

Помимо статического режима работы ($\boldsymbol{\omega = 0}$) сельсины также могут работать в динамическом режиме, как при равномерном ($\boldsymbol{\omega}$ = const), так и неравномерном ($\boldsymbol{\omega}$ = var) вращении. Поэтому представляет интерес динамический момент

$$\mathbf{M_д = M_{синх} \cos\frac{\pi p n}{120 f}}$$

или

$$\mathbf{M_д = M_{синх} \cos\frac{\omega}{4f}} \qquad (7.19)$$

С увеличением частоты питающей сети $\mathbf{M_д}$ возрастает. Как правило, сельсины питаются от сети частотой 50, 400 или 500 Гц.

Точность работы сельсинов, работающих в индикаторных передачах, зависит от технологических причин (одинаковая проводимость роторов по любой оси, отсутствие эксцентриситетов, симметрия обмотки и др.) и режима работы сельсинов.

По условию равновесия моментов имеем

$$\mathbf{M_д = M_{нагр} + J\frac{d\omega}{dt}}$$

или

$$\mathbf{M_{синх}\cos\frac{\omega}{4f} = M_{нагр} + J\frac{d\omega}{dt}},$$

но

$$\mathbf{M_{синх} = M_m \sin\theta, \quad \theta < 10^{\circ}.}$$

Поэтому $\mathbf{M_{синх} \approx M_т\,\theta}$.

Тогда

$$\mathbf{M_m\theta\cos\frac{\omega}{4f} = M_{нагр} + J\frac{d\omega}{dt}},$$

откуда угол рассогласования

$$\theta = \frac{\mathbf{M_{нагр}}}{\mathbf{M_m\cos\frac{\omega}{4f}}} + \frac{\mathbf{M_{нагр}}}{\mathbf{M_m\cos\frac{\omega}{4f}}} \times \frac{\mathbf{d\omega}}{\mathbf{dt}}.$$

Установившееся значение угла рассогласования $\boldsymbol{\theta}$ определяет ошибку, которая зависит от режима работы.

1. Статический режим ($\boldsymbol{\omega} = 0$). Ротор датчика повернули на некоторый угол и остановили. Ротор приемника должен отработать тот же угол.

$$\mathbf{\theta_{СТ} = \frac{M_{нагр}}{M_m}} \qquad (7.20)$$

2. Режим равномерного вращения (ω = const). Оба ротора вращаются равномерно и угол рассогласования в этом режиме

$$\theta_{РВ} = \frac{M_{нагр}}{M_m \cos\left(\frac{\omega}{4f}\right)} = \frac{\theta_{СТ}}{\cos\left(\frac{\omega}{4f}\right)} \quad . \tag{7.21}$$

3. Режим неравномерного вращения (ω = var). Угол рассогласования в этом режиме складывается из двух составляющих и является наибольшим:

$$\theta_{Н.В} = \frac{\theta_{СТ}}{M_m \cos\left(\frac{\omega}{4f}\right)} = \frac{J}{M_m \cos\left(\frac{\omega}{4f}\right)} \times \frac{d\omega}{dt}. \tag{7.22}$$

7.9. Работа сельсинов в трансформаторном режиме

При трансформаторном режиме от **СД** к **СП** передается незначительный до мощности сигнал, который затем усиливается и воздействует на исполнительный двигатель **ИД** (рис. 7.15). В исходном положении ротора **СД** ось обмотки **1** совпадает с осью обмотки возбуждения **ОВ**, в которой наводится максимальная ЭДС. При повороте ротора **СД** на угол θ обмотки **1, 2** и **3** смещаются. Тогда ЭДС в обмотках СП*:*

$$\left.\begin{aligned} E_1 &= E_m \cos\theta; \\ E_2 &= E_m \cos\left(\theta - 120^\circ\right); \\ E_3 &= E_m \cos\left(\theta - 240^\circ\right); \end{aligned}\right\} \tag{7.23}$$

Эти ЭДС вызовут соответствующие токи:

$$\left.\begin{aligned} \mathbf{I_1} &= \frac{\mathbf{E_1}}{\mathbf{2Z}} = \frac{\mathbf{E_m}}{\mathbf{2Z}}\cos\theta; \\ \mathbf{I_2} &= \frac{\mathbf{E_m}}{\mathbf{2Z}}\cos\left(\theta - 120^\circ\right); \\ \mathbf{I_3} &= \frac{\mathbf{E_m}}{\mathbf{2Z}}\cos\left(\theta - 240^\circ\right); \end{aligned}\right\} \qquad (7.24)$$

Каждый из этих токов в СП создает МДС:

$$\mathbf{F_1} = \mathbf{k}\cdot\mathbf{I_1}; \quad \mathbf{F_2} = \mathbf{k}\cdot\mathbf{I_2}; \quad \mathbf{F_3} = \mathbf{k}\cdot\mathbf{I_3}. \qquad (2.25)$$

Продольная составляющая результирующей МДС в СП $\mathbf{F_{рез}}$ равна сумме проекций МДС отдельных фаз ($\mathbf{F_1}$, $\mathbf{F_2}$, $\mathbf{F_3}$) на ось обмотки возбуждения. Эта МДС создает магнитный поток, пронизывающий выходную обмотку СП и наводит в ней ЭДС. Тогда выходное напряжение

$$\mathbf{U_{вых}} = \kappa'\left(\kappa\mathbf{I_1}\cos 0^\circ + \kappa\mathbf{I_2}\cos 120^\circ + \kappa\mathbf{I_3}\cos 240^\circ\right) =$$

$$= \kappa'\left[\kappa\frac{\mathbf{E_m}}{\mathbf{2Z}}\cos\theta\cos 0^\circ + \kappa\frac{\mathbf{E_m}}{\mathbf{2Z}}\cos\left(\theta - 120^\circ\right) + \right. \qquad (7.26)$$

$$\left. + \kappa\frac{\mathbf{E_m}}{\mathbf{2Z}}\cos\left(\theta - 240^\circ\right)\cos 240^\circ\right] = \kappa''\cos\theta,$$

где $\mathbf{k'}$ — коэффициент пропорциональности между $\mathbf{U_{вых}}$ и $\mathbf{F_{рез}}$.

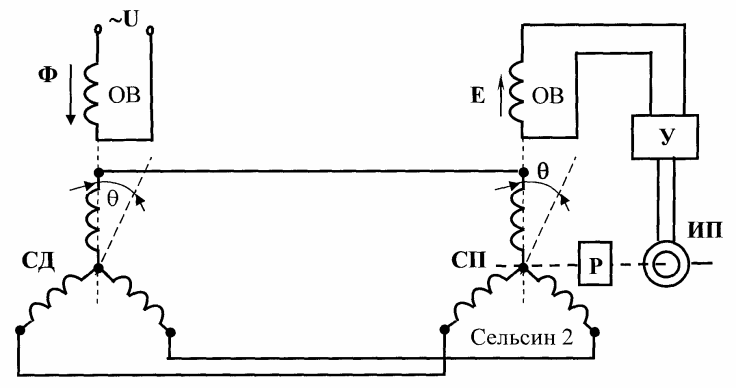


Рис. 7.15. Схема работы сельсинов в трансформаторном режиме

В зависимости от точности измерения угла рассогласования 6 сельсины-трансформаторы делятся на три класса.

Наиболее точные сельсины 1-го класса работают с точностью до ±0,25 °. Для увеличения точности измерения угла применяют грубые и точные каналы. Роторы сельсинов-датчиков грубого **(**СДГ**)** и точного **(**СДТ**)** каналов связаны редуктором с передаточным числом **i** = 15 – 35. Поэтому при углах **θ** ≤ 1° на выходе СП грубого канала **(**СПГ**)** напряжение будет составлять доли вольта, а на выходе СП точного канала **(**СПТ**)** появится сигнал порядка нескольких вольт.

В тех случаях, когда индикаторная схема или следящий привод должны отрабатывать угол, равный сумме или разности двух задаваемых углов, применяют систему синхронной связи, использующуюся в качестве одного из элементов дифференциального сельсина. Конструктивно он аналогичен трехфазному асинхронному двигателю, имеющему на статоре и роторе по три распределенные обмотки, оси которых сдвинуты относительно друг друга на 120 °. В схемах синхронной связи дифференциальные сельсины используют как приемники, работающие от двух датчиков, или как вторичные датчики.

7.10. Контрольные вопросы

11. Что с собой представляет вращающийся трансформатор?
12. Нарисуйте синусно-косинусный вращающийся трансформатор.
13. Что с собой представляет шаговый двигатель?

14. Какая механическая характеристика у шагового двигателя?
15. Что с собой представляет сельсин?
16. Что с собой представляет вентильный двигатель?
17. Нарисуйте схему работы сельсинов в индикаторном режиме.
18. Нарисуйте схему работы сельсинов в трансформаторном режиме.
19. Чем отличается работа сельсинов в индикаторном режиме от работы сельсинов в трансформаторном режиме.
20. Какая динамическая характеристика у шагового двигателя?

8. ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И ВЫБОР ТИПА И МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ

8.1. Нагрев и охлаждение электрических машин

Электрическая машина представляет собой сложный объект в отношении теплообмена и тепловыделения при ее работе. Машина нагревается как за счет тепла, выделяющегося в обмотках при протекании токов, так и за счет тепла стальных сердечников, вызывающегося от переменных магнитных потоков. Тепло в электрических машинах рассеивается в окружающую среду за счет продувания воздухом вентилятором через воздушный зазор между статором и ротором в специальные воздушные каналы.

Машина считается выбранной правильно, если она выполняет предназначенные ей функции и не перегревается, т. е. изоляция её обмоток выдерживает температуру нагрева, которая не превышает допустимого предела. Если температура машины во время работы ниже допустимой, то это означает, что машина недоиспользуется, и ее мощность, а, следовательно, масса и габариты завышены. Этот температурный предел зависит от срока службы машины и определяется нагревостойкостью изоляционных материалов, примененных для обмоток. Чем более нагревостойкость материала, тем большую мощность может развить машина при тех же габаритах и той же массе. Лучшее использование машины достигается за счет применения интенсивного охлаждения (вентиляторы в двигателях, генераторах и преобразователях; трубки в трансформаторах).

Все изоляционные материалы, применяемые в электрических машинах, делят на следующие основные классы в соответствии с их нагревостойкостью.

Класс A – естественные волокнистые материалы из хлопка, целлюлозы и шелка, пропитанные электроизоляционными лаками (предельно допустимая температура $\tau_{доп} = 120\ ^0$C).

Класс E – синтетические органические пленки, лаки и волокнистые материалы ($\tau_{доп} = 125\ ^0$C).

Класс B – материалы из слюды, асбеста и стекловолокна, содержащие органические связующие вещества ($\tau_{доп} = 130\ ^0$C).

Класс F – те же материалы, что и для класса B, в сочетании с синтетическими связующими и пропитывающими составами ($\tau_{доп} = 155\ ^0$C).

Класс Н – те же материалы, что и для класса В, в сочетании с кремнеорганическими связующими и пропитывающими составами ($\tau_{доп} = 180\ ^0$ С).

Класс С – слюда, стекло, кварц, керамические материалы с неорганическими связующими составами или без них ($\tau_{доп} > 180\ ^0$ С, ограничивается физическими химическими или электрическими свойствами материала).

Тепло, выделяющаяся в машине, или температура нагрева зависит как от потерь, так и от условий ее охлаждения, которые изменяются в широких пределах. Если температуру и плотность воздуха в производственных помещениях считают неизменной, то температура, при которой могут оказаться двигатели, работающие на открытом воздухе в различных широтах, колеблется от – 60 до +50 °С. Особенно сильно изменяются условия охлаждения у авиационной и космической аппаратуры, где к резким колебаниям температуры добавляется изменение плотности воздуха. В случае работы в открытом космосе охлаждение возможно лишь за счет излучения.

Теплообмен в отдельных частях машины происходит неравномерно, т. к. условия охлаждения различных частей машины тоже различны. Тем не менее при анализе процессов нагрева и охлаждения часто предполагают, что машина представляет собой однородное тело, и выделение тепла в ней происходит равномерно по всему объему.

Рассмотрим процесс нагрева двигателя при неизменной нагрузке, т. е. в неизменном моменте сопротивления, а, следовательно, тепла (потерях), выделяемого двигателем в единицу времени.

Дифференциальное уравнение нагрева имеет вид

$$\mathbf{A\tau dt + Cd\tau = Qdt,} \qquad (8.1)$$

где $\boldsymbol{\tau}$ – превышение температуры двигателя над окружающей средой, °С; **t** – время, с; **Q** – потери, выделяемые в двигателе, кал/с; **A** – теплоотдача двигателя, кал/° С · с; **C** – теплоемкость двигателя, кал/° С.

Слагаемое $\mathbf{A\tau dt}$ определяет количество теплоты, отдаваемой двигателем в окружающую среду за время **dt**, а слагаемое $\mathbf{Cd\tau}$ – количество теплоты, поглощаемое двигателем за это же время.

Разделив (8.1) на $\mathbf{A\tau dt}$, приведем уравнение к виду

$$\frac{\mathbf{C}}{\mathbf{A}} \cdot \frac{\mathbf{d\tau}}{\mathbf{dt}} + \boldsymbol{\tau} = \frac{\mathbf{Q}}{\mathbf{A}},$$

решением которого является экспонента с тепловой постоянной времени нагрева $\mathbf{T_T = C / A}$ [с].

Изменение температуры двигателя во времени:

$$\tau = \frac{Q}{A}\left(1 - e^{-t/T_T}\right) = \tau_{уст}\left(1 - e^{-e/T_T}\right), \qquad (8.2)$$

где $\tau_{уст}$ – установившееся превышение температуры двигателя над окружающей средой, при котором $Q = A \cdot \tau_{уст}$.

На рис. 8.1, согласно (8.2), представлена зависимость изменения температуры от времени при различных нагрузках. Горизонталь, соответствующая допустимой температуре нагрева $\tau_{доп}$, определяет время включения двигателя $t_{дп}$ при той или иной нагрузке. При нагрузке, меньшей и равной, время работы двигателя не ограничено.

При отключении двигателя дифференциальное уравнение процесса охлаждения примет вид

$$A'\tau dt + Cd\tau = 0, \qquad (8.3)$$

в котором теплоотдача A' неподвижного двигателя меньше, чем вращающегося. Поэтому тепловая постоянная времени охлаждения $T'_т$ больше, чем нагрева, причем их отношение $T_T / T'_т$ зависит от конструкции двигателя и равно 0,95 для закрытых двигателей без вентилятора 0,45–0,55 для закрытых двигателей с наружным вентилятором и 0,25–0,35 для закрытых двигателей с внутренним вентилятором.

В отключенном состоянии температура двигателя снижается (рис. 8.2) по экспоненте, соответствующей уравнению (8.3).

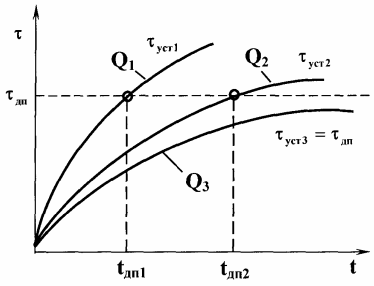


Рис. 8.1. Нарастание температуры при различных нагрузках двигателя

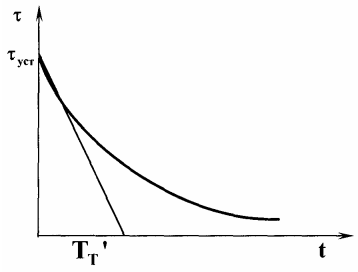


Рис. 8.2. Снижение температуры при отключении двигателя

На практике при выборе двигателя и их проверке на нагрев используют методы косвенной оценки потерь. Для этого достаточно проверить двигатель на нагрев методом эквивалентного тока, эквивалентного момента и эквивалентной мощности.

В этом случае считают, что выделяющееся в двигателе тепло пропорционально квадрату тока, и находят эквивалентное с точки зрения тепловых потерь значение тока, который должен быть меньше номинального тока:

$$\mathbf{I_{ЭКВ} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \cdots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} \le I_H} \ , \qquad (8.4)$$

где $\mathbf{I_1, I_2, ..., I_n}$ и $\mathbf{t_1, t_2, ..., t_n}$ – значения тока и длительности интервалов времени, при которых протекают эти токи; $\mathbf{I_н}$ – номинальный ток двигателя.

Если удовлетворяется неравенство $\mathbf{I_{экв} \le I_н}$, то двигатель не перегревается, но при этом длительность интервалов, особенно при больших нагрузках, должно удовлетворять условию $\mathbf{t_1 \le (1 \div 2) \cdot T}$.

В некоторых двигателях вращающейся момент пропорционален току (например, в двигателе постоянного тока, независимо возбуждения), тогда можно оценить тепловую нагрузку машины методом эквивалентного момента:

$$\mathbf{M_{экв} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \cdots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} \le M_{н.}} \, , \qquad (8.5)$$

где $\mathbf{M_1, M_2, ..., M_n}$ и $\mathbf{t_1, t_2, ..., t_n}$ – значения момента и длительности интервалов времени; $\mathbf{M_н}$ – номинальный момент двигателя.

Если частота вращения двигателя во время работы изменяется незначительно (асинхронные и синхронные двигатели), то нагрев может быть оценен методом эквивалентной мощности, т. к. в этом случае она пропорциональна вращающему моменту:

$$\mathbf{P_{экв} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \cdots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} \le P_н} \, , \qquad (8.6)$$

где $\mathbf{P_1, P_2, ... P_n}$ и $\mathbf{t_1, t_2, ..., t_n}$ – значения потребляемой мощности и соответствующая длительность интервалов времени; $\mathbf{P_н}$ – номинальная мощность.

8.2. Тепловые режимы работы двигателя

При работе двигателя в зависимости от условий нагрева и охлаждения различают три основных режима его работы: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

Продолжительным называют такой режим, при котором за время работы двигателя его температура нагрева не достигает допустимого значения (на рис. 8.1 режим $\mathbf{Q_3}$). Такой режим имеет место при $\mathbf{t} > (3 \div 4)\ \mathbf{T_T}$.

Кратковременным называют такой режим, при котором на время работы двигателя его температура не достигает установившегося значения, а за время паузы температура снижается до температуры окружающей среды. Вид температурной кривой при таком режиме представлен на рис. 8.3. Обычно в каталогах для двигателей кратковременного режима работы указывается допустимое время его включения.

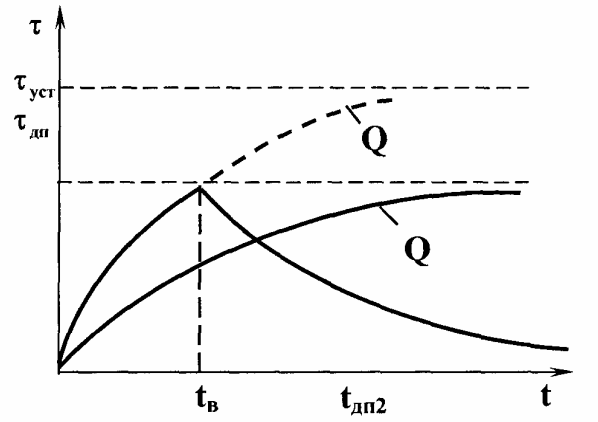


Рис. 8.3. Кратковременный режим

Если двигатель, рассчитанный на продолжительный режим работы, работает в кратковременном режиме, то он может развивать (преодолевать) нагрузочный момент больше номинального, и отдавать большую мощность, чем номинальный, но в короткое время. Длительность включенного состояния $\mathbf{t_B}$ определяют с помощью коэффициента термической перегрузки, который показывает, во сколько раз можно допустить превышение потерь на нагрев в двигателе при

кратковременном режиме $\mathbf{Q_п}$ по отношению к номинальным потерям $\mathbf{Q_н}$ при продолжительном режиме:

$$\mathbf{P_т = Q_п / Q_н = \tau_{уст} / \tau_{дп}.} \tag{8.7}$$

Так как

$$\mathbf{\tau_{дп} = \tau_{уст}\left(1 - e^{-t_в / T_т}\right)}, \tag{8.8}$$

то, подставив (8.7) в (8.8) и сократив полученное выражение на $\mathbf{\tau_{доп}}$, получим

$$\mathbf{P_т = 1/\left(1 - e^{-t_в / T_т}\right)}, \tag{8.9}$$

откуда

$$\mathbf{t_В = T_Т \ln \frac{p_Т}{p_Т - 1}.}$$

Повторно-кратковременным называют такой режим, при котором за время включенного состояния $\mathbf{t_В}$ температура двигателя не достигает установившегося значения, а за время паузы $\mathbf{t_П}$ не успевает понизиться до температуры окружающей среды.

На рис. 8.4 представлена кривая изменения температуры при повторно- кратковременном режиме.

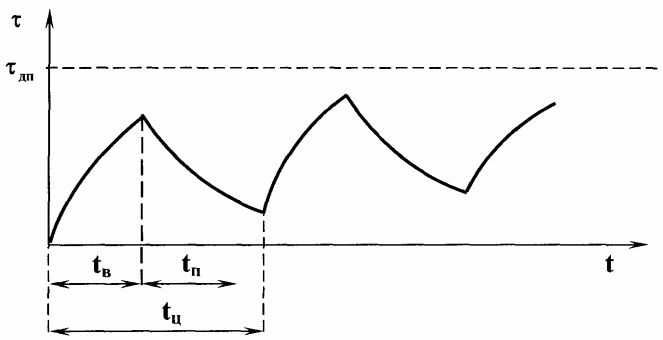


Рис. 8.4. Повторно-кратковременный режим:
$t_в$ – время включенного состояния двигателя; $t_п$ – время паузы; $t_ц$ – длительность цикла

Этот режим характеризуется относительной продолжительностью включения (ПВ), выражаемой обычно в процентах:

$$\mathbf{ПВ = \frac{t_В}{t_Ц} \cdot 100[\%]}. \tag{8.10}$$

Промышленные двигатели выпускают трех видов с продолжительностью включения 15, 25 и 40 %. для бортовых, в частности авиационных двигателей, ПВ = 10 % (иногда ПВ ≈ 1,5 %).

Если принять постоянные времени нагрева и охлаждения равными $\mathbf{T_T}$, то коэффициент термической перегрузки определяется выражением

$$\mathbf{p_T = \frac{1 - e^{-t_W / T_T}}{1 - e^{-t_B / T_T}}}.$$

8.3. Виды нагрузочных моментов

При рассмотрении работы двигателя, приводящего в действие производственный механизм, необходимо, прежде всего, выявить соответствие механических характеристик двигателя характеристике (нагрузочный момент) производственного механизма. Поэтому для правильного проектирования и экономичной эксплуатации электропривода необходимо изучить эти характеристики. Зависимость между нагрузочным моментом (моментом сопротивления) и частотой вращения $\mathbf{M_c = f(\omega)}$ называется механической характеристикой производственного механизма.

Двигатель должен преодолевать момент сопротивления $\mathbf{M_c}$, который складывается из нагрузочного момента, приведенного к валу двигателя, и момента трения самого двигателя. На практике последним пренебрегают и отождествляют момент сопротивления с нагрузочный момент. Различные производственные механизмы обладают различными механическими характеристиками. Точное его определение возможно лишь при статистической обработке результатов ряда измерений в реальных условиях работы привода. В некоторых случаях нагрузочный момент является случайной величиной.

Тем не менее все многообразие нагрузок можно систематизировать по характеру изменения момента в зависимости от частоты вращения или угла поворота механизма и представить в виде нескольких типовых закономерностей.

1. Нагрузочный момент, не зависящий от частоты вращения ни по величине, ни по знаку, т. е. постоянный момент (рис. 8.7, а): $\mathbf{M_c = const}$. Классическим примером такого вида нагрузки является подъем или спуск груза, конвейеры с постоянной массой передвигаемого материала. Движения лентопротяжных механизмов и намоточных устройств с постоянным натягом ленты, провода и т. п.

2. Другим видом нагрузочного момента является момент сухого трения (рис. 8.7, б), неизменный по величине, но приложенный навстречу направлению частоте вращения: $\mathbf{M_c = M_c\ sign\ \omega_c}$. В следящих системах небольшой мощности и приводах этот вид нагрузки является основным.

Привод вентилей, дросселей, клапанов в системах автоматического регулирования температуры, расхода газа и жидкости, винтов кареток некоторых станков, щеток потенциометров и т. п. Все эти устройства характеризуются, прежде всего, моментом трения.

3. Моментом вязкого трения называют нагрузочный момент $\mathbf{M_c = k\omega}$ (рис. 8.7 в), где **k** – коэффициент пропорциональности. Такая характеристика например, получается в приводе генератора постоянного тока.

4. Зависимость нагрузочного момента от частоты вращения, например вентилятора, центробежного насоса, гребного и воздушного винта, имеет вид, показанный на рис. 8.7, г). Такой нагрузочный момент описывают формулой $\mathbf{M_c = k\omega^n}$, где **n** = 1,7–2,05, и называют вентиляторным.

5. Если нагрузочный момент зависит от угла поворота механизма **θ** и его положения, то такой момент называют позиционным. Характерной нагрузкой является радиолокационная антенна, момент сопротивления которой зависит от ее положения по отношению к направлению ветра (рис. 8.7, д). Поэтому в некотором диапазоне углов поворота механизма позиционный момент может принимать отрицательные значения, т. е. помогать двигателю вращать антенну. К этому же типу механизмов относятся приводы рулей летательных аппаратов, момент сопротивления которых зависит от угла отклонения руля в шарнире и называется шарнирным моментом.

6. Если в приводах систем автоматики нагрузочный момент зависит от ускорения $\mathbf{M_д = J(d\omega/dt)}$, т. е. от длительности переходных процессов (разгон, торможение), то такой момент называется динамическим. Динамический момент зависит от суммарного момента инерции, приведенного валу двигателя, и ускорения этого вала **dω/dt**. Характерными нагрузками являются различного вида следящие системы (приводы копировально-фрезерных станков, приводы радиолокационных антенн и др.).

Для следящих систем копировальных станков и станков с программным управлением по заданному профилю обработки детали можно построить график линейного перемещения суппорта или каретки станка во времени, а затем графическим дифференцированием получить требуемые кривые скорости перемещения и ускорения.

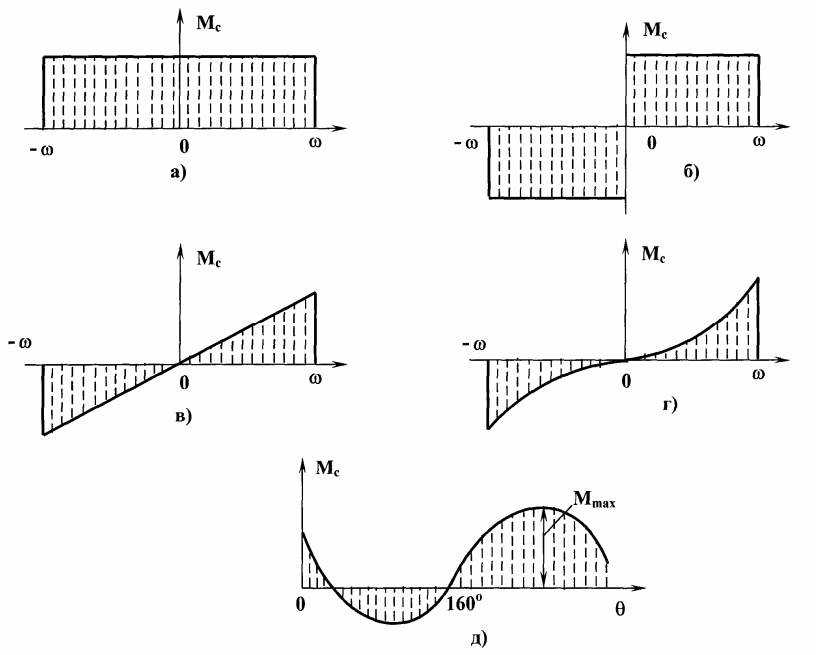


Рис. 8.7. Виды нагрузочных моментов

8.4. Общие сведения по выбору двигателя

Выбор двигателя – это из наиболее важных этапов проектирования системы автоматики. Двигатель, с одной стороны, определяет тип, параметры и мощность предшествующих каскадов усилителей или мощность источника энергии и пускорегулирующей аппаратуры, а с другой стороны, те динамические качества системы, которые в состоянии обеспечить реальный привод. Никакая система управления, никакие корректирующие устройства не могут создать требуемые вращающие моменты, скорости и ускорения механизма, если они обеспечены энергетикой самой конструкции силового, конечного узла системы, каким является двигатель.

Двигатель выбирают по следующим показателям: роду тока, номинальным напряжению, мощности и частоты вращения, жесткости

(мягкости) характеристики, регулировочным свойствам и т. п. Стремятся выбрать наиболее простой двигатель по устройству и управлению, надежный и имеющий наименьшие мощность, массу, стоимость. Вместе с тем двигатель должен полностью обеспечить выполнение системой автоматики ее функций.

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором являются наиболее простыми по устройству и надежными в эксплуатации. Их масса в 1,5–2,0 раза меньше массы двигателей постоянного тока той же мощности. Кроме того, эти двигатели могут быть подключены непосредственно в сеть переменного тока. Асинхронные трехфазные двигатели используют в системах автоматизированного привода при небольшой частоте включений, когда не требуется регулирования частотой вращения.

В приводах с глубоким регулированием частотой вращения и в следящих системах при мощности, не превышающей 500 Вт, используют двухфазные короткозамкнутые асинхронные двигатели. Перспективными являются приводы с регулированием частотой вращения трехфазных короткозамкнутых двигателей путем частотного управления.

В установках с регулированием частотой вращения в небольших пределах при относительно большой мощности привода применяют асинхронные двигатели с фазным ротором.

Для привода в системах автоматики средней и большой мощности, где не требуется регулирования частоты вращения, используют трехфазные синхронные двигатели, обладающие жесткой характеристикой, а также высокими перегрузочной способностью и энергетическими показателями.

Для привода в маломощных приборных системах автоматики, не требующих регулирования скорости вращения, широко применяют реактивные и гистерезисные синхронные двигатели. В низкооборотных приводах используют двигатели с катящимся ротором и редукторные синхронные двигатели.

В приводах систем автоматики при мощности от сотен ватт и выше, когда к приводу предъявляются требования глубокого плавного регулирования частоты вращения, а также в следящих системах, требующих высокого качества переходных процессов, применяют двигатели постоянного тока с независимым возбуждением, обладающие наилучшими регулировочными характеристиками при высоких энергетических показателях.

Двигатели постоянного тока применяют и в тех случаях, когда основным родом тока является постоянный ток, что имеет место в бортовых системах автоматики. В подобных случаях в качестве двигателей

непосредственно приводящих механизмы в движение, а также для привода насосов в электрогидравлических системах используют двигатели с последовательным, параллельным и смешанным возбуждением.

В особенно тяжелых условиях эксплуатации (взрывоопасная среда, открытый космос и т. п.), а также при повышенных требованиях к надежности и отсутствию радиопомех (лентопротяжный привод в устройствах магнитной записи и т. п.), когда требуется глубокое регулирование частотой вращения или ее стабилизация с высокой точностью (сотые и тысячные доли процента), применяют бесконтактные двигатели постоянного тока (вентильные двигатели).

В системах автоматики с цифровым управлением наиболее целесообразно использовать шаговые двигатели.

Если в стационарных промышленных системах автоматики основным родом тока является переменный ток частотой 50 Гц, то в подвижных объектах предпочтительнее использовать ток повышенной частоты (400–500 Гц), т. к. это позволяет существенно снизить массу и габариты аппаратуры.

В диапазоне напряжений до 500 В для двигателей переменного тока целесообразнее использовать более высокое напряжение, т. к. при той же мощности это приводит к уменьшению тока, что позволяет снизить сечения проводов и габариты коммутационно регулирующей аппаратуры.

Следует отметить, что выбор мощности двигателя ведется, как правило, методом последовательных приближений.

8.5. Выбор двигателя при длительной нагрузке

Постоянная нагрузка. Когда известны постоянный момент сопротивления М (например, момент трения) и скорость вращения (ω_c или n_c) вала нагрузки, задаются КПД редуктора $\eta_{ред}$ и определяют мощность двигателя по формуле

$$P = M_c \omega_c / \eta_{ред} \text{ [Вт]},$$

где M_c – в Н·м; ω_c – в рад/с.

Кроме того, мощность двигателя можно найти по формуле

$$P = 1{,}028 M_c n_c / \eta_{ред} \text{ [Вт]},$$

где M_c – в кГм; n_c – в об/мин.

По справочнику выбирают двигатель, номинальная мощность которого $P_н > P$. По его номинальной скорости вращения $n_н$ определяют общее передаточное отношение редуктора $i_{ред} = n_н / n_c$ и,

составив кинематическую схему редуктора, оценивают его КПД. Если этот КПД отличается от того, каким задались в начале расчета, то следует уточнить мощность двигателя. Необходимость такого уточнения становится очевидной, если учесть, что, например, КПД планетарных редукторов некоторых авиационных механизмов не превышает нескольких процентов.

Если выбранный двигатель рассчитан на продолжительный режим работы, то при длительной постоянной нагрузке нет необходимости производить его проверку на нагрев и перегрузочную способность.

Переменная нагрузка. Если нагрузка не остается постоянной, то определить мощность двигателя можно по нагрузочной диаграмме, представляющей зависимость нагрузочного момента от времени. При этом есть отличие при выборе мощности двигателей типа асинхронных и постоянного тока.

Частота вращения асинхронного двигателя при изменениях нагрузочного момента можно принять постоянной. Тогда, используя метод эквивалентного момента, требуемую мощность двигателя определяют по формуле

$$\mathbf{P = M_{экв}\,\omega_н / \eta_{ред}},$$

где $\mathbf{M_{max}}$ находят по (8.5), а двигатель выбирают из каталога с учетом $\mathbf{P_н \geq P}$.

Частота вращения двигателя резко меняется с изменением нагрузочного момента. Поэтому требуемую мощность двигателя рассчитывают по формуле

$$\mathbf{P = M_{экв} n_{сркв} / \eta_{ред}},$$

где

$$\omega_{сркв} = \sqrt{\frac{\omega_1^2 t_1 + \omega_1^2 t_1 + \cdots + \omega_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}}\ , \qquad (8.11)$$

$\omega_{сркв}$ – среднеквадратичная частота вращения.

Значения $\omega_1, \omega_2, \ldots \omega_n$ определяют по механической характеристике двигателя.

Выбрав двигатель, необходимо проверить, в состоянии ли он преодолеть наибольший момент сопротивления, учитывая, что максимальный вращающий момент двигателя связан с его номинальным моментом коэффициентом перегрузки по моменту

$$\mathbf{M_{max} = \lambda_м M_н}.$$

Для асинхронных двигателей коэффициент перегрузки по моменту составляет $\lambda_м = 1{,}8–2{,}5$, для синхронных $\lambda_м = 2{,}5–3{,}0$ и для двигателей постоянного тока $\lambda_м = 2{,}0–5{,}0$.

8.6. Выбор двигателя при кратковременном и повторно-кратковременном режимах работы

Кратковременный режим. С одной стороны двигатель продолжительного режима работы, используемый в кратковременном режиме, может быть перегружен. Если в течение времени $t_в$ двигатель должен развить вращающий момент **М**, то эквивалентный момент двигателя продолжительного режима

$$M_{экв} = M/p_t,$$

где p_t – коэффициент термической перегрузки, определяемый по (8.9).

С другой стороны эквивалентный момент $M_{экв}$, по которому может быть выбран двигатель, следует оценить по перегрузочной способности двигателя:

$$M_{экв} = M/\lambda_м.$$

Из этих двух значений $M_{экв}$ принимают большее и по нему выбирают двигатель, удовлетворяющий условию $M_н \geq M_{экв}$. Если двигатель асинхронный, то необходимо проверить его по пусковому моменту, т. е. выполняется ли условие $M_п > M$.

Повторно-кратковременный режим. Двигатель, работающий в этом режиме, выбирают по вращающему моменту М, который должен развивать за время $t_в$ и по продолжительности включения ПВ.

Эти величины позволяют выбрать двигатель по каталогу. Если вычисленное фактическое значение **I** отличается от стандартного ПВ, то

$$M_{ЭКВ} = M\sqrt{ПВ_Ф / ПВ_{СТ}},$$

и двигатель определяют из условия $M_Н \geq M_{ЭКВ}$.

Если двигатель выбирают по каталогу двигателей, рассчитанных на продолжительный режим работы, то эквивалентный момент находят с помощью коэффициента термической перегрузки (8.7)

$$M_{экв} = M/p.$$

Как и в предыдущем случае, двигатель проверяют на перегрузку по моменту и пусковой момент.

8.7. Выбор двигателя при нагрузочном моменте, зависящем от угла поворота исполнительного механизма

При выборе двигателя, когда нагрузочный момент зависит от угла поворота исполнительного механизма, исходят из зависимости момента сопротивления от угла поворота исполнительного механизма $\mathbf{M_c = f\ (\theta_c)}$. Рекомендуется следующая последовательность расчета. Руководствуясь диапазоном изменения $\mathbf{M_c}$, допустимым колебанием частоты вращения, а также основным родом тока в системе, выбирают тип двигателя, который может включаться непосредственно в сеть.

Пользуясь каталогом, задаются средней скоростью вращения двигателя $\boldsymbol{\omega_{ср}}$ и, зная среднюю частоту перемещения исполнительного механизма, определяют общее передаточное отношение редуктора $\mathbf{i_{ред}}$. Предварительно наметив кинематическую схему редуктора, оценивают КПД редуктора и строят зависимость момента сопротивления $\mathbf{M'_c}$, приведенного к валу двигателя с учетом потерь в редукторе от угла поворота $\boldsymbol{\theta_c}$:

$$\mathbf{M'_c(\theta_c) = M_c /(i_{ред}\eta_{ред})}\ . \qquad (8.12)$$

Рассчитывают среднюю мощность, которую должен развивать двигатель:

$$\mathbf{P_{ср} = M'_{ср}\omega_{ср}}\ , \text{ [Вт]}.$$

Если момент сопротивления при перемещении исполнительного механизма меняет знак, целесообразнее в выражение (8.12) вместо среднего подставить среднеквадратичное его значение.

Выбирают двигатель со стандартной мощностью $\mathbf{P_{ср}}$, близкой по мощности к $\mathbf{P_{ср}}$ с учетом режима его работы, принимая во внимание, что режим работы подобных приводов (привод створок радиаторов заслонок, органов управления летательных аппаратов и т. д.) наиболее близок к повторно-кратковременному режиму.

Если известно, что фактическая продолжительность включения значительно отличается от стандартной, указанной в каталоге, то расчетная мощность двигателя $\mathbf{P_{расч}}$ может быть изменена с учетом фактического коэффициента термической перегрузки $\mathbf{p_ф}$:

$$\mathbf{P_{расч} = P_{ср}(p_{ст} / p_ф)}\ ,$$

где $\mathbf{p_{ст}}$ – степень термической перегрузки, на которую рассчитан стандартный двигатель.

При этом в случае асинхронных двигателей и двигателей постоянного тока малой мощности необходимо проверить, достаточен ли их пусковой и перегрузочный ($\lambda_м M_н$) моменты для преодоления M_{cmax}.

В рассматриваемом случае необходимо рассчитать время перемещения исполнительного механизма из одного крайнего положения в другое. Выполнение такого расчета особенно важно при использовании двигателей постоянного тока последовательного возбуждения, скорость вращения которых резко меняется при изменении вращающего момента. Подобный расчет рекомендуется проводить по следующей методике.

Так как в подобных устройствах длительность пуска и остановки двигателя занимает лишь небольшую часть полного времени его вращения, расчет переходных процессов можно опустить и считать, что в любой момент времени вращающийся момент, развиваемый двигателем равен приведенному к валу двигателя моменту сопротивления: $M = M'_c$. Для расчета кроме зависимости M'_c необходима механическая характеристика двигателя $\omega = f(M)$.

По характеристикам $M'_c = f(\theta_c)$ и $\omega = f(M)$ строят зависимость $\omega = f(\theta_c)$ и по ней вычисляют и строят обратную зависимость $(1/\omega) = f(\theta_c)$. Из выражения $\omega / i_{ред} = d\theta_c/dt$ очевидно, что отрезок времени перемещения механизма из точки О на угол θ_c

$$t = i_{ред} \int_0^{\theta_C} \frac{1}{\omega} d\theta_C = i_{ред} \cdot s \cdot \mu_{1/\omega} \mu_\theta ,$$

где s – площадь, ограниченная кривой $1/\omega$ и осью θ_c; $\mu_{1/\omega}$ и μ_θ – масштабы по соответствующим осям.

Произведя вычисления для ряда последовательных значений угла θ_{c1}, θ_{c2}, θ_{c3} и т. д. находят всю зависимость времени перемещения от угла $t = f(\theta_c)$.

Если в результате расчета окажется, что время перемещения механизма не удовлетворяет заданному, то приступают к повторному расчету мощности двигателя с соответствующим редуктором.

По характеристикам $t = f(\theta_c)$ и $M = f(\theta_c)$ можно построить зависимость изменения вращающего момента от времени $M = f(t)$, а, следовательно, и тока $I = f(t)$ от времени. Интегрируя площадь под кривой $I = f(t)$ и считая напряжение сети неизменным, находят величину энергии $A = U\int I(t)dt$, необходимую для одного перемещения

исполнительного механизма, оценка которой важна при проектировании бортовых систем автоматики с ограниченным запасом энергии.

8.8. Упрощенный выбор двигателя для следящих систем

Нагрузка в системах автоматического управления представляет собой, как правило, случайные функции времени. На примере, следящей системы радиолокационной антенны, очевидно, что, момент сопротивления на валу двигателя определяется скоростью ветра и его направлением, а необходимые параметры движения (угловые скорость вращения и ускорение) зависят от скорости и направления пролетающего самолета, а также его удаленности от станции. Поэтому расчет моментов сопротивления, токов и скорости вращения, а, следовательно, и мощности двигателя носит приближенный характер. Нередко запасы по мощности и времени допустимой работы таких двигателей значительно превышают средние или эквивалентные значения.

При выборе двигателя со значительным завышенным значением мощности, приведет, с одной стороны, к увеличению габаритов массы привода, к повышенному расходу энергии, запас которой в бортовых системах автоматики нередко ограничен. С другой стороны, это может даже отрицательно сказаться на динамических свойствах системы, потому что запас мощности двигателя будет затрачиваться на «разгон самого себя», учитывая резко возрастающий с увеличением мощности, а, следовательно, и размеров, момент инерции ротора.

При выборе же двигателя с заниженной мощностью, это может привести к недопустимым рассогласованиям в следящей системе во время «пиковых» нагрузок, отказу в работе и аварии.

Упрощенный выбор мощности двигателя может быть сделан по величине момента сопротивления M_c и скорости вращения вала нагрузки ω_c в статическом (без ускорений) режиме работы:

$$\mathbf{P = (1{,}2 \div 2{,}5)\, M_c\, \omega_c}\ [\text{Вт}],$$

где $\mathbf{M_c}$ – в Н·м; $\boldsymbol{\omega_c}$ – рад/с; 1,2÷2,5 – запас мощности, необходимой для создания ускорений, преодоления максимумов нагрузочного момента и учета КПД редуктора.

1. По найденной мощности **P** выбирают двигатель с близким значением мощности.

2. По номинальной скорости вращения двигателя $n_н$ и максимально необходимой скорости вращения вала нагрузки определяют необходимое передаточное отношение редуктора

$$i_{ред} = \omega_н / \omega_{c\,max},$$

где $\omega_н \approx 0{,}1\ n_н$.

3. Производят выбор типа редуктора, распределяют общее передаточное отношение редуктора $i_{ред}$ по ступеням и определяют КПД $\eta_{ред}$ и момент инерции редуктора $J'_{ред}$, приведенный к валу двигателя.

4. По данным двигателя ($J_{дв}$) редуктора ($i_{ред}$,$\eta_{ред}$ и $J'_{ред}$), нагрузки (M_c и J_c) заданному среднеквадратическому ускорению вала нагрузки определяют эквивалентный момент на валу двигателя

$$M_{ЭКВ} = \sqrt{\left(\frac{M_C}{i_{ред}\eta_{ред}}\right)^2 + \left(\frac{J_C}{i^2_{ред}\eta_{ред}} + J_{ДВ} + J'_{ред}\right)^2 \varepsilon^2_{с\,ср\,кв} i^2_{ред}}.$$

Двигатель выбран правильно, если удовлетворяется неравенство $M_{экв} \leq M_н$, где $M_н$ – номинальный момент двигателя.

8.9. Пример расчета мощности и выбора электродвигателей

Рассчитать мощность и выбрать электродвигатель при переменной нагрузке методом средних потерь.

Порядок расчета мощности электродвигателя следующий. Предварительно выбирается элетродвигатель по данным статической нагрузки и строится нагрузочная диаграмма, по которой, используя метод средних потерь, определяют необходимую мощность электродвигателя. Если полученное значение мощности не отличается от значения предварительно выбранной величины, значит, расчет правильный и выбранный электродвигатель будет удовлетворять требованиям нагрева. При необходимости элетродвигатель проверяют по перегрузочной способности и пусковым условиям.

Сущность метода средних потерь заключается в нахождении средних потерь $\Delta p_{ср}$ при заданном графике нагрузки и сравнении их номинальными потерями $\Delta p_{ном}$ предварительно выбранного электродвигателя, и должно выполняться следующее условие: $\Delta p_{ср} \leq \Delta p_{ном}$.

Средние потери в электрдвигателе за цикл определяются по формуле

$$\Delta p_{ср} = \frac{\Delta p_1 \cdot t_1 + \Delta p_2 \cdot t_2 + ...\Delta p_n \cdot t_n}{t_1 + t_2 + ...t_n},$$

где $\Delta p_1, \Delta p_2 .... \Delta p_n$ – потери мощности на участках нагрузочного графика.

Для нахождения потерь необходимо иметь кривую КПД электродвигателя в функции нагрузки. Потери рассчитываются по формуле

$$\Delta p_1 = P_1(1-\eta_1)/\eta_1,\ \Delta p_2 = P_2(1-\eta_2)/\eta_2,\ \Delta p_n = P_n(1-\eta_n)/\eta_n.$$

Рассчитать мощность и выбрать электродвигатель. Нагрузочный график **P(t)** на валу электродвигателя приведен на рис. 8.8. Угловая частота вращения на валу ω = 150 рад/с, мощность холостого хода механизма $P_{x.x} = 1$кВт, время холостого хода $t_{x.x} = 4$с, мощность на валу в режиме нагрузки $P_1 = 4{,}2$ кВт и $P_2 = 3$ кВт, соответственно $t_1 = 3$ с; $t_2 = 2$ с.

Предварительно выбираем электродвигатель по средней мощности с учетом коэффициента запаса $k_з = 1{,}3$:

$$P_{ср} = \frac{P_{x.x} \cdot t_{x.x} + P_1 \cdot t_1 + P_{x.x} \cdot t_{x.x} + P_2 \cdot t_2}{t_{x.x} + t_1 + t_{x.x} + t_2} = \frac{1 \cdot 4 + 4.2 \cdot 3 + 1 \cdot 4 + 3 \cdot 2}{4 + 3 + 4 + 2}$$

$$P_{ср} = 2{,}73 \text{ кВт}.$$

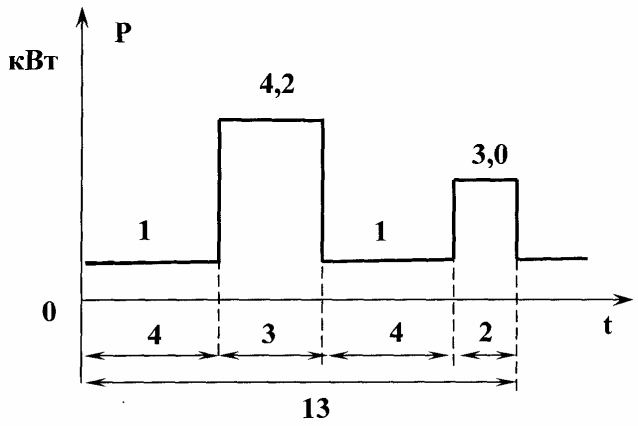


Рис. 8.8 Нагрузочный график на валу электродвигателя

По каталогу выбираем электродвигатель серии 4А100S4У3 мощностью $\mathbf{P_{ном}} = 3$ кВт, $\mathbf{n_н} = 1435$ об/мин или $\boldsymbol{\omega} = 144$ рад/с.

По этим данным определяем потери мощности пр нагрузках 1;3;4,3 кВт по формуле

$$\Delta \mathbf{p} = \mathbf{P}(1-\eta)/\eta ,$$

Потери соответственно составляют 0,43; 0,66 и 1,1 кВт, потери при номинальной нагрузке – 0,66 кВт.

Находим средние потери по формуле

$$\Delta \mathbf{p_{ср}} = \frac{\Delta \mathbf{p_1}\cdot \mathbf{t_1} + \Delta \mathbf{p_2}\cdot \mathbf{t_2} + ...\Delta \mathbf{p_n}\cdot \mathbf{t_n}}{\mathbf{t_1}+\mathbf{t_2}+....\mathbf{t_n}} = \frac{\mathbf{0.43\cdot 4 + 1.1\cdot 3 + 0.43\cdot 4 + 0.66\cdot 2}}{\mathbf{4+3+4+2}}$$

$$\Delta \mathbf{p_{ср}} = 0{,}62 \text{кВт}.$$

Так как, $\Delta \mathbf{p_{ср}} \le \Delta \mathbf{p_{ном}}$ т. е. 0,62 < 0,66, то электродвигатель удовлетворяет требованиям нагрева. При необхдимости выбранный двигатель проверяют по условиям пуска и перегрузочной способности.

Пример 2. Выбор и проверка электродвигателя при переменной нагрузке методом эквивалентного тока, момента и мощности.

Выбрать мощность и проверить электродвигатель при переменной нагрузке методом эквивалентных величин.

Как известно, потери мощности в электродвигателе можно выразить через сумму постоянных и переменных потерь. Переменные потери пропорциональны квадрату тока главной цепи электродвигателя, поэтому можно записать: $\Delta \mathbf{p} = \Delta \mathbf{p_{х.х}} + \mathbf{I^2_{экв}R}$, где $\mathbf{I_{экв}}$ – эквивалентный ток, т. е. ток, который при переменном графике нагрузки **I(t)** за время $\mathbf{t_{цик}}$ выделит такое же количества тепла, что и постоянный по величине ток за это же время.

Подставив в формулу средних потерь значение $\Delta \mathbf{p}$ и учитывая, что постоянные потери не зависят от нагрузки, после преобразований получим формулу для эквивалентного тока

$$\mathbf{I_{экв}} = \sqrt{\frac{\mathbf{I_1^2}\cdot \mathbf{t_1} + \mathbf{I_2^2}\cdot \mathbf{t_2} + ... + \mathbf{I_n^2}\cdot \mathbf{t_n}}{\mathbf{t_1}+\mathbf{t_2}+...+\mathbf{t_n}}} .$$

При $\mathbf{I_{экв}} \le \mathbf{I_{ном}}$ электродвигатель отвечает условиям полного использования по нагревам.

При постоянном магнитном потоке, когда момент электродвигателя пропорционален току, для его проверки можно воспользоваться методом эквивалентного момента. Для ступенчатого графика эквивалентный момент определяют по формуле

$$M_{экв} = \sqrt{\frac{M_1^2 \cdot t_1 + M_2^2 \cdot t_2 + ... + M_n^2 \cdot t_n}{t_1 + t_2 + ... + t_n}}.$$

Эквивалентный момент сопоставляют с номинальным моментом. Если $M_{экв} \le M_{ном}$, значит, электродвигатель полностью используется по нагреву.

Когда нагрузочная диаграмма на валу электродвигателя задана графиком мощности, то выбор и проверка его по нагреву могут выполняться методом эквивалентной мощности:

$$P_{экв} = \sqrt{\frac{P_1^2 \cdot t_1 + P_2^2 \cdot t_2 + ... + P_n^2 \cdot t_n}{t_1 + t_2 + ... + t_n}}.$$

Определить мощность электродвигателя для привода механизма, работающего по нагрузочному графику, приведенному на рис. 3. Угловая скорость приводного вала ω = 145 рад/с.

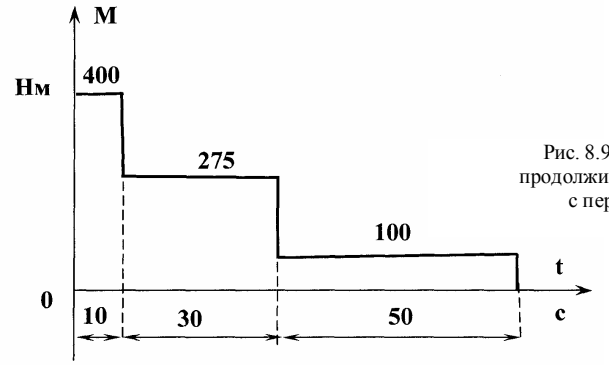


Рис. 8.9 Нагрузочный график продолжительного режима с переменной нагрузкой

По формуле находим эквивалентный момент:

$$M_{экв} = \sqrt{\frac{M^2{}_1 \cdot t_1 + M^2{}_2 \cdot t_2 + ... + M^2{}_n \cdot t_n}{t_1 + t_2 + ... + t_n}} = \sqrt{\frac{400^2 \cdot 10 + 257^2 \cdot 30 + 100^2 \cdot 50}{10 + 30 + 50}}$$

$$M_{экв} = 213 \text{Нм}.$$

Расчетная мощность электродвигателя:

$$P = M_{экв} \cdot \omega 10^{-3} = 213 \cdot 145 \cdot 10^{-3} = 30{,}9 \text{ кВт}.$$

Принимаем по каталогу ближайший больший по мощности асинхронный короткозамкнутый электродвигатель мощностью $\mathbf{P_{ном} = 37}$ кВт и частотой вращения ω = 148 рад/с. При необходимости выбранный двигатель проверяем по условиям пуска и перегрузочной способности.

8.10. Контрольные вопросы

21. Перечислите тепловые режимы работы электрических машин?
22. Какие тепловые режимы работы электрических машин бывают?
23. Перечислите виды нагрузочных моментов.
24. При выборе двигателя, какими эквивалентными методами пользуются?
25. В чем заключается сущность метода средних потерь?
26. Для чего определяют средние потери при выборе мощности электродвигателя?
27. Какое условие должно выполняться при методе средних потерь?
28. Какую зависимость необходимо знать при выборе мощности методом средних потерь?
29. В каких случаях выбор и проверка электродвигателя проводятся методом эквивалентной мощности?
30. В каких случаях выбор и проверка электродвигателя проводятся методом эквивалентного момента?
31. В каких случаях выбор и проверка электродвигателя проводятся методом эквивалентного тока?

9. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

9.1. Электромагнитные реле постоянного тока

Электромагнитные устройства автоматики находят широкое применение в различных областях промышленности. Электромагнитное устройство – это преобразователь электрического сигнала в механическое перемещение и усилие. В настоящее время произошло видоизменение и совершенствование этих устройств, успешно конкурирующих с другими видами преобразователей электрических сигналов.

Основным элементом в электромагнитных устройствах является *электромагнит* – наиболее простой преобразователь электрического сигнала в механическое усилие и перемещение. Входной электрический сигнал подается в обмотку электромагнита, который притягивает подвижную часть, называемую якорем.

По роду тока в обмотке различают электромагниты постоянного и переменного тока. Электромагниты постоянного тока подразделяют на нейтральные и поляризованные. Нейтральные электромагниты притягивают якорь при любой полярности тока в обмотке. В поляризованных электромагнитах направление усилия, действующего на якорь, изменяется при изменении полярности тока в обмотке.

По конструктивному исполнению различают электромагниты с якорем клапанного типа, с втяжным и с поворотным якорем.

Электромагниты реле являются основным тяговым (приводным) элементом и служат для перемещения таких

исполнительных устройств, как клапаны, заслонки, золотники, рули, цифро- и буквопечатающие устройства и т. п. Однако наибольшее распространение получили электромагниты, снабженные контактной системой, электромагнитные реле, на основе которых далее рассматриваются электромеханические элементы.

Конструкция реле клапанного типа схематически показана на рис. 9.1. Магнитопровод, состоящий из корпуса, сердечника и якоря, выполнен из электротехнической стали. В нормальном состоянии, когда обмотка реле обесточена, якорь максимально удален от сердечника за счет действия возвратной пружины и контактных пружин подвижных контактов. Реле обладают пары контактов (в некоторых случаях несколько пар контактов). Если пара контактов замкнута, то их называют замыкающие контакты (КЗ), а если разомкнуты, то размыкающие контакты (КР). При подаче напряжения в обмотку реле по обмоткам протекает ток, который образует магнитный поток. Этот поток притянет якорь к сердечнику, развивая электромагнитное усилие, преодолевая действие механических сил пружин.

Зависимость электромагнитного усилия от величины воздушного зазора между якорем и сердечником называют *тяговой характеристикой* электромеханического устройства.

Зависимость механических сил, приведенных к зазору между якорем и сердечником, от величины этого зазора называют *механической характеристикой* устройства.

Аналитическое выражение для электромагнитного усилия можно получить из формулы Максвелла

$$\mathbf{P}_э = \frac{1}{\mu_0}\oint_s [(\mathbf{Bn})\mathbf{B} - \frac{1}{2}\mathbf{B}^2\mathbf{n}]\mathbf{ds},$$

где **B** − вектор индукции на внешней стороне элемента поверхности **s**; **n** − единичная внешняя нормаль элемента по-

верхности **s** при этом интегрирование ведется по всей поверхности, охватывающей тело, на которое действует сила.

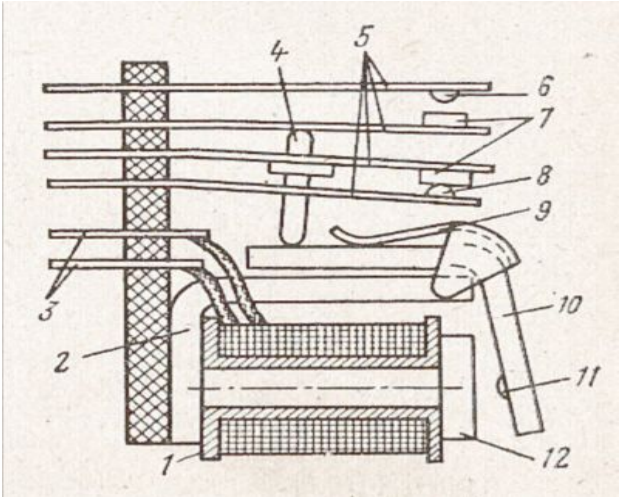


Рис. 9.1. Реле клапанного типа:
1 – каркас с обмоткой; 2 – ярмо; 3 – выводы обмотки; 4 – эбонитовый штифт; 5 – контактные пружины; 6 – замыкающий контакт; 7 – подвижные контакты; 8 – размыкающий контакт; 9 – возвратная пружина; 10 – якорь; 11 – штифт отлипания; 12 − сердечник

Другой вывод формулы для электромагнитного усилия основан на методе энергетического баланса, который и использован в дальнейшем с упрощающими допущениями.

Если обмотка реле с фиксированным воздушным зазором **δ** (рис. 9.2, а) подключена к источнику постоянного тока с напряжением **U**, то процесс изменения тока в обмотке определяется выражением

$$\mathbf{U = ri + \omega \frac{d\Phi}{dt}}, \qquad (9.1)$$

где **r** и **ω** − сопротивление и число витков обмотки реле; **Φ** − магнитный поток реле.

Умножив (9.1) на **idt** и интегрируя его за время от 0 до **t,** в течение которого поток возрастает от 0 до **Ф**, получим

$$\int_0^t Uidt = \int_0^t i^2 rdt + \int_0^{\Phi} \omega id\Phi. \qquad (9,2)$$

В выражении (9.2) левая часть представляет собой энергию источника постоянного тока, первое слагаемое правой части − ту ее часть энергии, которая перешла в тепловую, а второе слагаемое − энергию, запасенную в магнитном поле реле.

На рис. 9.2, б) графически изображена магнитная энергия, которая определяется площадью треугольника $\Phi c I_\delta$, где I_δ − часть тока обмотки, создающая МДС воздушного зазора, I − полный ток обмотки. Если пренебречь МДС, затрачиваемой на проведение потока по стальной части магнитопровода, что допустимо при достаточно больших зазорах и ненасыщенной стали, то всю магнитную энергию реле можно считать сосредоточенной в зазоре, т. е. $W = W_\delta$, и в соответствии с (9.2) и рис. 9.2, б) можно записать

$$W_\delta = \omega \frac{I_\delta \Phi}{2} \approx \omega \frac{I\Phi}{2}. \qquad (9.3)$$

На основании энергетического баланса в электромагните при постоянном токе **I** в обмотке и перемещении якоря (рис. 9.2, а) на величину Δx можно определить координату **x** как

$$x = \delta_0 - \delta \ . \qquad (9.4)$$

При перемещении якоря зазор, а значит, и сопротивление магнитной цепи уменьшились, магнитный поток возрос с Φ_1 до Φ_2 (рис. 9, в). Причем из электросети при постоянном токе в обмотке получена энергия, равная площади прямоугольника $\Phi_1 a b \Phi_2$:

$$\Delta W = I\omega \cdot (\Phi_2 - \Phi_1). \qquad (9.5)$$

Магнитная энергия в зазоре до перемещения якоря равнялась площади треугольника $\mathbf{Oa\Phi_1}$, а после перемещения – площади треугольника $\mathbf{Ob\Phi_2}$.

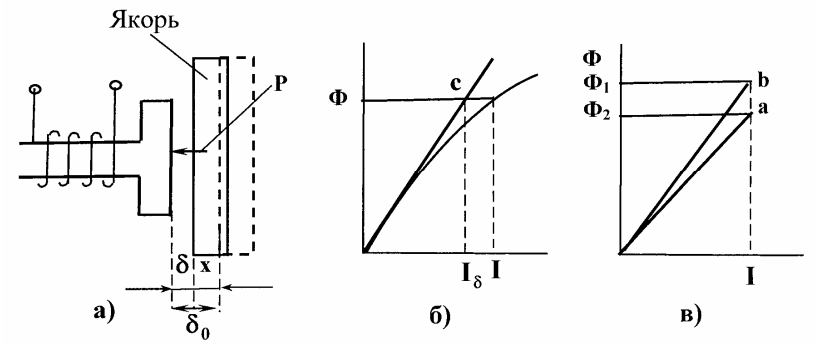


Рис. 9.2. К выводу формулы электромагнитного усилия

Таким образом, магнитная энергия в зазоре при сохранении условия (9.3) возросла на величину, равную половине полученной из сети энергии:

$$\Delta W_\delta = W_{\delta 2} - W_{\delta 1} = \omega\frac{I\Phi_2}{2} - \omega\frac{I\Phi_1}{2} = \omega\frac{I(\Phi_2 - \Phi_1)}{2}. \qquad (9.6)$$

Очевидно, вторая половина, численно равная первой и соответствующая треугольнику **Oab**, была израсходована на совершение работы при движении якоря под действием силы $\mathbf{P_э}$:

$$\Delta A = P_э \Delta x \approx \Delta W_\delta. \qquad (9.7)$$

Переходя к пределу, для электромагнитного усилия, согласно (9.7), получим выражение

$$P_э = \frac{dW_\delta}{dx} = -\frac{dW_\delta}{d\delta}, \qquad (9.8)$$

где $dx = d(\delta_0 - \delta) = -d\delta$.

Знак минус свидетельствует о том, что положительному усилию соответствуют уменьшение воздушного зазора.

Магнитную энергию (9.3) можно представить так:

$$W_\delta = \frac{I_\delta \omega \Phi}{2} = \frac{I_\delta \omega}{2} I_\delta \omega G_\delta = \frac{(I_\delta \omega)^2}{2} G_\delta \approx \frac{(I\omega)^2}{2} G_\delta , \qquad (9.9)$$

где G_δ – магнитная проводимость воздушного зазора, Гн.

С учетом (9.9) выражение (9.8) для электромагнитного усилия, выражаемого в ньютонах (Н), примет вид

$$P_э = -\frac{(I\omega)_\delta^2}{2} \frac{dG_\delta}{d\delta} , \qquad (9.10)$$

где $(I\omega)_\delta$ – МДС воздушного зазора.

Для плоскопараллельных воздушных зазоров

$$G_\delta = \frac{s_\delta}{\delta} \mu_0 = \frac{s_\delta}{\delta} 4\pi \cdot 10^{-7}, \qquad (9.11)$$

где s_δ и δ – соответственно сечение, м^2, и длина воздушного зазора, м;

μ_0 – магнитная постоянная, Гн/м.

Подставив производную от выражения (9.11) по δ в (9.10), получим

$$P_э = \frac{(I\omega)_\delta^2 4\pi \cdot 10^{-7}}{2} \frac{s_\delta}{\delta_2} \approx \frac{(I\omega)^2 4\pi \cdot 10^{-7}}{2} \frac{s_\delta}{\delta^2} . \qquad (9.12)$$

Для практических расчетов удобнее иной вид формулы (9.12). В результате несложных преобразований получим

$$P_э = \frac{\Phi_\delta^2}{2\mu_0 s_\delta} = \frac{B_\delta^2}{2\mu_0} s_\delta \approx 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi_\delta^2}{s_\delta} = 4 \cdot 10^5 B_\delta^2 s_\delta , \qquad (9.13)$$

где B_δ – индукция в воздушном зазоре, Тл; Φ_δ – поток, Вб; s_δ – сечение зазора, м^2.

Подставляя в (9.12) различные значения δ, можно построить тяговую характеристику реле при постоянном токе в обмотке. Теоретически эта характеристика уходит в бесконечность при $\delta \to 0$. Реальное усилие достигает лишь значения $P_{эmax}$. В реле всегда ограничивают минимальный

зазор δ_{min}, укрепляя на якоре немагнитный штифт. В противном случае якорь может «залипнуть», т. е. остаться притянутым после выключения тока в обмотке за счет остаточного магнетизма в электротехнической стали.

Механические характеристики реле имеют, как правило, вид ломанных линий (рис. 9.3, б) и получаются в результате суммирования характеристик возвратной пружины (ВП) и контактных пружин контактов КР и КЗ.

Током (МДС) срабатывания $I_{сраб}(F_{сраб})$ называют ток в обмотке, под действием которого при зазоре δ_0 электромагнитное усилие начинает превышать механическое и якорь реле притягивается к сердечнику.

Током (МДС) отпускания $I_{отп}(F_{отп})$ называют ток, действие которого при зазоре δ_{min} не в состоянии создать электромагнитное усилие, удерживающее якорь в притянутом состоянии, вследствие чего якорь возвращается в нормальное положение.

Тяговые и механические характеристики реле должны быть правильно согласованы. Для этого тяговые характеристики при токах $I_{сраб}$ и $I_{отп}$, проходя соответственно через точки механической характеристики **1** и **2,** не должны пересекаться с механической характеристикой в области зазоров $\delta_{min} < \delta < \delta_0$ (рис. 9.3, а). В противном случае якорь может «застрять» в промежуточных точках характеристик (точки **3** и **4** на рис. 9.3, б).

Коэффициентом возврата реле называют отношение

$$k_{возвр} = F_{отп}/F_{сраб} = I_{отп}/I_{сраб} .$$

Временные параметры реле. Время срабатывания реле состоит из времени трогания и движения якоря

$$t_{сраб} = t_{тр} + t_{дв}$$

где $t_{тр}$ – время трогания, т. е. промежуток времени, в течение которого ток нарастает от нуля до тока срабатыва-

ния (рис. 9.3, б); в конце этого промежутка электромагнитное усилие превысит противодействующее и якорь придет в движение; $t_{дв}$ – время движения якоря при его перемещении из нормального состояния в притянутое.

Время отпускания $t_{отп}$ также состоит из двух составляющих:

$$t_{отп} = t'_{тр} + t'_{дв} .$$

Важно отметить, что время движения якоря при отсутствии специальных тормозящих устройств, как правило, значительно меньше времени трогания. Поэтому время срабатывания реле зависит в основном от времени трогания.

Реле можно разделить по временным параметрам на нормальные ($t_{сраб}$ имеет порядок 30–50 мс), быстродействующие ($t_{сраб}$ порядка нескольких миллисекунд) и замедленные, так называемые реле времени, у которых временные параметры специальными методами увеличены в пределах от десятых долей секунды до минут.

Время срабатывания и отпускания реле можно изменять как схемными, так и конструктивными методами.

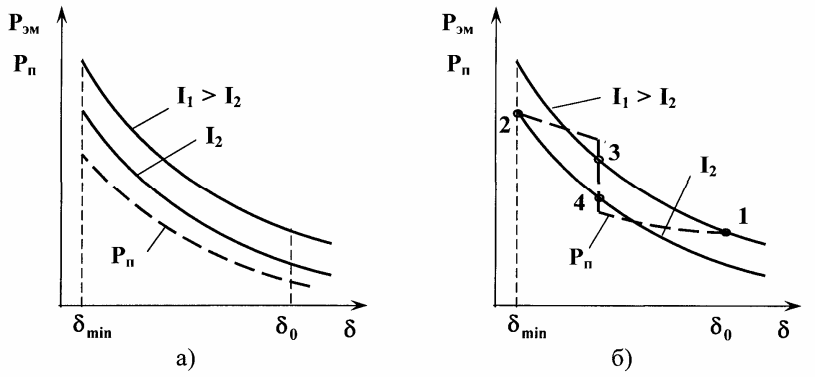


Рис. 9.3. Тяговая и механическая характеристика реле

9. 2. Поляризованное реле

Реле, нечувствительные к направлению тока в обмотке, называют нейтральными. Часто требуется, чтобы реле реагировали не только на величину, но и на знак тока управления. Такие реле называют поляризованными. В электромагнитных реле можно осуществить чувствительность к полярности тока в обмотке с помощью постоянных магнитов.

На рис. 9.4 представлена конструкция поляризованного реле. По магнитопроводу поляризованного реле могут протекать поток **Ф** от обмоток, обтекаемых электрическим током, и поток $\mathbf{\Phi_0}$ от постоянного магнита. Якорь перемещается в зазоре в зависимости от суммарного действия этих потоков.

При отсутствии тока в обмотке реле якоря будет находиться в строго вертикальном положении. В этом случае поток постоянного магнита $\mathbf{\Phi_0}$ делится пополам:

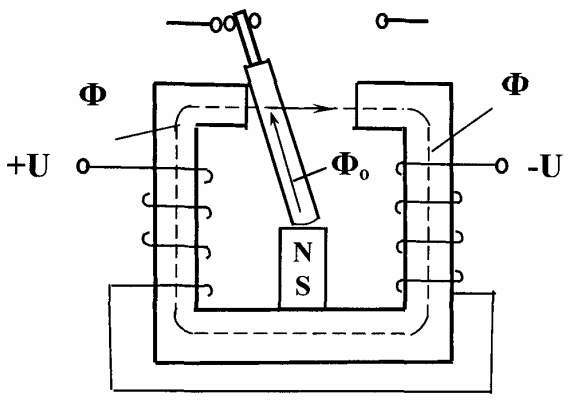
$$\mathbf{\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_0 / 2},$$

и усилия, тянущие якорь влево и вправо, одинаковы:

$$\mathbf{P_{лев} = P_{прав} = 4 \cdot 10^5 (\Phi_0 / 2)^2 \frac{1}{s_\delta} = \frac{\Phi_0^2}{s_\delta}}.$$

Данное равновесное состояние неустойчиво. Достаточно якорю немного отклониться от нейтрального положения, например, влево, как изменятся воздушные зазоры, определяющие сопротивление левого и правого контуров магнитопровода, и потоки станут соответственно равными:

$$\mathbf{\Phi_1 = \Phi_0 / 2 + \Delta\Phi} \quad \text{и} \quad \mathbf{\Phi_2 = \Phi_0 / 2 - \Delta\Phi}.$$



9.4. Поляризованное реле

Левое усилие возрастет, правое уменьшится, и появится результирующее усилие

$$P_0 = P_{лев} - P_{прав} = \frac{4\cdot 10^5}{s_\delta}\left[\left(\frac{\Phi_0}{2}+\Delta\Phi\right)^2 - \left(\frac{\Phi_0}{2}-\Delta\Phi\right)^2\right] = 4\cdot 10^5 \frac{2\Phi_0\Delta\Phi}{s_\delta}$$

Если это усилие выразить через перемещение якоря **x** и пренебречь сопротивлением стальных участков магнитопровода по сравнению с воздушными зазорами и принять зазоры между якорем и полюсными наконечниками плоскими, то можно доказать, что:

$$P_0 = 4\cdot 10^5 \frac{2\Phi_0^2}{s_\delta \delta} x.$$

Электромагнитное усилие P_0 определяет контактное давление, а, следовательно, и допустимый ток, который могут пропускать контакты при обесточенной обмотке реле, не перегреваясь.

Если в обмотке реле поменять полярность тока срабатывания $I_{сраб}$ такой величины, чтобы $\Phi_э = \Delta\Phi$, то якорь перебросится из левого в правое положение, т. к. правое

усилие станет больше левого. При этом потоки до момента переброски будут равны

$$\Phi_{лев} = \frac{\Phi_0}{2} + \Delta\Phi - \Phi_э \quad и \quad \Phi_{прав} = \frac{\Phi_0}{2} - \Delta\Phi + \Phi_э .$$

Если после переброски $\Delta\Phi$ изменить знак и принять $\Phi_э = \Delta\Phi$, то потоки станут равными

$$\Phi_{лев} = \frac{\Phi_0}{2} - 2\Delta\Phi \quad и \quad \Phi_{прав} = \frac{\Phi_0}{2} + 2\Delta\Phi.$$

В правом положении при токе $\mathbf{I_{сраб}}$ в обмотке суммарное усилие потоков Φ_0 и Φ, действующее на якорь, равно

$$P_{0Э} = 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi^2_{прав} - \Phi^2_{лев}}{s_\delta} = 4 \cdot 10^5 \frac{4\Phi_0\Delta\Phi}{s_\delta} = 4 \cdot 10^5 \frac{4\Phi_0^2}{s_\delta \delta} x,$$

т. е. окажется вдвое больше, чем $\mathbf{P_o}$.

Таким образом, поток постоянного магнита выполняет в поляризованном реле роль противодействующей пружины до тех пор, пока ток не достигнет тока срабатывания $\mathbf{I_{сраб}}$. После же перехода якоря за нейтраль, перераспределяющийся поток Φ_o создает дополнительное усилие, способствующее перемещению якоря. Этим в какой-то мере объясняется короткое время срабатывания поляризованных реле, не превышающее нескольких миллисекунд. Кроме того, дополнительное усилие, сжимая контакты, позволяет довести коэффициент управления, т. е. отношение мощности, пропускаемой контактами, к мощности срабатывания в обмотке до 5 000, чего не допускает ни одно нейтральное реле.

Поляризованные реле отличаются высокой чувствительностью и быстродействием. Максимальная чувствительность поляризованных реле характеризуется мощностью срабатывания до 10^{-5} Вт. Время срабатывания составляет от несколько до миллисекунды.

9. 3. Тяговые электромагниты

В системах автоматики требуется исполнительное устройство, которое должен перемещать якорь на расстояние порядка нескольких миллиметров с усилием в несколько десятков ньютонов. К таким исполнительным устройствам относятся различные клапаны, защелки, мощные выключатели (контакторы). Для привода подобных устройств применяют тяговые электромагниты, которые характеризуются перемещением якоря на большие расстояния и развивают огромное электромагнитное усилие.

В тяговых электромагнитах электромагниты чаще выполняют броневого типа (рис. 9.5). Обмотка **1**, как броней, защищена корпусом **4**, который служит одновременно ярмом электромагнита. Конструкция электромагнита выполнена так, чтобы сечение магнитопровода по всей длине магнитной линии оставалось приблизительно постоянным. Якорь **6** электромагнита для уменьшения трения и предотвращения залипания перемещается внутри тонкостенной латунной трубки **7**. Для снижения МДС паразитного воздушного (немагнитного) зазора, равного толщине трубки **7**, передняя крышка электромагнита имеет «воротничок» **5**. Увеличенная площадь «воротничка» позволяет магнитному потоку пройти паразитный зазор со значительно меньшей индукцией, чем в остальной части магнитопровода, и, следовательно, с малой потерей МДС обмотки.

Принцип работы тягового электромагнита заключается в следующем. При обесточенном состоянии, когда к обмоткам электромагнита не подается напряжение, якорь **6** отводится возвратной пружиной **3** в крайнее правое положение. При подключении обмотки электромагнита к постоянному напряжению по обмотке будет протекать постоянный ток, и этот ток образует постоянный магнитный поток, который будет притягивать якорь **6** к сердечнику **2.** Если ток в обмотке достигнет значения тока срабатывания $\mathbf{I_{сраб}}$, то якорь полностью притянется к сердечнику, пре-

одолевая сопротивление пружины **3** и приводя в движение связанное с ним устройство.

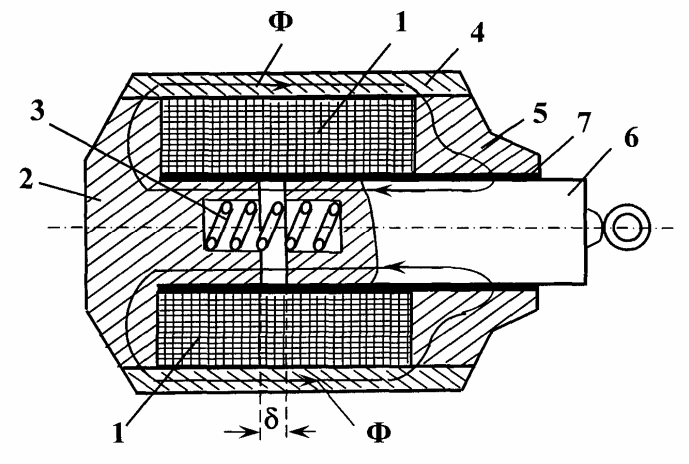


Рис. 9.5. Конструкция тягового электромагнита:
1 – обмотка электромагнита; 2 – сердечник; 3 – возвратная пружина; 4 – корпус электромагнита; 5 – передняя крышка; 6 – якорь; 7 – тонкостенная латунная трубка

Электромагнитное усилие или тяговая характеристика показана на рис. 9.6, б). Однако плоский якорь, как показан на рис. 9.5, дает тяговую характеристику, слишком круто идущую вверх. Для «выравнивания» характеристики применяют конический якорь.

Проводимость воздушного зазора $\mathbf{G_\delta}$ в электромагните с коническим якорем (рис. 9.6, а) определяется фактическим воздушный зазором

$$\delta_\Phi = \delta \cos\gamma \qquad (9.15)$$

и фактическим сечением, равным боковой поверхности конуса

$$s_{\delta\Phi} = \frac{s_\delta}{\cos\gamma} \tag{9.16}$$

Из (9.15) и (9.16) следует

$$G_\delta = \frac{s_{\delta\Phi}}{\delta_\Phi}\mu_0 = \frac{s_\delta}{\delta\cos^2\gamma}\mu_0. \tag{9.17}$$

Подставляя производную $dG_\delta / d\delta$ от (9.17) в (9.3), получаем

$$P_{э.кон} = \frac{(I\omega)^2_\delta 4\pi * 10^{-7}}{2\cos^2\gamma} \cdot \frac{s^\delta}{\delta^2}. \tag{9.18}$$

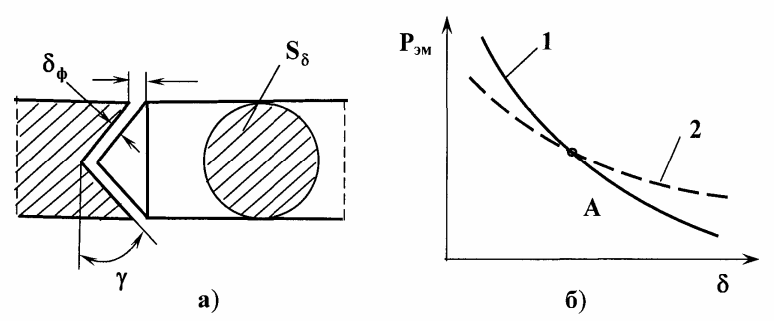


Рис. 9.6. Конструкция электромагнита с коническим якорем и тяговая характеристика электромагнита

Из сравнения равенства (9.15) с выражением для усилия при плоском якоре (9.12) очевидно, что

$$P_{э.кон} = \frac{P_э}{\cos^2\gamma}. \tag{9.19}$$

Из выражения (9.5) следует, что при одинаковых сечениях **s** и зазорах δ, тяговая характеристика конического якоря должна идти выше, чем плоского, т. к. $\cos^2\gamma < 1$. Однако это наблюдается лишь при относительно больших за-

зорах (рис. 9.6, б), когда магнитная система далека от насыщения. При малых зазорах (левее точки **А**) система насыщается, причем у конусного якоря более сильно вследствие меньшего общего сопротивления магнитной цепи за счет уменьшенного фактического сопротивления зазора. У конического якоря часть МДС обмотки, приходящаяся на зазор $(I\omega)_\delta$, уменьшается скорее, чем у плоского, и тяговая характеристика конического якоря **2** в области малых зазоров проходит ниже характеристики плоского якоря **1**.

Время срабатывания электромагнитов составляет от 20 до 100 миллисекунд и может быть изменено различными способами.

9. 4. Электромагнитные реле переменного тока

Во всех отраслях промышленности, а также в системах автоматики основным источником энергии является сеть переменного тока, поэтому целесообразно применение реле, рассчитанных на питание переменным током.

Сердечник реле переменного тока набирают из листовой электротехнической стали, подобно трансформаторам для того, чтобы уменьшить потери на вихревые токи и гистерезис от переменного магнитного потока, который возникает в сердечнике реле.

Пусть реле питается переменным током

$$i = I_m \sin \omega t \,, \qquad (9.20)$$

тогда квадрат тока равен

$$i^2 = I_m^2 \sin^2 \omega t = \frac{I_m^2}{2}(1 - \cos 2\omega t) = I^2(1 - \cos 2\omega t) \,,$$

где **I** – действующее значение тока в обмотке реле.

Если подставить в выражение (9.19) выражение (9.20), то электромагнитное усилие будет состоять из постоянной составляющей и переменной, меняющейся с двойной частотой:

$$P_э = P_{э.ср}(1 - \cos 2\omega t). \qquad (9.21)$$

Как видно из (9.21), в реле переменного тока электромагнитное усилие зависит от времени и обращается в нуль с двойной частотой в период, что вызывает вибрацию якоря при работе.

Для устранения вибраций в магнитной системе необходимы два потока, сдвинутых во времени. Этого можно достигнуть в двухобмоточных реле, если с помощью внешних индуктивности и емкости (рис. 9.7, а) создать сдвиг фаз во времени между токами $\mathbf{I_1}$ и $\mathbf{I_2}$, равный $\boldsymbol{\pi/2}$.

Тогда

$$P_э = P_{э1} + P_{э2} = P_{эm1}\sin^2 \omega t + P_{эm2}\sin^2(\omega t - \frac{\pi}{2}) =$$

$$= P_{эm1}\sin^2 \omega t + P_{эm2}\cos^2 \omega t.$$

Другим способом уменьшения вибрации является расщепление магнитного потока с помощью короткозамкнутого витка, охватывающего одну из половинок пропиленного сердечника (рис. 9.7, в). Работу схемы можно объяснить на векторной диаграмме рис. 9.7, г). Короткозамкнутый виток подобен вторичной обмотке трансформатора, образованного на потоке $\mathbf{\Phi_в}$. В обмотке реле, выполняющей роль первичной обмотки трансформатора, будет протекать ток $\mathbf{I_1}$, равный, как обычно, сумме намагничивающего тока $\mathbf{I_{ов}}$ и тока в короткозамкнутом витке $\mathbf{I'_{кз}}$, приведенного к первичной цепи и принятого находящимся в фазе с ЭДС в витке. Однако кроме потока $\mathbf{\Phi_В}$ обмотка реле создает поток $\mathbf{\Phi_А}$, который является потоком обычной катушки со сталью и, значит, находится почти в фазе с током этой катушки, т. е. с током $\mathbf{I_1}$ обмотки реле.

Если $\mathbf{P_{эm1} = P_{эm2} = P_{эm}}$, то суммарное электромагнитное усилие, притягивающее якорь, не изменяется во времени (рис. 9.6, б):

$$P_{Э\Sigma} = P_{Эm}(\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t) = P_{Эm} = \text{const}\ .$$

Таким образом, между потоками Φ_A и Φ_B возникает сдвиг фаз, и одновременно оба потока в нуль не обращаются в любой момент времени, поэтому существует усилие, удерживающее якорь от вибрации. Каждое из усилий изменяется во времени согласно (9.21):

$$P_1 = P_{cp1}(1 - \cos 2\omega t);$$

$$P_2 = P_{cp2}[1 - \cos 2(\omega t - \varphi)] = P_{cp2}[1 - \cos(2\omega t - 2\varphi)]\ ,$$

откуда постоянная составляющая суммарного усилия

$$P_{\sim} = P_{cp1} + P_{cp2}\ ,$$

а амплитуда переменной составляющей на основании теоремы косинусов

$$P_{\sim} = \sqrt{P_{cp1}^2 + P_{cp2}^2 + 2P_{cp1}P_{cp2}\cos(\pi - 2\varphi)} =$$

$$= \sqrt{P_{cp1}^2 + P_{cp2}^2 + 2P_{cp1}P_{cp2}\cos 2\varphi}\ .$$

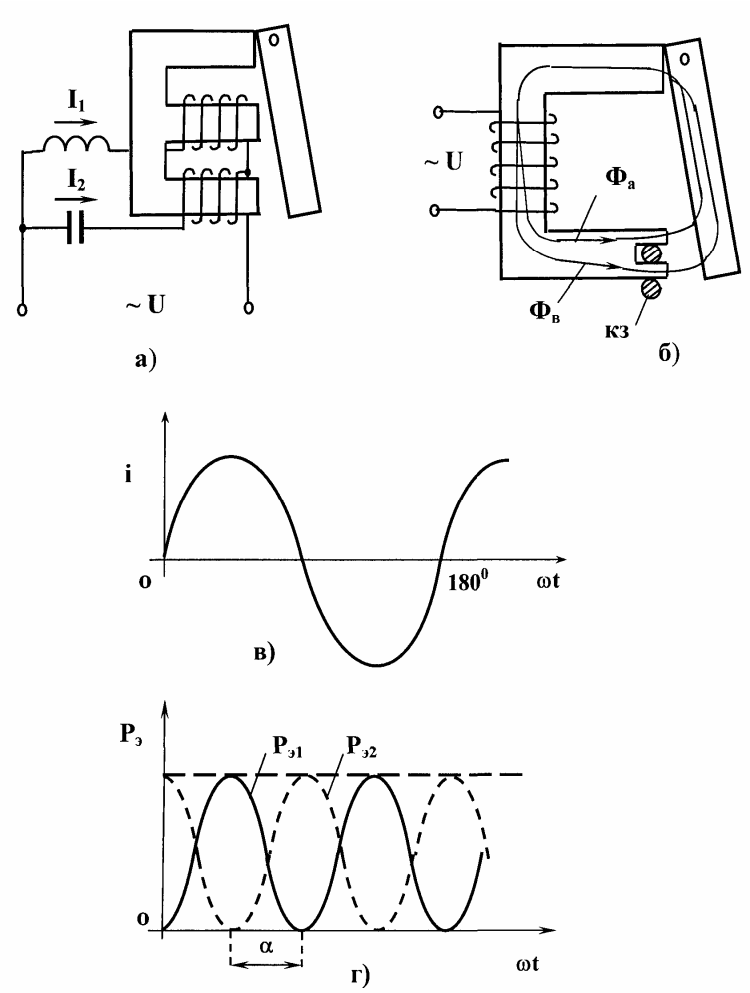


Рис. 9.7. Электромагнитные реле переменного тока

В существующих конструкциях $\varphi = 60°$ и при равенстве $P_{ср1} \approx P_{ср1}$ это означает, что $P_{\sim} = P_/2$, т. е. усилие никогда не становится меньше половины постоянной составляющей.

9.5. Электромагнитные муфты

Муфта – это устройство, предназначенное для сцепления двух вращающихся валов для передачи механического момента от ведущего к ведомому валу. Муфта называется электромагнитной, если для передачи механического момента используется электромагнитные явления. Электромагнитные муфты бывают релейного действия, осуществляющее жесткое сцепление двух валов при подаче сигнала и гибкого сцепления, когда частота вращения ведомого вала зависит от величины входного сигнала.

Электромагнитные муфты применяют в системах автоматики для электрического управления передачей вращения и момента от одного вала к другому. По характеру передачи вращающего момента электромагнитные муфты можно подразделить на фрикционные, где момент передается за счет механического трения, и порошковые, где момент передается за счет сил магнитного притяжения крупинок электромагнитного порошка.

На рис. 9.8 показаны схемы конструкций фрикционных муфт. Во фрикционной муфте (рис. 9.8, а) небольшой мощности осуществляется передача вращения и момента от ведущего вала **4** к ведомому валу **2**. Полумуфта **3** укреплена неподвижно на ведущем вале **4**, а перемещающаяся полумуфта **1** расположена на ведомом вале **2** и посажена на скользящей шпонке. Неподвижная полумуфта служит сердечником, а другая подвижная – якорем. Кроме того, полумуфты помещены в неподвижный корпус **6**, внутри которого находится обмотка электромагнитной муфты **5.**

В вышеуказанных муфтах (рис. 9.8, а) небольшой мощности сила трения развивается на стыке соприкасающихся половинок муфты, одна из которых может переме-

щаться вдоль ведомого вала **2** на скользящей шпонке, а другая **3** неподвижно укреплена на ведущем валу **4**.

Если в обмотку муфты **5** подать постоянное напряжение $\mathbf{U_п}$, то по обмоткам будет протекать ток, который образует магнитный поток **Ф**. Этот поток будет притягивать перемещающуюся полумуфту **1**, которая служит сердечником, к неподвижной полумуфте **3**, которая является якорем**.** В конструктивной схеме (рис. 9.8, а) корпус **6** и обмотка **3** неподвижны, поэтому полумуфты вращаются внутри корпуса и обмотки.

Вращающий момент, передаваемый такой муфтой,

$$\mathbf{M = P\kappa_T \frac{D_{ср}}{2}}, \qquad (9.22)$$

где сила, сжимающая половинки муфты,

$$\mathbf{P = p\pi(R_н^2 - R_{вн}^2)}. \qquad (9.23)$$

Подставив выражение (9.23) в (9.22) и учтя, что $\mathbf{D_{ср} = R_{вн} + R_н}$, получим

$$\mathbf{M = \frac{\pi}{2} pk_T (R_н + R_{вн})(R_н^2 - R_{вн}^2)}. \qquad (9.24)$$

Допустимое усилие зависит от материала трущихся поверхностей: для стали оно равно **p** = 40–60 н/см^2, для феррадо **p** = 20–25 н/см^2, для тонких стальных дисков **p** = 28–42 н/см^2.

Коэффициент трения определяется материалом и смазкой; для стали $\mathbf{k_т}$ = 0,08, для феррадо $\mathbf{k_т}$ = 0,3, для чугуна $\mathbf{k_т}$ = 0,1–0,15.

Для мощных фрикционных муфт конструкция со стальными дисками **1** такая, как показано на рис. 9.8, б). Одни диски закреплены одним концом в пазах ведущего вала **2**, а другие – в пазах корпуса ведомой полумуфты **3**.

Если в обмотку муфты **5** подать постоянное напряжение $\mathbf{U_п}$, то по обмоткам будет протекать ток, который образует магнитный поток **Ф**. Этот поток будет прижимать

перемещающийся якорь **4** к сердечнику (полумуфте), сжимая стальные диски **1**. При этом развивающиеся на поверхностях стальных дисков силы трения будут передавать вращающийся момент. Таким образом, осуществляется передача вращения ведущего к ведомому валу. В данном случае обмотка муфты вращается, и для подвода тока необходимы контактные кольца.

Вращающий момент в муфте этого вида

$$\mathbf{M = Pk_T \frac{D_{ср}}{2}(n-1)},$$

где $\mathbf{D_{ср}}$ – средний диаметр дисков; **n** – число дисков.

Электромагнитный расчет фрикционных муфт в общих чертах аналогичен расчету тяговых электромагнитов.

Простейшая конструкция порошковой муфты показана на рис. 9.9, а), которая состоит из двух магнитопроводов – полумуфт **1** и **2,** причем в полумуфте **2** расположена обмотка **3.** Зазор между гладкими поверхностями полумуфт **1** и **2** заполнен ферромагнитным веществом **4**. Как правило, это смесь порошка железа (размером зерен 2–8 мкм) и смазывающего вещества (тальк, графит, масло).

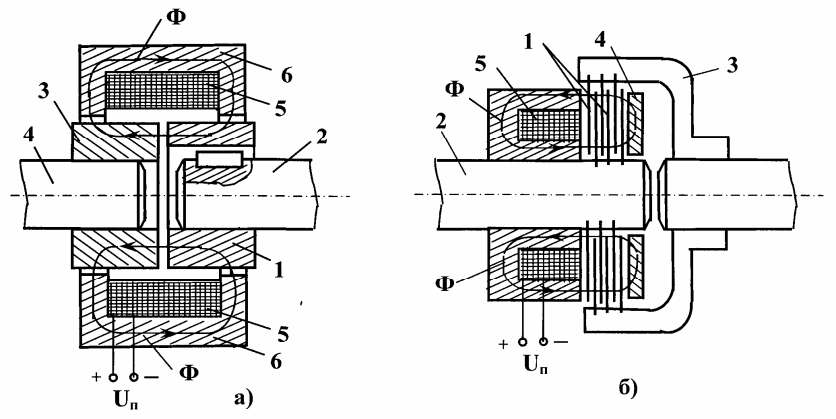


Рис. 9.8. Схемы конструкций фрикционных муфт

Если в обмотку муфты **3** подать постоянное напряжение $\mathbf{U_п}$, то по обмоткам будет протекать ток, образующий магнитный поток **Ф**. Этот поток будет намагничивать частицы железа и образует цепочки элементарных магнитов, которые создадут тангенциальное усилие и передадут вращение от одной половины муфты к другой. При выключении тока магнитное поле пропадает, цепочки элементарных магнитов разрушаются, и половинки муфты проскальзывают. В этом типе порошковой муфты обмотка вращается, и для подвода тока необходимо предусмотреть контактные кольца.

Конструкция порошковой муфты (рис. 9.9, б), состоит из цилиндра **1** и стакана **2**. Зазор между гладкими поверхностями заполнен ферромагнитным веществом. Принцип работы такой порошковой муфты ни чем не отличается от предыдущей, отличительной особенностью является более большая площадь активной части полумуфт.

Предельный вращающий момент, который может передать муфта,

$$\mathbf{M = ps\frac{D_{ср}}{2}},$$

где $\mathbf{D_{ср}}$ – средний диаметр по зазору муфты; **s** – площадь активной части зазора, равная для цилиндрической муфты (рис. 9.9, б); **p** – удельное тангенциальное усилие.

Исследования показали, что величина тангенциального усилия является сложной функцией, зависящей от индукции в зазоре, состава порошка, окружной скорости и величины зазора. В пределах изменений зазора от 0,25 до 1,5 мм, индукции от 0,5 до 1,0 тл и окружной скорости до 16 м/с величину **p** можно вычислить с достаточной точностью по формуле, $н/м^2$:

$$P = \frac{4 \cdot 10^5 B_\delta^2 k}{\mu_\delta \delta},$$

где B_δ – индукция в зазоре, тл; δ – зазор, см; μ_δ – относительная магнитная проницаемость суспензии (смеси порошка железа со смазывающим веществом); k – размерный коэффициент, см, зависящий в свою очередь от индукции, зазора и окружной скорости муфты.

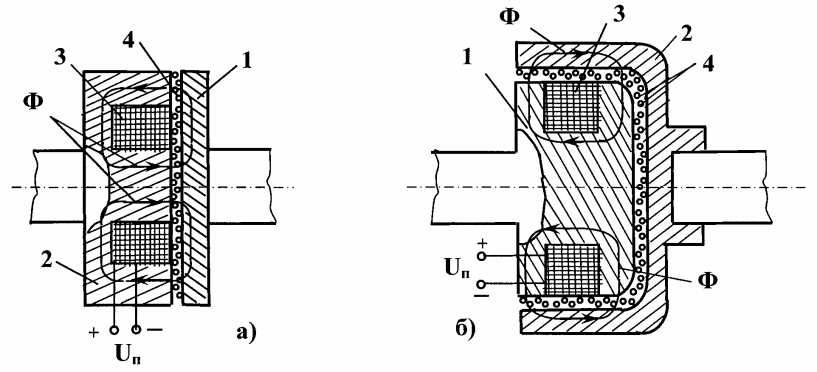


Рис. 9.9. Схемы конструкций порошковых муфт

По сравнению с фрикционными электромагнитные порошковые муфты обладают более высоким быстродействием, меньшими значениями МДС и мощности срабатывания (так как воздушный зазор заменен ферромагнитной суспензией) и большим сроком службы в условиях частых переключений, когда поверхности трения фрикционных муфт быстро изнашиваются. Срок службы порошковых муфт без смены суспензии составляет 400–500 ч, после чего наблюдается быстрое падение момента, которое обусловливается интенсивным окислением и разрушением зерен порошка.

9.6. Магнитоуправляемые контакты (герконы)

В последние годы в системе автоматики находят все большее применение магнитоуправляемые контакты (МК) или герконы (герметизированные контакты), которые из-за герметизации контактов в значительной мере повышают надежность работы реле в целом. Герконы обладают надежными контактами, неподвергающимися воздействиям окружающей среды (пыль, влажность, газы, вызывающие коррозию, и т. п.).

На рис. 9.10, а) представлен геркон, который состоит из стеклянной колбочки **2** и двух пластинок **1**, которые впаяны в стеклянную колбочку **2**. Пластинки изготовлены из пермаллоя и выполняют одновременно роль сердечника и контактных пружин, а их концы **3** являются контактами. Пространство внутри колбочки заполнено азотом или инертным газом. К наружным концам **4** пластинок могут припаиваться провода.

В нормальном положении пластинки в колбочке впаяны таким образом, что контакты разомкнуты. Если геркон поместить в магнитное поле, направленное вдоль пластинок, то в воздушном зазоре между контактами возникнет электромагнитное притяжение, и эти контакты замкнутся при условии, что электромагнитное усилие больше механических сил упругости пластинок.

Магнитное поле в герконе, управляющее контактами, может быть создано постоянными магнитами или токами в обмотке. В простейшем случае это может быть соленоид, внутри которого помещен геркон.

Другим достоинством герконов является хорошее быстродействие, т. е. маленькое время срабатывания. Время срабатывания и отпускания герконов составляет доли миллисекунды (в электромагнитных реле – десятки миллисекунд), т. к. у них отсутствует якорь.

Улучшение контакта в МК достигается покрытием концов пермаллоевых пластин золотом, серебром, родием или смачиванием ртутью. МК, подобно обычным реле, можно выполнить нейтральными и поляризованными, а также замыкающими, размыкающими и переключающими.

Благодаря особенностям конструктивного выполнения, МК имеют следующие преимущества:

1) высокую надежность коммутации в любой среде;

2) длительный срок службы (до 10^8–10° срабатываний);

3) высокое быстродействие;

4) удовлетворительную виброустойчивость и радиационную стойкость;

5) небольшую стоимость при изготовлении.

К недостаткам МК относятся: малое число контактных групп (одна пара контактов в одной колбочке): дребезг при замыкании; большая МДС срабатывания, чем у обычных электромагнитных реле, т. к. магнитный поток должен преодолевать несколько воздушных промежутков; невозможность работы от переменного источника тока; хрупкость геркона из–за стеклянной колбы .

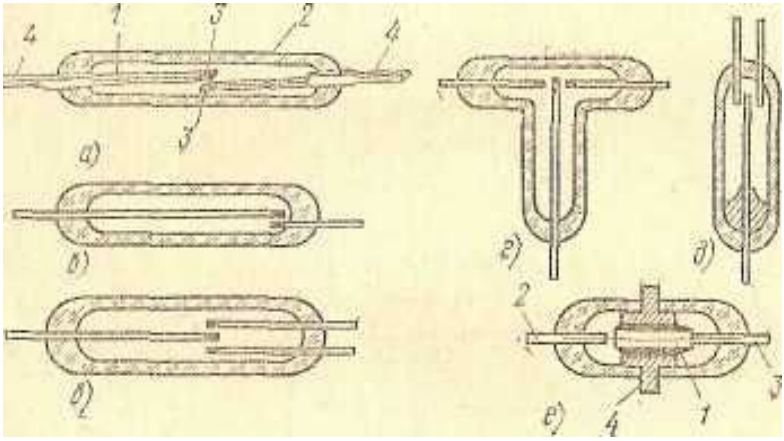


Рис. 9.10. Конструктивные формы магнитоуправляемых контактов

Поляризованные герконы осуществляют путем размещения внутри колбочки тонких пластинчатых постоянных магнитов, обеспечивающих в МК притяжение подвижного конца средней пластины к верхнему или нижнему контакту в зависимости от направления тока в обмотке.

Замыкание контактов герконов можно проводить приближением к концам пластин постоянного магнита, под действием поля которого пластины замыкаются. Однако чаще МК управляются обмотками с током. Возможны реле с одним или несколькими МК, замыкающимися при токе срабатывания и размыкающимися при токе отпускания.

Процессы срабатывания реле с МК отличаются от процессов обычных электромагнитных реле. В обычном реле движение якоря начинается только после того, как будут достигнуты ($\mathbf{I_{ср}}$). при которых электромагнитное усилие превзойдет механическое противодействие пружины в точке наибольшего воздушного зазора.

В гекрконе движение пластин начинается сразу с появлением тока в обмотке. По мере роста НС обмотки воздушный зазор (рис. 9.11) проходит положения δ_1, $\delta_2 \ldots$, в которых механическая характеристика контактных пластин пересекается с тяговыми характеристиками, соответствующими токам $\mathbf{I_1}$ и $\mathbf{I_2}$. При достижении током МДС критического значения, при котором тяговая характеристика касается механической, а зазор равен $\delta_{кр}$, предварительное сближение пластин заканчивается.

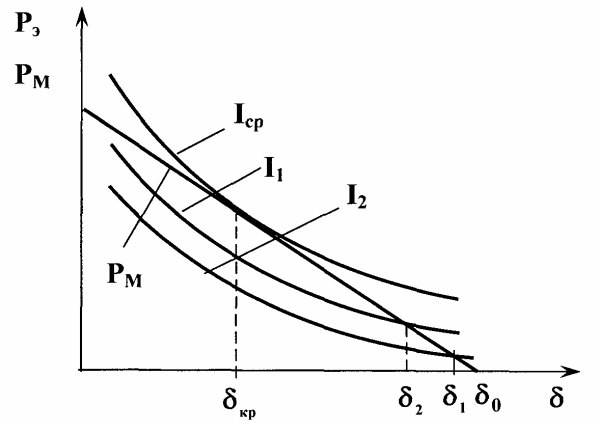


Рис. 9.11. Тяговая и механическая характеристика геркона

Для зазоров, меньших критического, тяговая характеристика лежит выше механической, а, значит, пластины будут энергично сближаться под действием разности сил **Рэ - Рм** даже при неизменном токе в обмотке.

9.7. Контрольные вопросы

24. На какие типы подразделяются электромагнитные реле?
25. Какая характеристика в реле называется тяговым?
26. Какая характеристика в реле называется механическим?
27. В чем особенности электромагнитных реле переменного тока?
28. Перечислите способы устранения вибрации якоря?
29. Что с собой представляют магнитоуправляемые контакты (герконы)?
30. Что с собой представляет поляризованное реле?
31. Что такой ток срабатывания и ток отпускания?

32. Как называется характеристика $\mathbf{F = (\delta)}$ (тяговая сила от зазора якоря)?
33. Что с собой представляют электромагнитные муфты?

10. ДАТЧИКИ И ИХ ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

10. 1 Датчики и их классификация

Датчиком называется устройство, предназначенное для преобразования неэлектрического сигнала в электрический. В общем виде датчик (Д**)** (рис.10.1) можно представить в виде чувствительного элемента (ЧЭ) и преобразователя (Пр). Чувствительный элемент в системах автоматики и телемеханики выполняет функции «органов чувств» и предназначен для преобразования контролируемой величины **x** в такой вид сигнала x_1, который удобен для измерения. В преобразователе, как правило, происходит преобразование неэлектрического сигнала x_1 в электрический сигнал **y**. Например, давление **x** в электроконтактном манометре сначала преобразуется с помощью чувствительного элемента в механическое перемещение стрелки x_1, а затем уже в преобразователе – в изменение сопротивления **y.**

На вход датчика могут поступать как электрические, так и неэлектрические сигналы. С выхода датчика обычно получают электрические сигналы. Это вызвано тем, что электрический сигнал проще усиливать и передавать на различные расстояния.

Общими характеристиками датчиков являются: статическая характеристика; инерционность; динамическая (дифференциальная) чувствительность; порог чувствительности; погрешность; мощность; момент или усилие, требуемые от источника входного сигнала; выходная мощность и выходное сопротивление датчика.

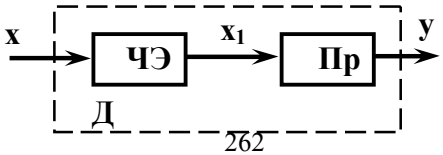


Рис. 10.1. Структурная схема датчика

Статическая характеристика показывает зависимость выходной величины **y** от входной величины **x**, т. е. **y = f(x)** (**x** – контролируемый или регулируемый параметр, действующий на датчик; **y** – параметр, полученный после преобразования).

Инерционность характеризуется отставанием изменений выходной величины **y** от изменений входной величины **x**. Она приводит к погрешностям при измерении входной величины **x** и поэтому является нежелательной.

Динамическая (дифференциальная) чувствительность датчика **S** или динамический коэффициент преобразования датчика $\mathbf{K_{дин}}$ показывает, во сколько раз приращение выходной величины (Δ **y, dy**) больше приращения входной величины (**Δx, dx**)

$$\mathbf{S} = \frac{\Delta \mathbf{y}}{\Delta \mathbf{x}} \sim = \frac{\mathbf{dy}}{\mathbf{dx}}.$$

Желательно, чтобы динамическая чувствительность датчика **S** была как можно более высокой. Эта чувствительность будет определяться положением «рабочей точки» на характеристике датчика **y=f(x)**.

В настоящее время наибольшее распространение в автоматике и телемеханике получили электрические датчики, которые можно разделить на две большие группы: параметрические и генераторные (или датчики ЭДС).

Параметрические датчики служат для преобразования неэлектрического контролируемого или регулируемого параметра в параметры электрической цепи (**R, L, C**). Эти датчики получают электрическую энергию от вспомогательного источника энергии. Параметрические датчики делятся на датчики активного сопротивления (контактные, реостатные, потенциометрические, тензодатчики,

терморезисторы) и реактивные сопротивления (индуктивные, емкостные).

Генераторные датчики предназначены для преобразования неэлектрического параметра в электрический сигнал. Эти датчики не требуют постороннего источника энергии, т. к. сами являются источниками напряжения. Генераторные датчики бывают термоэлектрическими, пьезоэлектрическими и тахометрическими.

К параметрическим и генераторным датчикам предъявляются следующие общие требования:

1) непрерывная и линейная зависимость выходной величины **y** от входной **x**;

2) высокая динамическая (дифференциальная) чувствительность;

3) малая инерционность;

4) наименьшее влияние датчика на измеряемый или регулируемый параметр;

5) надежность в работе;

6) возможность применения к измерительной аппаратуре и другим источникам питания;

7) наименьшая себестоимость;

8) минимальные масса и габариты.

При выборе датчика необходимо также учитывать особенности исследуемого процесса: периодичность и максимальную частоту воздействий, атмосферные условия (влажность и температуру воздуха), наличие вибраций в установке и т. д.

10.2. Параметрические датчики активного сопротивления

Параметрические датчики широко применяются в автоматике, телемеханике и вычислительной технике. К парамет-

рическим датчикам относятся реостатные, потенциометрические и контактные датчики.

Контактным датчиком называется датчик, в котором механическое перемещение преобразуется в замкнутое или разомкнутое состояние контактов, управляющих одной или несколькими электрическими цепями. При замыкании контактов активное сопротивление между ними изменяется от бесконечности до небольшого значения, а при размыкании контактов оно изменяется в обратном направлении, т. е. от небольшого значения до бесконечности.

На рис. 10.2 изображен контактный датчик, где **1** – контролируемый объект (прокатываемая лента), **2** – щуп, **3** – контакты, **4** – изолиционный материал (текстолит). При движении ленты контакты замыкаются, это значит, что идет соответствующий сигнал, который осуществляет контроль толщиной прокатываемой ленты.

Особенностью измерения с помощью контактных датчиков является дискретность измерения, т. к. контакты замыкаются и размыкаются при определенном положении щупа.

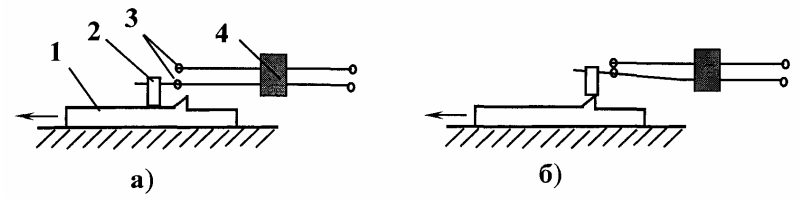


Рис. 10.2. Простейший контактный датчик:
***а** – контакты разомкнуты; **б** – контакты замкнуты*

Контакты являются самой важной частью датчика. Надежность и точность работы датчика в большой степени зависят от материала и качества изготовления контактов. Чем меньше мощность, разрываемая контактами датчика, тем

меньше происходит обгорание контактов и тем выше точность работы датчика. Материал для контактов выбирают, учитывая условия работы датчика, а именно: напряжение, подаваемое на контакты, мощность управляемой цепи, контактное давление и т. п. В качестве материала для контактов применяют серебро, вольфрам, золото, платину, сплавы платины с иридием. Контактные датчики широко применяются в машиностроительной промышленности при автоматическом контроле и сортировке по линейным размерам изделий. Точность измерения составляет до 1–2 мкм.

К достоинствам этих датчиков относятся: простота конструкции и сравнительно высокая точность до 1–2 мкм, а к недостаткам – обгорание контактов (периодически приходится зачищать контакты) и необходимость подрегулировки контактов.

Реостатные и потенциометрические датчики.

Реостатные и потенциометрические датчики служат для преобразования углового или линейного перемещения в электрический сигнал.

Реостатный датчик, представляющий собой обычный реостат, выполненный в виде переменного сопротивления, подвижный контакт которого механически связан с преобразуемым элементом. Обычно они представляют собой проволочный реостат, ползунок которого перемещается под воздействием контролируемого или регулируемого параметра.

Конструктивно реостатные и потенциометрические датчики состоят из каркаса, намотанной на него проволоки и ползунка. Каркас датчиков изготовляется из текстолита, стеклотекстолита, пластмассы и алюминиевых сплавов, покрытых изоляционным лаком или оксидной пленкой. Каркасы, изготовленные из алюминиевых сплавов, более теплоустойчивы по сравнению с другими каркасами, что дает возможность повысить плотность тока в обмотке и в конечном итоге повысить чувствительность преобразователя. Каркасы могут выпол-

няться в виде цилиндрической или плоской пластины, а также в виде кольца и сегмента. Проволока, которая наматывается на каркас, должна иметь большое удельное сопротивление и малый температурный коэффициент сопротивления. Для обмоток реостатных и потенциометрических датчиков применяется константановая, манганиновая, нихромовая, новоконстантановая и другая проволока. Для датчиков с малым контактным давлением применяется проволока из сплавов серебра, платины и золота. Характеристика реостатных и потенциометрических датчиков является ступенчатой (кроме датчиков реохордного типа), т. к. непрерывному изменению контролируемого или регулируемого параметра соответствует ступенчатое (дискретное) изменение сопротивления, равное значению сопротивления одного витка.

Это обстоятельство приводит к погрешности измерения, которую можно уменьшить за счет уменьшения диаметра проволоки. Обычно применяется проволока небольшого диаметра (до сотых долей миллиметра). При создании датчиков стремятся к тому, чтобы было как можно больше витков датчика на единицу контролируемого или регулируемого параметра, что приводит к уменьшению ступенчатости характеристики и погрешности измерения (как правило, не менее 100–200). Контактирующую с обмоткой часть ползунка часто изготавливают из серебра или сплава платины с серебром. Вместо ползунка в датчике может применяться щетка, которая состоит из нескольких проволочек, соединенных параллельно.

На практике применяется потенциометрический датчик, который представляет собой активное сопротивление, включенное по схеме делителя напряжения (рис. 10.3, а). Выходное напряжение потенциометрического датчика в режиме холостого хода, когда нагрузка не подключена, определяется по следующей формуле:

$$U_{вых} = I \cdot R_x = U \frac{R_x}{R}, \qquad (10.1)$$

где I – ток датчика; R_x – сопротивление введенной части датчика; U – напряжение питания датчика; R – полное сопротивление датчика.

Предположим, что намотка датчика выполнена равномерно и сопротивление проволоки на единицу длины постоянно, тогда можно написать следующее выражение:

$$\frac{R_x}{R} = \frac{x}{L}, \qquad (10.2)$$

где x – перемещение ползунка датчика; L – длина обмотки датчика.

Подставив в формулу (10.1) выражения (10.2), получим

$$U_{вых} = U \frac{x}{L} = k \cdot x \qquad (10.3)$$

где $k = U / L$ – коэффициент передачи.

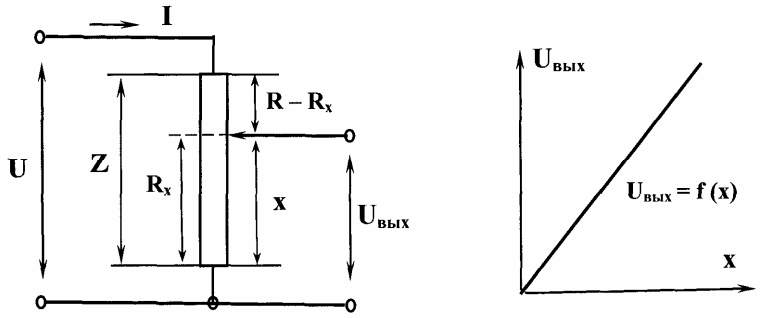


Рис. 10.3. Однотактный (нереверсивный) потенциометрический датчик:
***а** – схема включения; **б** – статическая характеристика холостого хода*

Из формулы (10.2) следует, что статическая характеристика потенциометрического датчика (рис. 10.3, б) при работе его в режиме холостого хода представляет собой линейную зависимость между выходным напряжением дат-

чика $\mathbf{U_{вых}}$ и перемещением его ползунка **x**. Рассмотренный датчик является однотактным (нереверсивным), т. к. дает возможность измерять перемещение ползунка **x** только одного знака.

В технике часто применяются потенциометрические датчики, реагирующие на знак перемещения ползунка. Такие датчики получили название двухтактных или реверсивных (рис. 10.4.)

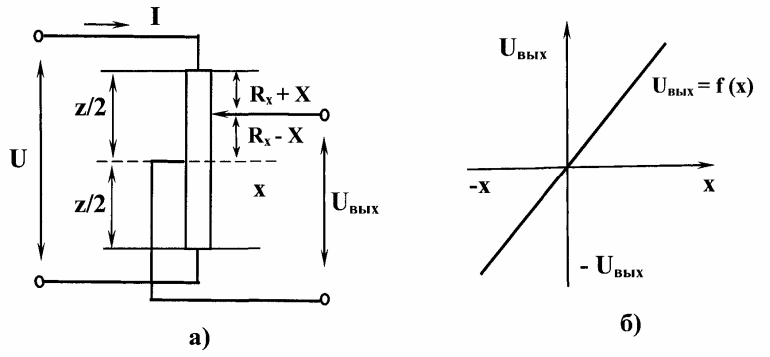


Рис. 10.4. Двухтактный (нереверсивный) потенциометрический датчик: ***а*** *– схема включения*; ***б*** *– статическая характеристика холостого хода*

В автоматике, телемеханике и вычислительной технике потенциометрические датчики чаще всего применяют для измерения угла поворота различных механизмов и приборов. В этих датчиках напряжение постоянного и переменного тока, снимаемое с зажимов, пропорционально углу поворота ползунка потенциометра. Иногда в технике применяют потенциометрические датчики, с зажимов которых снимают напряжение, изменяющееся по синусному или логарифмическому закону в зависимости от угла поворота ползунка потенциометра.

Такие потенциометрические датчики получили название функциональных.

К достоинствам реостатных и потенциометрических датчиков можно отнести: конструктивную простоту, малую массу и небольшие габариты, возможность питания постоянным и переменном током, простоту регулировки и высокую стабильность.

Основными недостатками реостатных и потенциометрических датчиков являются: наличие подвижного контакта, снижающего надежность работы и срок службы датчика, невысокая чувствительность, нелинейность характеристики при низкоомной нагрузке и наличие ошибки от ступенчатости характеристики. В заключение следует отметить, что значение реактивного сопротивления реостатных и потенциометрических датчиков невелико, и его можно не учитывать при работе на частотах до нескольких десятков килогерц.

Тензодатчиком (тензорезистором) называется датчик специальной конструкции, предназначенный для измерения статических или динамических деформаций в деталях и преобразующий эти деформации в изменение активного сопротивления. В основу работы тензодатчиков положено свойство материалов изменять свое электрическое сопротивление под действием приложенных сил.

В настоящее время широко применяются проволочные, фольговые и полупроводниковые тензодатчики. Проволочные тензодатчики (рис. 10.5, а) конструктивно представляют собой отрезок тонкой проволоки **1** (диаметром 0,02–0,5 мм), которая зигзагообразно наклеивается на тонкую бумажную или пленочную основу **2**. Сверху проволока также закрыта тонкой бумагой или пленкой. Для включения тензодатчика в схему к концам проволоки припаивают два медных проводника **5.** Тензодатчик жестко закрепляется с помощью клея на испытуемую деталь **4.**

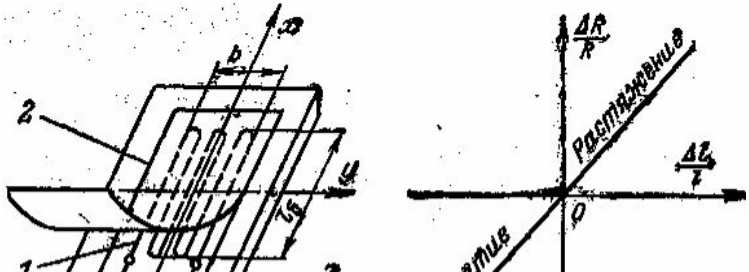


Рис. 10.5. Проволочный тензодатчик:
***а** – конструкция; **б** – характеристика*

При растяжении или сжатии детали в направлении расположения проволоки происходит растяжение или сжатие проволоки, что приводит к изменению длины **L**, площади поперечного сечения **s** и удельного сопротивления материала ρ проволоки. Например, если до растяжения электрическое сопротивление проволоки было равно $\mathbf{R = \frac{\rho \cdot L}{s}}$, то при растяжении оно стало $\mathbf{R + \Delta R}$. Обычно для изготовления проволочных тензодатчиков применяют константановую или нихромовую проволоку, имеющую большое удельное сопротивление ρ и небольшой температурный коэффициент сопротивления, т. е. сопротивление этой проволоки мало зависит от температуры.

Основными характеристиками проволочных тензодатчиков являются: номинальное сопротивление **R,** длина решетки (база) $\mathbf{L_б}$ и коэффициент тензочувствительности $\mathbf{K_т}$. Этот коэффициент можно определить по формуле

$$\mathbf{K_T = \frac{\Delta R / R}{\Delta L / L}}\ , \qquad (10.4)$$

где $\Delta \mathbf{L}$ – абсолютное изменение длины проволоки; $\Delta \mathbf{L/L}$ – относительное изменение длины проволоки; $\Delta \mathbf{R/R}$ – относительное изменение сопротивления тензодатчика.

Значение коэффициента тензочувствительности проволочного тензодатчика обычно равно 1,8–2,5 и в большой степени зависит от технологии изготовления датчика и материала его проволоки. Сопротивление проволочного тензодатчика лежит в пределах от 50 до 400 Ом. Номинальный рабочий ток, который можно подводить к такому датчику, равен 30 мА.

Благодаря тому, что проволочные тензодатчики имеют малые габариты (длина решетки равна 15–45 мм; ширина 7–10 мм) и малые массы, они могут размещаться в самых труднодоступных местах детали.

Основными достоинствами проволочных тензодатчиков являются: почти полное отсутствие их влияния на деформацию детали; линейность характеристики (рис. 10.5, б) и низкая стоимость.

Фольговые тензодатчики представляют собой проволочные тензодатчики (рис. 10.6, б). В них вместо решетки из проволоки применяется решетка из тонких полосок металлической фольги (толщиной несколько микрон), которая наклеивается на пленочную основу.

Конструкции решеток фольговых тензодатчиков могут иметь различные конфигурации. Практически можно изготовить решетку любого рисунка. В технике чаще применяются следующие конструкции решеток: прямая – для измерения линейных деформаций (рис. 10.6, а); розеточная – для измерения крутящих моментов на круглых валах (рис. 10.6, б); мембранная – для измерения усилий, воздействующих на мембраны (рис. 10.6, в).

Фольговый тензодатчик имеет большую площадь соприкосновения с деталью, чем проволочный, следовательно, его теплоотдача выше теплоотдачи последнего. Благодаря этому можно увеличить значение тока до 0,2 А, протекающего через

фольговый тензодатчик. Сопротивление фольгового тензодатчика равно 50–200 Ом. Значение коэффициента тензочувствительности $\mathbf{K_т}$ у фольговых тензодатчиков такое же, как и проволочных ($\mathbf{K_т}$=1,8÷2,5). Предел измерения относительных деформаций равен 0,3 %, температурный диапазон работоспособности от – 40 до +70 ° С.

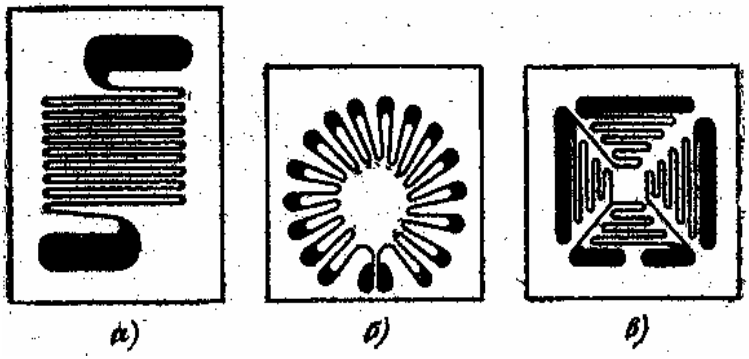


Рис. 10.6. Конструкции решеток фольговых тензодатчиков

Полупроводниковые тензодатчики применяются в технике сравнительно недавно. Они имеют по сравнению с проволочными и фольговыми тензодатчиками ряд преимуществ: значение коэффициента тензочувствительности в 60 раз выше; малые размеры (длина решетки от 3 до 10 мм); большое значение выходного сигнала.

Основным отличием полупроводникового тензодатчика от проволочного является большое (до 50 %) изменение сопротивления датчика при деформации и высокая чувствительность к температуре (в 10–20 раз больше, чем у проволочных датчиков).

Конструктивно полупроводниковый тензодатчик представляет собой пластину из германия или кремния, которая наклеена на бумагу. Для подключения датчика пластина снабжена металлическими выводами. Номинальное сопротивление датчика обычно равно 40–1000 Ом. Температурный

диапазон работоспособности датчика составляет от –160 до + 300 ° С, линейность изменения сопротивления сохраняется при относительных деформациях до ±0,1%. Основными недостатками полупроводниковых тензодатчиков являются: малая гибкость, небольшая механическая прочность, нестабильность параметров, большой разброс характеристик однотипных датчиков и нелинейность характеристики.

10.3. Параметрические индуктивные и емкостные датчики

Параметрические датчики реактивного сопротивления питаются от источника переменного тока. К ним относятся индуктивные и емкостные датчики.

Индуктивные датчики основаны на изменении индуктивного сопротивления электромагнитного дросселя при перемещении одной из подвижных деталей его, обычно якоря. Они широко применяются для измерения малых угловых и линейных механических перемещений, деформаций, контроля размеров деталей, а также для управления следящими устройствами.

Индуктивный датчик представляет собой электромагнитный дроссель с переменным воздушным зазором δ, обмотка **1** которого включена последовательно с сопротивлением нагрузки $\mathbf{Z_н}$ (рис. 10.7, а). Магнитопровод **2** и якорь **3** обычно выполняют из магнитно-мягкого материала. При изменении воздушного зазора δ (входная величина) меняется индуктивность обмотки дросселя $\mathbf{L_{др}}$, а также сопротивление его обмотки $\mathbf{Z_{др}}$. Индуктивность обмотки дросселя

$$\mathbf{L_{др}} = \frac{\mathbf{w^2 \cdot S_B \cdot \mu_0}}{\mathbf{2 \cdot \delta}},$$

где $\mathbf{w}$ – число витков обмотки дросселя; $\mathbf{S_B}$ и δ – площадь сечения и длина воздушного зазора; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума;

Полное сопротивление обмотки дросселя

$$Z_{др} = \sqrt{r_{др}{}^2 + \omega^2 L_{др}^2} = \sqrt{r_{др}^2 + \left(\frac{\omega^2 \cdot w^2 \cdot S_B \cdot \mu_0}{2 \cdot \delta}\right)^2},$$

где $r_{др}$ – активное сопротивление обмотки дросселя; ω – угловая частота напряжения.

При активно-индуктивной нагрузке $Z_н = \sqrt{R_н{}^2 + \omega^2 L^2{}_н}$ падение напряжения на нагрузке (выходное напряжение) можно определить по формуле

$$U_н = I_н \cdot Z_н = \frac{U_\sim}{\sqrt{\left(R_н + r_{др}\right)^2 + \omega^2 \cdot \left(L_н + L_{др}\right)^2}} Z_н,$$

где $R_н$ – активное сопротивление нагрузки; $L_н$ – индуктивное сопротивление нагрузки.

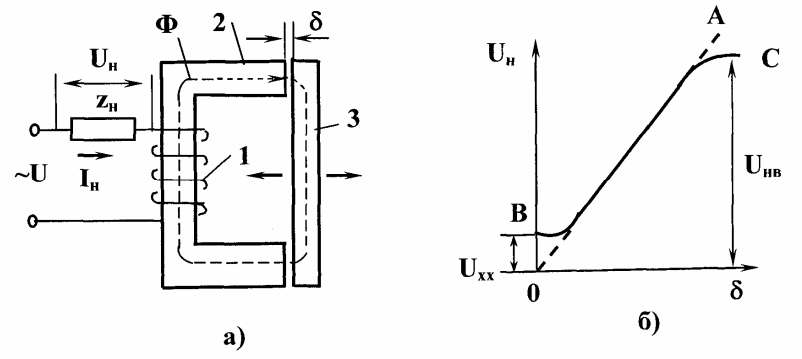


Рис. 10.7. Нереверсивный индуктивный датчик с переменным зазором:
***а** – схема включения*; ***б** – статические характиристики*;
***ОА** – идеальная; **ВС** – реальная*

Следует отметить, что при уменьшении длины зазора δ индуктивность обмотки дросселя $L_{др}$ увеличивается, а это приводит к уменьшению падения напряжения на нагрузке $U_н$.

На рис. 10.7, б) приведена идеальная статическая характеристика **ОА** и реальная характеристика **ВС** неревер-

сивного индуктивного датчика. Реальная статическая характеристика индуктивного датчика отличается от идеальной тем, что имеет некоторую нелинейность из-за того, что при нулевом зазоре индуктивность обмотки дросселя $\mathbf{L_{др}} \neq \infty$, поэтому падение напряжения на нагрузке $\mathbf{U_н} \neq \infty$, а имеет какое-то определенное значение (напряжение холостого хода $\mathbf{U_{х.х}}$). При большом зазоре реальная характеристика **ВС** содержит участок насыщения, определяемый напряжением насыщения $\mathbf{U_{нас}}$.

К достоинствам нереверсивного индуктивного датчика следует отнести: высокую чувствительность, надежность и долговечность, отсутствие контактных устройств, значительную величину выходной мощности (до сотен вольт-ампер), простоту конструкции и эксплуатации.

Основными недостатками рассмотренного датчика являются: наличие напряжения на выходе при нулевом воздушном зазоре $\mathbf{U_{хх}}$; нелинейность реальной статической характеристики; возникновение больших усилий между якорем и сердечником дросселя (до нескольких килограммов).

В настоящее время применяют реверсивные датчики, которые имеют чувствительность, в 2 раза большую, чем нереверсивные датчики. Реверсивные датчики включаются по дифференциальной схеме (рис. 10.8, а) и состоят из двух нереверсивных датчиков, имеющих общий якорь **1**.

Усилие, действующее на якорь, равно разности сил притяжения со стороны сердечников **2** в среднем положении якоря при наличии полной симметрии реверсивного датчика результирующее усилие равно нулю, а в других положениях якоря оно небольшое.

Реальная статическая характеристика реверсивного датчика (кривая **III**) приведена на рис. 10.8, б). Эта характеристика получается путем алгебраического суммирования ординат характеристик нереверсивных датчиков (кри-

вые **I** и **II**). За начало отсчета перемещений берут среднее положение якоря, при котором схема будет уравновешена и падение напряжения на нагрузке равна нулю, т. е. $\mathbf{U_H} = 0$. При небольших отклонениях якоря напряжение $\mathbf{U_н}$ возрастает линейно. При изменении знака перемещения (переход якоря через среднее положение в противоположную сторону) фаза напряжения $\mathbf{U_н}$ меняется на 180^0).

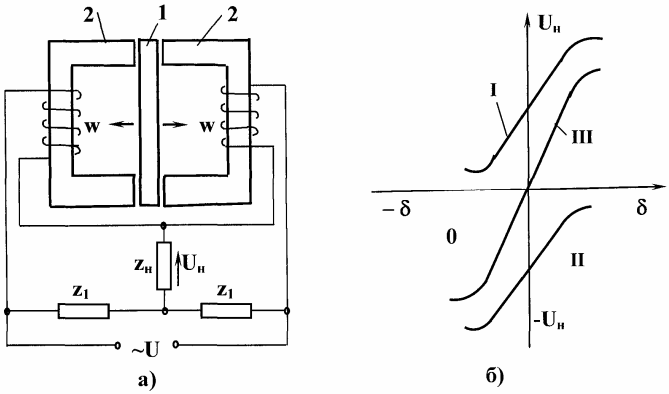


Рис. 10.8. Реверсивный индуктивный датчик с переменным зазором:
***а** – дифференциальная схема включения*; ***б** – статические характеристики*

В автоматике, особенно в гироскопических устройствах, применяется также трансформаторный индуктивный датчик (рис. 10.9), принцип действия которого основан на изменении взаимной индуктивности потокосцепления и значения ЭДС в обмотках датчика при перемещении ферромагнитного сердечника **1**. На обмотку возбуждения $\boldsymbol{\omega_в}$, расположенную на среднем стержне, подается напряжение питания **U,** а с обмоток $\mathbf{w_1}$ и $\mathbf{w_2}$, которые расположены на крайних стержнях и которые соединены между собой так, что наводимые в них ЭДС имеют противоположную фазу, снимается напряжение нагрузки $\mathbf{U_н}$ (выходное напряжение). При симметричном положении якоря **1** ЭДС в обмотках $\mathbf{w_1}$ и $\mathbf{w_2}$ равны между собой. В этом случае напряжение

$\mathbf{U_н = 0}$. При смещении якоря **1** от симметричного положения в обмотках $\mathbf{w_1}$ и $\mathbf{w_2}$ создаются разные по значению ЭДС, в результате чего происходит изменение напряжений $\mathbf{U_н}$.

Трансформаторный индуктивный датчик имеет большое перемещение якоря, и цепь нагрузки его электрически не связана с цепью питания, т. е. в этом датчике между ними существует только магнитная связь. Рассмотренные индуктивные датчики применяются в основном на частотах 3000–5000 Гц. На высоких частотах они применяются редко, т. к. на этих частотах резко возрастают потери в ферромагнитном материале на перемагничивание и растет реактивное сопротивление обмоток.

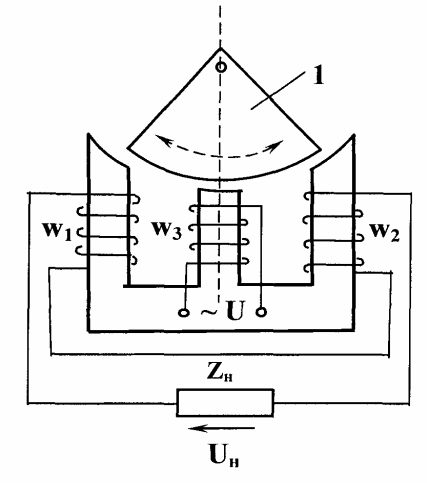


Рис. 10. 9. Трансформаторный индуктивный датчик

Емкостные датчики. В общем случае емкостный датчик представляет собой конденсатор, в котором емкостное сопротивление изменяется при изменении измеряемой неэлектрической величины.

Известно, что емкость конденсатора зависит от следующих параметров: расстояния между пластинами (об-

кладками); площади пластин; диэлектрической постоянной среды между пластинами. Например, емкость плоского конденсатора определяется по формуле, пФ:

$$C = 0{,}088\frac{\varepsilon \cdot S}{d},$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды, пФ/см; **S** – активная площадь пластин, (обкладок) конденсатора, см ^{2}; **d** – расстояние между пластинами (обкладками), см.

Можно построить емкостные датчики, в которых преобразование измеряемой неэлектрической величины будет происходить за счет изменения **d, S** и ε.

На рис. 10.10, а) показан емкостный датчик, в котором измеряемая величина вызывает изменение расстояния между пластинами **d**. При перемещении подвижной пластины **1** вверх значение расстояния **d** увеличивается, что приводит к уменьшению емкости датчика. Если подвижная пластина **1** перемещается вниз, то емкость датчика увеличивается. Статическая характеристика датчика (рис.10.10,б) показывает зависимость между относительным изменением расстояния между пластинами Δ **d/d** и относительным изменением емкости Δ **C/C.**

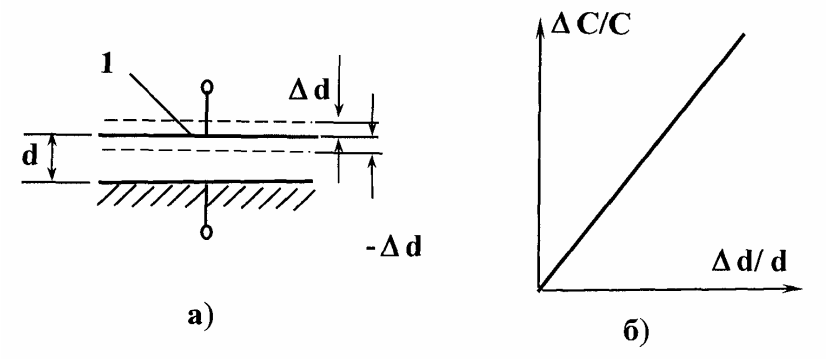


Рис. 10.10. Емкостный датчик с переменным расстоянием между пластинами:

***а** – конструкция; **б** – статическая характеристика*

Для увеличения емкости применяются многоступенчатые емкостные датчики, которые выполняются из нескольких рассмотренных датчиков, расположенных один под другим и имеющих подвижные пластины, причем подвижные пластины датчика укреплены на общей оси. Емкость таких датчиков в зависимости от конструкции равна от нескольких десятков до нескольких сотен пикофарад.

К недостаткам емкостных датчиков следует отнести: большое внутреннее сопротивление, влияние на работу датчика паразитных емкостей (требуется экранировка); необходимости усиления снимаемого сигнала; потребность источника напряжения высокой/частоты; сильное влияние изменения температуры и влажности окружающей среды; для достижения: максимальной чувствительности монтаж следует производить очень короткими проводами, а это не всегда удобно.

Емкостные датчики широко применяются в автоматике для контроля линейных и угловых перемещений, расстояний между деталями, состава физических смесей, температуры, уровня жидкостей, давления, влажности диэлектрических материалов и т. п.

10.4. Параметрические пьезоэлектрические датчики

Пьезоэлектрические датчики основаны на использовании пьезоэлектрического эффекта. Пьезоэлектрический эффект бывает прямым и обратным.

Прямой пьезоэффект заключается в том, что некоторые материалы имеют способность образовывать на гранях своих поверхностей при воздействии на них механических нагрузок электрические заряды.

Обратный пьезоэффект состоит в том, что если к этим материалам прикладывать электрическое поле, то они будут механически деформироваться.

Количественно пьезоэффект можно оценить пьезоэлектрическим модулем **d**, который устанавливает пропорциональность между значениями возникающего заряда **Q** и приложенной силы **P**:

$$\mathbf{Q = dP.}$$

К важнейшим природным материалам, которые обладают пьезоэлектрическим эффектом, можно отнести кварц и турмалин. В качестве материала для датчиков чаще применяется кварц, т. к. он имеет высокие пьезоэлектрические и изоляционные свойства, малую температурную зависимость и очень высокое сопротивление. Из монокристалла кварца вырезаются шайбы, диски или пластины таким образом, чтобы наибольшая плоскость была перпендикулярна кристаллографической оси **x** (рис. 10.11, а), которая называется электрической или пьезоэлектрической осью. При воздействии на пластину силы **P** по оси **x** на ее гранях возникает заряд, который зависит только от приложенной силы **P** и не зависит от геометрических размеров пластины:

$$\mathbf{Q_{пр} = dPx.}$$

В этом случае возникает так называемый продольный пьезоэффект.

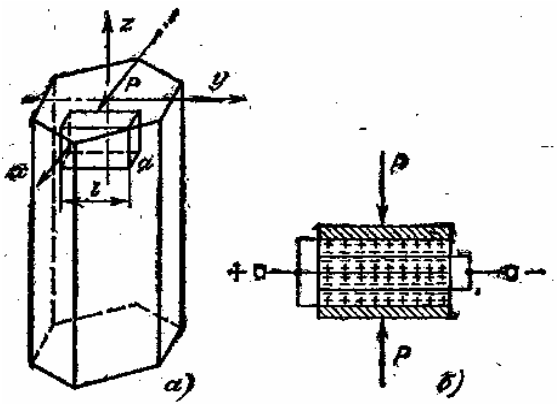


Рис. 10.11. Пьезоэлектрический датчик:
***а** – вырез пластины из монокристалла кварца;*
***б** – схема многоэлементного датчика*

Поперечный пьезоэффект можно получить, если пластину сжимать силами **P** по механической оси **y**. Тогда на тех же гранях возникает заряд, но противоположного знака. Значение этого заряда можно найти по формуле

$$Q_{П} = -d\frac{L}{a}p_{y},$$

где **L** – длина пластины; **a** – ширина пластины (рис. 10.11, а).

Из последней формулы следует, что $Q_{п}$ при поперечном пьезоэффекте зависит от отношения **L/a**. Изменяя данное отношение в определенных пределах, можно изменять чувствительность преобразователя.

При воздействии на пластину силы **P** по оптической оси **z** на ее гранях не возникает заряд.

Пьезоэлектрические датчики конструктивно, как правило, представляют собой набор нескольких шайб, дисков или пластин, которые механически соединяются последовательно, а электрически – параллельно (рис. 10.11, б). Суммарный заряд в этом случае определяется по формуле

$$\mathbf{Q_\Sigma = n\,Q},$$

где **n** – число шайб, дисков или пластин; **Q** – заряд, возникающий на одной шайбе, пластине или на одном диске.

При использовании пьезоэлектрических датчиков обычно измеряют не заряд, а напряжение на емкости, образуемой обкладками шайбы, диска или пластины по формуле

$$\mathbf{U = \frac{Q_\Sigma}{C_d} = \frac{n \cdot Q}{C_d} = \frac{n \cdot d \cdot P_Y}{C_d}},$$

где $\mathbf{C_d}$ – собственная емкость пьезоэлектрического датчика.

В настоящее время в технике широко применяются сегнетоэлектрики в виде пьезокерамик титаната бария и его композиций, титаната свинца и др. Эти сегнетоэлектрики по сравнению с кварцем имеют больший пьезоэлектрический модуль и более высокую механическую прочность. Они изготовляются любой формы и размеров.

Основным достоинством всех пьезоэлектрических датчиков является их безынерционность, а основным недостатком – малая выходная мощность. Поэтому для усиления выходной мощности пьезоэлектрических датчиков применяются усилители. Так как эти датчики имеют большое выходное (внутреннее) сопротивление, поэтому они включаются на вход усилителей, имеющих входное сопротивление около 10^8 – 10^{14} Ом. Пьезоэлектрический датчик и усилитель соединяются между собой с помощью экранированного кабеля. Пьезоэлектрические датчики очень часто применяются для измерения быстропротекающих процессов. Эти датчики могут, например, измерять давление газов в двигателях внутреннего сгорания и в стволах артиллерийских орудий, а также регистрировать удары метеорных частиц с массами в 10^{-9} г при средней скорости 40 км/ч на искусственных спутниках земли.

10.5. Контрольные вопросы

34. Для чего предназначен датчик?
35. Какие бывают датчики?
36. Что с собой представляют параметрические датчики?
37. Что с собой представляют параметрические датчики активного сопротивления?
38. Что с собой представляют параметрические датчики реактивного сопротивления?
39. Что с собой представляют пьезоэлектрические датчики?
40. Что с собой представляют индуктивные датчики?
41. Что с собой представляют емкостные датчики?
42. Что с собой представляет трансформаторный индуктивный датчик?
43. Что с собой представляют проволочные тензодатчики?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ

1. *Волков Н.И., Миловзоров В.П.* Электромашинные устройства автоматики. М.: Высшая школа, 1988 .

2. *Сабинин Ю.А.* Электромашинные устройства автоматики. Л.: Энергоиздат, 1988 .

3. *Миловзоров В.П.* Электромагнитные устройства автоматики. М.: Высшая школа, 1974 .

4. *Хрущев В.В.* Электрические машины систем автоматики: Учебник для вузов. – 2 – изд., перераб и доп. Л .: Энергоатомиздат, 1985. 368 с.

5. *Иванов-Смоленский А.В.* Электрические машины: Учебник для вузов.

М.: Энергия, 1980. 928 с..

6. *Копылов И.П.* Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1986. 360 с.

7. *Вольдек А.И.* Электрические машины. Учебник для студентов высших технических учебных заведений. 3-е изд., перераб. Л.: Энергия, 1978. 832 с.

8. *Бут Д.А.* Бесконтактные электрические машины. Электромех. и электроэнерг. спец. вузов: Учебник. М.: Высшая школа, 1990. 416 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение ……
Общие сведения об элементах и устройствах автоматики …...
1. Электромашинные устройства автоматики ……
1.1. Устройство машины постоянного тока ……
1.2. Общие сведения об якорных обмотках машин постоянного тока
…….
1.3. Принцип действия машины постоянного тока…….
1.4. Реакция якоря в машинах постоянного тока……...
1.5. Генераторы постоянного тока …….
1.6. Генераторы независимого, параллельного и смешанного возбуждения
……..……...
1.7. Тахогенераторы постоянного тока ……...
1.8. Двигатели постоянного тока ……
1.9. Уравнение вращающих моментов…….
1.10. Характеристики двигателей постоянного тока…….
1.11. Двигатели параллельного возбуждения ……..
1.12. Двигатели последовательного возбуждения ……..
1.13. Двигатели смешанного возбуждения ..……
1.14. Пример применения двигателей постоянного тока..……...
1.15. Контрольные вопросы ……...……
2. Управляемые полупроводниковые преобразователи ……
2.1. Управляемые выпрямители ……...

2.2. Тиристорное управление двигателем постоянного тока ……

2.3. Пример применения тиристорного управления……..……

2.4. Контрольные вопросы ……...…….

3.Трансформаторы ……..

3.1. Устройство и принцип работы трансформатора ……

3. 2 Основные уравнения однофазного трансформатора ……

3.3. Приведенные параметры трансформатора ……

3.4. Схемы замещения трансформатора ……

3.5. Изменение вторичного напряжения и внешняя характеристика трансформатора ……

3.6. Опыты холостого хода и короткого замыкания трансформатора ……

3.7. Коэффициент полезного действия трансформатора……

3.8. Трехфазные трансформаторы ……

3.9 Автотрансформаторы ……

3.10. Пример расчета трансформатора……...……

3.11. Контрольные вопросы ……...……

4. Теория машин переменного тока ……

4.1. Основные виды машин переменного тока……

4.2. Принцип возникновения вращающегося магнитного поля……..……..

4.3 Устройство и принцип работы асинхронной машины……..……..

4.4. Асинхронный двигатель при неподвижном **роторе …….....**

4.5. Асинхронный двигатель при вращающемся

роторе…….....
4.6. Энергетическая диаграмма и вращающий момент асинхронного двигателя……...…….
4.7. Рабочие и механические характеристики асинхронного двигателя…….
4.8. Частотное управление асинхронным двигателем и типы преобразователей частоты……..
4.9. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей переключением числа пар полюсов……..
4.10. Регулирование частоты вращения изменением напряжения статора…….
4.11. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей с фазным ротором…….……
4.12. Регулирование частоты вращения двигателя в режиме двойного питания ……
4.13. Пример расчета трехфазного асинхронного двигателя…….....
4.14. Контрольные вопросы ……...……
5. Асинхронные двигатели малой мощности……..
5.1. Общие сведения ……..
5.2. Однофазные и конденсаторные асинхронные двигатели ……
5.3. Асинхронные исполнительные двигатели ……..
5.4. Схемы замещения и вращающийся момент двухфазного асинхронного исполнительного двигателя ……

5.5. Характеристики и управление двухфазными асинхронными исполнительными двигателями ……..…
5.6. Пример включения трехфазного асинхронного двигателя в однофазную сеть …….
5.7. Контрольные вопросы ……...…….....
6. Синхронные машины ……

6.1. Устройство и принцип работы синхронного генератора…..
6.2. Реакция якоря синхронных машин……..
6.3. Основные характеристики синхронных генераторов……...
6.4. Векторные диаграммы синхронных генераторов……
6.5. Синхронные тахогенераторы…….
6.6. Синхронные двигатели и их характеристики……...
6.7. Электромагнитная мощность и вращающий момент синхронных машин …..……..……..
6.8. Асинхронный пуск синхронных двигателей ……...
6.9.Пример расчета синхронного генератора ветроэнергетических установок……..
6.10. Контрольные вопросы …….....
7. Микромашины систем автоматики ……
7.1. Вращающиеся (поворотные) трансформаторы……
7.2. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор…….
7.3. Линейный вращающийся трансформатор…….
7.4. Шаговые двигатели……
7.5. Режимы работы и характеристики шаговых двигателей……

7.6. Принцип действия и устройство вентильных двигателей постоянного тока……..……
7.7. Сельсины……..
7.8. Работа сельсинов в индикаторном режиме……
7.9. Работа сельсинов в трансформаторном режиме……
7.10. Контрольные вопросы ……...……
8. Тепловые режимы электрических машин, выбор типа и мощности двигателя……
8.1. Нагрев и охлаждение электрических машин ……
8.2. Тепловые режимы работы двигателя……
8.3. Виды нагрузочных моментов ……
8.4. Общие сведения по выбору двигателя …….
8.5. Выбор двигателя при длительной нагрузке …….
8.6. Выбор двигателя при кратковременном и повторно - кратковременном режимах работы…….
8.7. Выбор двигателя при нагрузочном моменте, зависящем от угла поворота исполнительного механизма…….
8.8. Упрощенный выбор двигателя для следящих систем…….
8.9. Пример расчета мощности и выбора двигателя……
8.10. Контрольные вопросы …….....

9. Электромагнитные устройства автоматики……
9.1. Электромагнитные реле постоянного тока……..

9. 2. Поляризованное реле…….
9. 3. Тяговые электромагниты ……..
9. 4. Электромагнитные реле переменного тока …….
9.5. Электромагнитные муфты …….
9.6. Магнитоуправляемые контакты (герконы)…….....
9.7. Контрольные вопросы ……...……
10. Датчики и их общие характеристики…….
10. 1 Датчики и их классификация …….
10.2. Параметрические датчики активного сопротивления……
10.3. Параметрические индуктивные и емкостные датчики……
10.4. Параметрические пьезоэлектрические датчики……...
10.5. Контрольные вопросы ……...……..
Библиографическое описание. ……...…….

Учебное издание

Исембергенов Налик Турегалиевич

ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА

АВТОМАТИКИ

Учебник

Зав. РИО НТИЦ ***З.А. Губайдулина***
Редактор Г.М. Дюсенбаева
Техн. редактор *Ж.Н. Байменова*
Компьютерная правка
и верстка *А.Н. Оразалиева*

Подписано в печать 22.05. 2008 г.
Формат 60х84 1/6. Бумага типографская №1.
Усл.печ.л. 15,6. Уч. изд.л. 16,1. Тираж 500 экз.
Заказ № _____. Цена договорная.

Издание Казахского национального технического университета
им. К.И.Сатпаева
Научно-технический издательский центр КазНТУ
Алматы, ул. Ладыгина, 32