

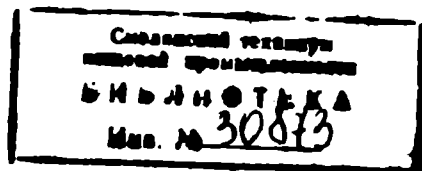
М. М. Кацман, Ф. М. Юферов

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Под редакцией  
канд. техн. наук, доц. Ф. М. ЮФЕРОВА

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,  
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

*Допущено Министерством  
высшего и среднего  
специального образования СССР  
в качестве учебника  
для электроприборостроительных  
специальностей техникумов*



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1979

ББК 31.261  
К12  
УДК 621.313(075)

Рецензент — д-р техн. наук, проф. Д. Э. Брускин  
(Московский энергетический институт)

1

Кацман М. М., Юферов Ф. М.  
К12 Электрические машины автоматических систем: Учебник для техникумов /Под ред. Ф. М. Юферова.— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Высш. школа; 1979.— 261 с., ил.

В пер.: 85 к.

Книга содержит материал по устройству, принципу действия и физическим основам работы электрических машин и трансформаторов, применяемых в автоматических системах и вычислительных устройствах. Кроме того, в книге рассмотрены различные типы электрических машин автоматики: исполнительные двигатели, тахогенераторы, электромашинные усилители, машины синхронной связи, вращающиеся трансформаторы.

Предназначается для учащихся электроприборостроительных техникумов.

К 30307—257  
001(01)—79 222—79 2302030000

6П2.1.081  
ББК 31.261

© ИЗДАТЕЛЬСТВО «ВЫСШАЯ ШКОЛА», 1979

— Настоящая книга является учебником для учащихся электротехнических, приборостроительных и радиотехнических специальностей техникумов, она также может быть полезна инженерно-техническим работникам, занимающимся вопросами автоматизации и вычислительной техники.

Книга содержит материал по устройству, принципу действия физическим основам работы электрических машин и трансформаторов, применяемых в автоматических системах и вычислительных устройствах. Наряду с этим книга содержит сведения по электрическим машинам и трансформаторам общего применения. В книге рассмотрены различные типы электрических машин автоматизации: исполнительные двигатели, тахогенераторы, электроаппаратные усилители, машины синхронной связи, вращающиеся трансформаторы.

При составлении книги авторы стремились к возможно полному изложению физической сущности процессов работы электрических машин и трансформаторов.

По сравнению с первым изданием во втором издании книги устранены замеченные недостатки. Книга переработана в соответствии с новыми стандартами, некоторые ее разделы дополнены новыми данными. Во второе издание введены новые параграфы: § 2.6 — бесконтактные двигатели постоянного тока, § 7.2 — пульсные трансформаторы, § 7.3 — пик-трансформаторы, § 7.4 — трансформаторы с регулируемым вторичным напряжением, § 7.5 — трансформаторы для выпрямительных установок, § 15.7 — тиристоры. Заново написан и значительно расширен § 14.6 — шаговые исполнительные двигатели. Переработан список рекомендуемой литературы.

Авторы считают приятным долгом выразить благодарность издательству второго издания книги доктору техн. наук, проф. Э. Брускину за ряд ценных замечаний, сделанных им при редактировании рукописи.

Труд по написанию книги распределен между авторами следующим образом. М. М. Кацманом написаны: введение,

гл. I (кроме § 1.9), § 2.1, 2.3, 2.4, § 4.1, гл. VI (кроме § 6.3÷6.7), гл. VII, § 8.1, 8.11, 8.12, § 9.1, 9.4, 9.7, гл. XI, гл. XII (кроме § 12.4÷12.6), гл. XIII (кроме § 13.5), гл. XVI. Ф. М. Юферовым написаны: § 2.6, гл. III, § 4.4, гл. V, § 6.3+6.7, § 8.5, 8.7÷8.10, § 9.8, гл. X, § 12.4, 12.5, § 13.5, § 14.6, гл. XV. Совместно авторами написаны: § 1.9, § 2.2, 2.5, § 4.2, 4.3, § 8.2+8.4, 8.6, § 9.2, 9.3, 9.5, 9.6, § 12.6, гл. XIV (кроме § 14.6).

Все замечания и пожелания по книге авторы просят направлять по адресу: Москва, К-51, Неглинная ул., 29/14. Издательство «Высшая школа».

*Авторы*



В решениях XXV съезда КПСС значительное внимание уделяется равномерному развитию науки и техники, дальнейшему повышению уровня общественного производства. В ближайшие годы планируется создать мощную материально-техническую базу. Эта задача может быть успешно решена только посредством комплексной механизации и автоматизации производственных процессов, внедрения в промышленность, транспорт и сельское хозяйство новейших достижений автоматики, электроники, вычислительной техники.

В арсенале средств, составляющих техническое вооружение всех отраслей народного хозяйства, определенное место отводится электрическим машинам, широко применяемым не только в производстве и потреблении электрической энергии, но и в автоматике, вычислительной технике.

Электрическая машина представляет собой электро-механическое устройство, осуществляющее преобразование механической и электрической энергий. Если в электрической машине преобразуется механическая энергия в электрическую, то эта машина называется *электрическим генератором* (генератором). Если же преобразуется электрическая энергия в механическую, то машина называется *электродвигателем* (двигателем).

Электрические генераторы составляют основу современных электростанций, где они преобразуют механическую энергию турбин (паровых или гидравлических) в электрическую энергию.

Электродвигатели составляют основу электропривода, где они преобразуют электрическую энергию в механическую, и приводят в движение станки, подъемные и транспортные средства и т. д.

За последнее время значительно возросло применение электрических машин малой мощности (до 600 Вт) — микромашии. Такие машины используют в устройствах автоматики, вычислительной техники, устройствах бытовой техники (холодильники, пылесосы, вентиляторы и т. п.). Этот класс электрических машин весьма разнообразен по своему назначению и включает не только генераторы и двигатели, но и тахогенераторы, сельсины, вращающиеся трансформаторы, электромашинные усилители и т. п.

Электрические машины разделяются по принципу действия. Однако разделение электрических машин по принципу действия не столь разнообразно, как их разделение по назначению.

По этой причине при изучении электрических машин удобно классифицировать их по принципу действия. Согласно этой классификации электрические машины разделяются на *коллекторные* и *бесколлекторные*.

Коллекторные машины применяют главным образом для работы на постоянном токе в качестве двигателей, генераторов, электромашинных усилителей. Коллекторные машины небольшой мощности используют еще в качестве двигателей переменного тока.

Бесколлекторные машины делят на асинхронные и синхронные. Эти машины работают исключительно на переменном токе. При этом *асинхронные* машины используются преимущественно в качестве двигателей, а *синхронные* — как в качестве генераторов, так и в качестве двигателей.

Широкое распространение электрических машин во всех областях производственной деятельности привело к необходимости разработки многочисленных конструктивных форм электрических машин, соответствующих различным условиям их эксплуатации.

В книге рассматриваются также трансформаторы, которые хотя и не являются электрическими машинами, но широко применяются в силовых и исполнительных устройствах совместно с электрическими машинами. Основное назначение трансформаторов — преобразование напряжения переменного тока при неизменной частоте. Однако в устройствах автоматики трансформаторы применяются и для изменения формы кривой напряжения, изменения числа фаз и т. п.

Отсутствие в трансформаторе вращающихся деталей придает ему конструктивную форму, отличающую его от электрической машины. Однако принципы работы трансформаторов и электрических машин имеют много общего. Более того, физические процессы работы бесколлекторных электрических машин во многом аналогичны физическим процессам работы трансформаторов.

Электрическим машинам различного принципа действия, трансформаторам свойственна единая природа электромагнитных и энергетических процессов, возникающих при взаимодействии проводника с током и магнитного поля.

В настоящее время наблюдается резкий количественный рост производства электрических машин для систем автоматизации и вычислительной техники, для бытовых устройств. Новые требования, поставленные XXV съездом КПСС перед отечественным электромашиностроением в десятой пятилетке в части повышения качества продукции, привели к усилению работы по совершенствованию имеющихся и созданию новых серий электрических машин с применением новейших электротехнических материалов и последних достижений технологии.

## Раздел первый

### КОЛЛЕКТОРНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

---

#### ГЛАВА I. ОСНОВЫ ТЕОРИИ КОЛЛЕКТОРНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

##### § 1.1. Принцип действия генератора постоянного тока

Принцип действия генератора постоянного тока, как и всех электрических машин, основан на явлении электромагнитной индукции. Сущность этого явления состоит в том, что в проводнике, перемещающемся в магнитном поле и пересекающем его силовые линии, наводится электродвижущая сила  $e$  (э. д. с.), величина

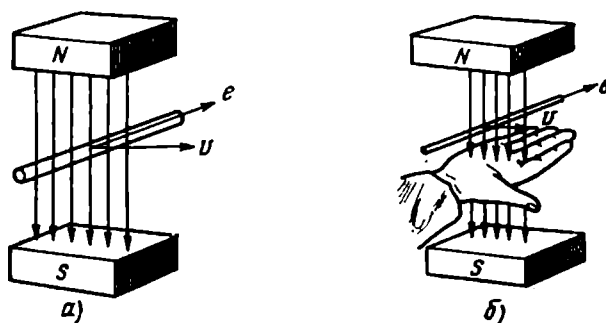


Рис. 1.1. Направление индуцированной э. д. с.

которой прямо пропорциональна магнитной индукции  $B$  (Т), активной длине проводника  $l$  (м) и скорости его перемещения  $v$  (м/с). Если проводник перемещается перпендикулярно вектору магнитной индукции (рис. 1.1, а), то наводимая в проводнике э. д. с.

$$e = Blv. \quad (1.1)$$

Направление э. д. с. определяется правилом правой руки (рис. 1.1, б).

Для пояснения принципа действия генератора постоянного тока обратимся к упрощенной модели, представленной на рис. 1.2. В магнитном поле магнита  $N-S$  вращается стальной цилиндр (сердечник), на котором расположен диаметральный ви-

ток с двумя активными сторонами ( $aa'$  и  $bb'$ ). Начало и конец витка присоединены к двум взаимно изолированным полукольцам, образующим коллектор. По коллектору скользят неподвижные пластины — щетки  $A$  и  $B$ , от которых отходят провода во внешнюю цепь.

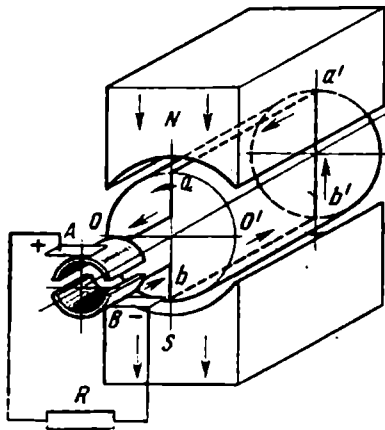


Рис. 1.2. Упрощенная модель генератора постоянного тока

Стальной сердечник с витком и коллектором образуют вращающуюся часть машины постоянного тока, называемую *якорем*. Если силой извне вращать якорь, то активные стороны обмотки якоря будут пересекать магнитное поле полюсов и в них будет наводиться э. д. с. Активные стороны витка соединены последовательно, поэтому э. д. с. витка

$$e = 2Blv.$$

Так как э. д. с. проводника прямо пропорциональна магнитной индукции ( $e \propto B$ ), то при его постоянной длине  $l$  и скорости движения  $v$  форма кривой э. д. с., наведенной в

проводнике, определяется исключительно характером распределения магнитной индукции  $B$  в воздушном зазоре между поверхностью якоря и полюсами  $N, S$ . Магнитная индукция в разных точках воздушного зазора неодинакова и может отличаться по величине и знаку. Например, под серединой полюса индукция имеет наибольшее значение ( $B_{\max}$ ), в точках  $O$  и  $O'$  индукция равна нулю ( $B=0$ ). Если предположить, что магнитная индукция в воздушном зазоре по окружности якоря распределена синусоидально, то э. д. с. обмотки якоря

$$e = 2B_{\max}lv \sin \alpha, \quad (1.2)$$

где  $\alpha$  — угол поворота якоря.

Из выражения (1.2) следует, что э. д. с., наведенная в витке якоря, является величиной переменной (в данном случае синусоидальной). Для подтверждения сказанного обратимся к рис. 1.3, где показан ряд положений якоря генератора в различные моменты времени за один оборот (рис. 1.3, а). В положениях якоря I ( $\alpha=0$ ), III ( $\alpha=180^\circ$ ) и V ( $\alpha=360^\circ$ ) э. д. с. равна нулю, в положениях II ( $\alpha=90^\circ$ ) и IV ( $\alpha=270^\circ$ ) э. д. с. имеет наибольшие значения, причем в одном случае положительное, а в другом — отрицательное. Таким образом, в обмотке якоря наводится переменная э. д. с., а следовательно, появляется переменный ток (рис. 1.3, б).

Однако если проследить за направлением тока во внешней цепи генератора, то нетрудно заметить, что во второй половине оборота якоря, когда э. д. с. в обмотке, а следовательно, и ток

становятся отрицательными, э. д. с. и ток во внешней цепи не изменяют своего направления. Действительно, в положении II (рис. 1.3, а) щетка А соприкасается с коллекторной пластиной проводника 2 и имеет положительный (+) потенциал, поскольку к этой щетке подводится ток из проводника 2, расположенного под полюсом N. В этот же момент щетка В имеет отрицательный

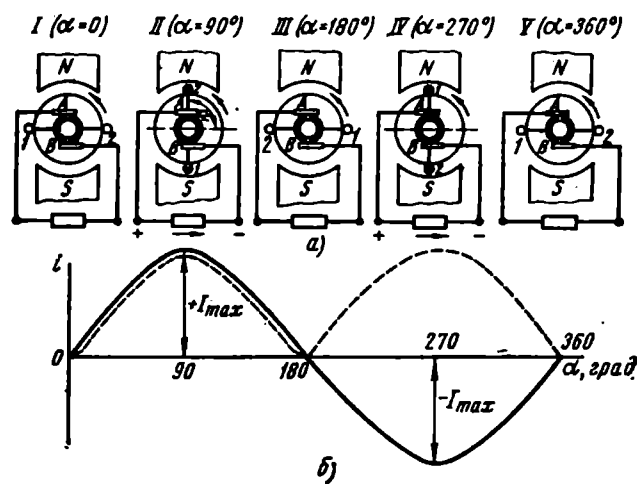


Рис. 1.3. Принцип действия генератора постоянного тока

(-) потенциал, так как она соприкасается с пластиной проводника 1, находящегося под полюсом S.

В момент IV, когда проводники 1 и 2 поменялись местами, щетки А и В сохраняют свою полярность неизменной, так как полукольца коллектора также поменялись местами и щетка А по-прежнему имеет контакт с коллекторной пластиной проводника, находящегося под полюсом N (проводник 1), а щетка В — с коллекторной пластиной проводника, находящегося под полюсом S (проводник 2). В результате ток во внешней цепи не изменит своего направления (рис. 1.3, б, штриховая линия), т. е. переменный ток обмотки якоря с помощью коллектора и щеток преобразуется в постоянный ток.

Следует отметить, что ток во внешней цепи рассматриваемого генератора постоянен лишь по направлению. Величина его остается переменной (пульсирующий ток). Пульсации тока и э. д. с. можно значительно ослабить, если обмотку якоря выполнить из нескольких витков, увеличив соответственно число коллекторных пластин. Чем больше число коллекторных пластин, тем меньше пульсации тока и э. д. с. во внешней цепи генератора.

## § 1.2. Принцип действия двигателя постоянного тока

Как уже отмечалось, коллекторные машины постоянного тока могут работать не только в режиме генератора, но и в режиме двигателя (рис. 1.4). Если к щеткам машины подключить источник энергии постоянного тока, то электрический ток, пройдя через щетки и коллектор, потечет по проводникам обмотки якоря.

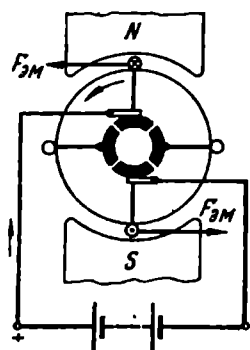


Рис. 1.4. Принцип действия двигателя постоянного тока

Известно, что если проводник с током находится в магнитном поле, то в результате взаимодействия внешнего магнитного поля с магнитным полем этого проводника на проводник будет действовать электромагнитная сила  $F_{эм}$ , Н (рис. 1.5, а)

$$F_{эм} = BIl, \quad (1.3)$$

где  $I$  — величина тока в проводнике, А.

Направление этой силы определяется с помощью правила левой руки (рис. 1.5, б).

На токи, протекающие в проводниках обмотки якоря и взаимодействующие с внешним магнитным полем, начинают действовать электромагнитные силы (см. рис. 1.4). При этом сила  $F_{эм}$  какого-либо проводника с током не изменит своего направления, если проводник окажется под полюсом другой полярности. Объясняется это тем, что переход проводника под полюс другой полярности сопровождается изменением направления тока в проводнике, так как коллекторная пластина этого проводника контактирует со щеткой другой полярности.

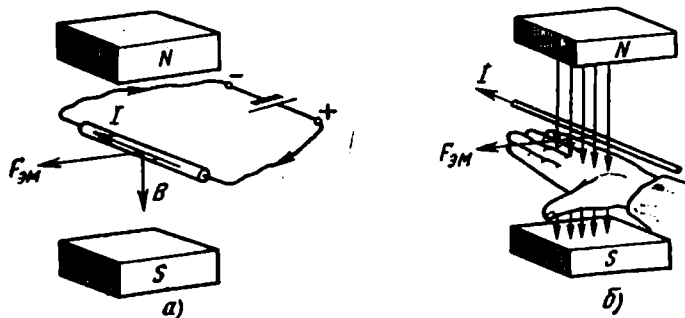


Рис. 1.5. Направление электромагнитной силы

Совокупность электромагнитных сил, действующих на проводники обмотки якоря, создает вращающий момент якоря. В результате электрическая энергия, поступающая в электрическую машину, преобразуется в механическую, и электрическая машина начинает работать в режиме двигателя.

Свойство электрических машин работать как в режиме генератора, так и в режиме двигателя называется обратимостью. Следует отметить, что *обратимостью обладают все типы электрических машин.*

### § 1.3. Устройство электрической машины постоянного тока

Электрическая машина постоянного тока состоит из двух основных частей — неподвижной, называемой *статором*, и вращающейся, называемой *якорем*. Эти части разделены воздушным зазором.

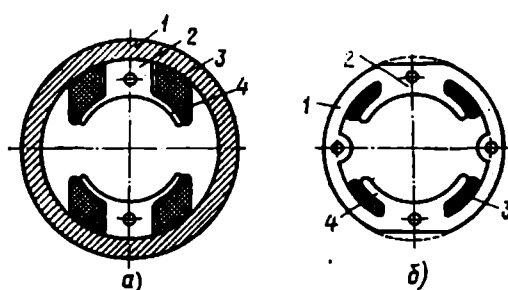


Рис. 1.6. Статоры машин постоянного тока

На рис. 1.6 показаны статоры машин постоянного тока: сборный (а) и шихтованный (б). Статор машины состоит из *статин* 1, на внутренней поверхности которой расположены *главные полюсы* 2. Станина, служащая основанием для крепления всех частей машины, является также элементом магнитной цепи. Статинны машин постоянного тока изготавливают из стали или чугуна — материалов, в которых сочетаются высокая механическая прочность с большой магнитной проницаемостью. Главные полюсы машины состоят из *сердечников* и *катушек возбуждения* 3. Сердечник полюса может быть литым, но чаще его набирают из штампованных листов электротехнической стали, собирая (шихтуя) их в пакет, стягиваемый шпильками.

В нижней части сердечника полюса имеется *полюсный наконечник*, который обеспечивает нужное распределение магнитной индукции в воздушном зазоре. Полюсные наконечники иногда выполняют как одно целое с сердечниками полюсов, а иногда шихтуют отдельно и крепят к сердечникам. Катушки полюсов изготавливают из медного изолированного провода.

В машинах малой мощности полюсную катушку надевают непосредственно на изолированный сердечник (рис. 1.6).

В машинах средней мощности (рис. 1.7) катушку 5 иногда предварительно наматывают на каркас из изоляционного материала, а затем вместе с каркасом надевают на сердечник 4. Полюсы крепят к внутренней поверхности станины 6 болтами.

Катушки всех главных полюсов электрически соединяют, при этом образуется обмотка возбуждения. Соединение катушек

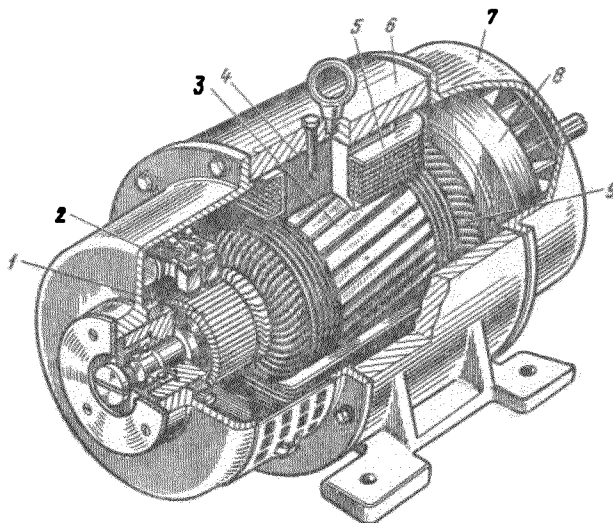


Рис. 1.7. Устройство машины постоянного тока

должно быть выполнено так, чтобы при прохождении тока полярности полюсов чередовались.

В машинах мощностью свыше 1 кВт между главными полюсами устанавливают добавочные полюсы, которые служат для уменьшения искрения на щетках (улучшения коммутации).

Якорь машины постоянного тока состоит из сердечника, обмотки якоря, коллектора и вала.

*Сердечник якоря 3* представляет собой цилиндр, набранный из штампованных листов электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм, которые перед сборкой покрывают специальным изолирующим лаком, чтобы уменьшить вихревые токи, которые возникают в результате перемещения сердечника якоря, вызванного его вращением в магнитном поле (рис. 1.8).

После сборки штампованных листов в пакет в пазы цилиндрической поверхности сердечника якоря укладывают активные стороны секций обмотки якоря. В машинах малой мощности пазы делают полузакрытыми (рис. 1.9, а), а в машинах средней и большой мощности — открытыми (рис. 1.9, б). Часто пазы якоря делают со скосом, что ослабляет пульсацию магнитной индукции



в воздушном зазоре и способствует уменьшению вибрации и шума в процессе работы машины.

Обмотка якоря 9 (см. рис. 1.7) состоит из секций (катушек), выполненных из медного изолированного провода круглого или прямоугольного сечения. Концы секций припаивают к пластинам



Рис. 1.8. Лист сердечника якоря

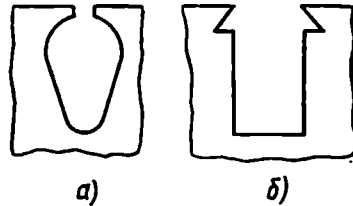


Рис. 1.9. Форма пазов сердечника якоря

коллектора. Обмотку якоря располагают в пазах и укрепляют с помощью гетинаксовых или деревянных клиньев. С этой же целью поверх сердечника накладывают бандаж из проволоки, стеклоленты или шпагата (в машинах малой мощности).

Коллектор 1 (см. рис. 1.7) состоит из коллекторных пластин 2 (рис. 1.10), изготовленных из холоднокатаной меди клиновидного профиля (поперечного сечения). Основанием коллектора служит втулка 5, на которой закрепляют пластины с помощью нажимной шайбы 3 и гайки 6, для чего нижнюю часть пластин выполняют в форме ласточкиного хвоста. Пластины изолируют друг от друга чаще всего посредством миканита 1 (склеенных специальных лаком пластинок слюды). Пластины изолируются от втулки миканитовой манжетой 4. Чтобы миканитовые прокладки при срабатывании коллектора не выступали над пластинами, между ними фрезеруют дорожки на глубину до 1,5 мм.

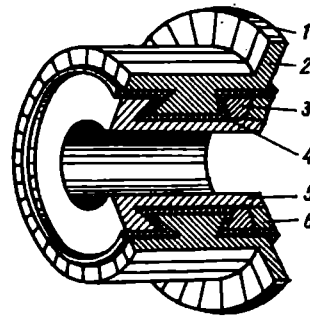


Рис. 1.10. Устройство коллектора

У двигателей малой мощности пластины коллектора 1 часто запрессовывают в пластмассу 2 (рис. 1.11). Такая конструкция коллектора проще в изготовлении и дешевле.

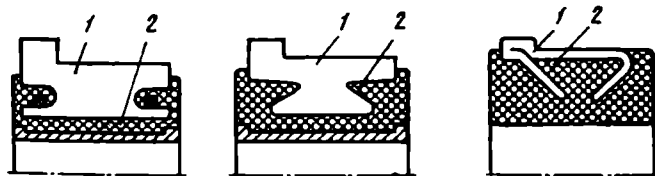


Рис. 1.11. Коллекторы на пластмассе

Для присоединения секции обмотки якоря к коллектору у пластин со стороны сердечника делают выступы, называемые «петушками». В них профрезеровывают прорези (шлицы), в которые укладывают, а затем запаивают концы секций обмотки якоря. Коллектор, так же как и сердечник якоря, жестко закрепляют на валу.

Внешняя цепь машины получает электрический контакт с коллектором 1 посредством щеток 2 (см. рис. 1.7). Щетки располагают в щеткодержателях и прижимают к коллектору пружинами. В машинах малой мощности щеткодержатели монтируют непосредственно в подшипниковом щите (рис. 1.12). Такой щеткодержатель называется трубчатым. Он состоит из металлической втулки 1, пружины 3 и навинчивающегося на втулку пластмассового колпака 2. Для изоляции щетки 6 от подшипникового щитка 4 между щитом и металлической втулкой запрессовывают изолирующую втулку 7. Присоединение щеткодержателя к элементам электрической схемы машины осуществляется с помощью зажима 5.

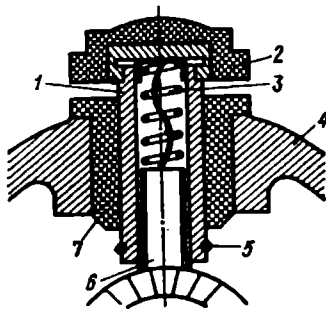


Рис. 1.12. Конструкция трубчатого щеткодержателя

Помимо указанных частей (см. рис. 1.7) машина имеет два подшипниковых щитка: передний (со стороны коллектора) и задний 7 (с противоположной стороны). Щиты болтами крепятся к станине. В центральной части щитов сделаны расточки, в которые помещают подшипники. В машинах малой и средней мощности чаще всего применяют шариковые или роликовые подшипники. В машинах большой мощности, а также в тихоходных и маломощных машинах используют подшипники скольжения.

Для присоединения обмоток машины к электрической сети машина снабжена коробкой выводов — клеммной платой. Для лучшего охлаждения некоторые машины снабжаются вентиляторами 8, которые закрепляются на валу якоря.

При работе машины вентилятор, вращаясь, прогоняет через машину воздух, который, соприкасаясь с нагретыми частями машины, охлаждает их.

#### § 1.4. Способы возбуждения электрических машин постоянного тока

Для работы электрической машины необходимо наличие магнитного поля. В большинстве машин постоянного тока это поле создается обмоткой возбуждения, питаемой постоянным током. Свойства электрических машин постоянного тока в значительной

степени определяются способом включения обмотки возбуждения или, как принято говорить, *способом возбуждения*.

По способам возбуждения электрические машины можно классифицировать следующим образом:

*машины независимого возбуждения*, в которых обмотка возбуждения  $OB$  питается постоянным током от источника, электрически не связанного с обмоткой якоря  $Я$  (рис. 1.13, а);

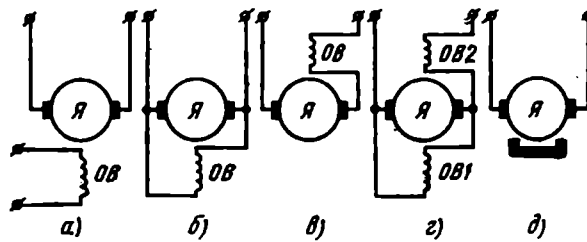


Рис. 1.13. Способы возбуждения электрических машин постоянного тока

*машины параллельного возбуждения*, в которых обмотка возбуждения и обмотка якоря соединены параллельно (рис. 1.13, б);

*машины последовательного возбуждения*, в которых обмотка возбуждения и обмотка якоря соединены последовательно (рис. 1.13, в);

*машины смешанного возбуждения*, в которых имеются две обмотки возбуждения: одна из них —  $OB1$  — включена параллельно, а другая —  $OB2$  — последовательно с обмоткой якоря (рис. 1.13, г).

Все указанные машины относятся к машинам с электромагнитным возбуждением, так как магнитное поле в них создается посредством электрического тока обмотки возбуждения. В последнее время довольно широкое распространение получили машины с возбуждением постоянными магнитами (рис. 1.13, д).

Начала и концы обмоток машин постоянного тока согласно ГОСТу обозначаются следующим образом: якоря —  $Я1$  и  $Я2$ ; добавочных полюсов —  $Д1$  и  $Д2$ ; компенсационная —  $К1$  и  $К2$ ; возбуждения независимая —  $М1$  и  $М2$ ; возбуждения шунтовая —  $Ш1$  и  $Ш2$ ; возбуждения серпесная —  $С1$  и  $С2$ .

### § 1.5. Обмотка якоря электрической машины постоянного тока

Обмотка якоря машины постоянного тока представляет собой замкнутую систему проводников, уложенных в пазах якоря и соединенных с коллектором. Она состоит из секций — катушек. Каждая секция соединена с двумя коллекторными пластинами.

Форма секций и порядок присоединения их к коллекторным пластинам определяются типом обмотки. Наибольшее распространение получили петлевая и волновая обмотки.

Концы секций *простой петлевой обмотки* (рис. 1.14) присоединяются к соседним коллекторным пластинам. Каждая секция

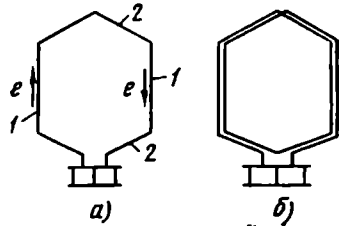


Рис. 1.14. Секции простой петлевой обмотки

состоит из активных сторон 1, располагающихся в пазах, и лобовых частей 2, посредством которых активные части секции соединяются между собой и присоединяются к коллекторным пластинам. Секции обмоток могут быть одновитковыми (рис. 1.14, а) и многовитковыми (рис. 1.14, б). Чтобы э. д. с., наводимые в активных сторонах секции, складывались, необходимо расположить их относительно друг друга на расстоянии, примерно равном полюсному делению  $\tau$  [м]. Это расстояние равно

расстоянию между серединами смежных полюсов, измеренному по окружности якоря:

$$\tau = \pi D / (2p), \quad (1.4)$$

где  $D$  — диаметр якоря, м;  $2p$  — число полюсов машины.

Активные стороны секций располагаются в пазах сердечника якоря в два слоя. При этом, если одна сторона секции лежит в верхнем слое одного паза, то ее другая сторона — в нижнем слое другого паза. Обычно для графического изображения обмоток

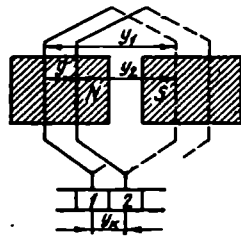


Рис. 1.15. Шаги простой петлевой обмотки

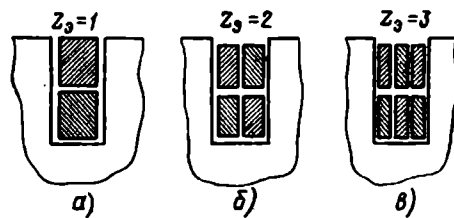


Рис. 1.16. К вопросу о числе элементарных пазов  $Z_0$  в реальном пазу

якоря применяют так называемую *схему-развертку*, в которой цилиндрическую поверхность якоря вместе с коллектором развертывают на плоскость чертежа. При этом стороны секций, лежащие в верхнем слое, изображаются сплошными линиями, а стороны, лежащие в нижнем слое, — штриховыми.

Чтобы выполнить схему простой петлевой обмотки, необходимо знать ее параметры: первый, второй и результирующий шаги по якорю —  $y_1$ ,  $y_2$ ,  $y$  — и шаг по коллектору  $y_k$  (рис. 1.15). Шаги

обмотки измеряются числом элементарных пазов. Элементарный паз представляет собой две активные стороны секций (нижнюю и верхнюю), лежащие друг над другом. Один реальный паз якоря (рис. 1.16) может содержать один (а), два (б), три (в) и более элементарных пазов.

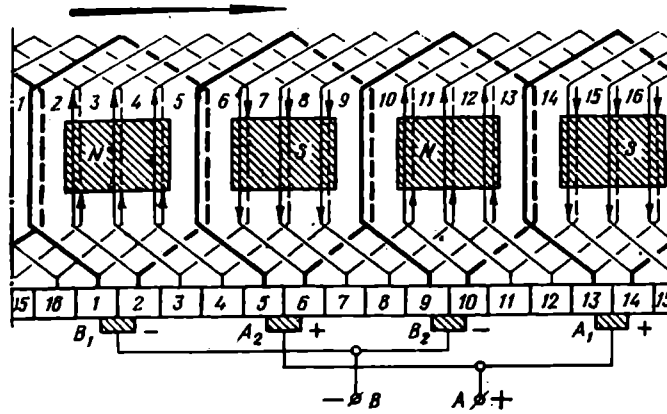


Рис. 1.17 Схема-развертка простой петлевой обмотки

На рис. 1.17 представлена схема простой петлевой обмотки ( $2p=4$ ) с  $Z_a=16$ . Первый шаг по якорю этой обмотки  $y_1=4$ .

Число щеток на коллекторе простой петлевой обмотки должно быть равно числу полюсов. Щетки одинаковой полярности соединяются параллельно.

Секции обмотки якоря образуют параллельные ветви. Каждая параллельная ветвь представляет собой группу последовательно соединенных секций, ток в которых имеет одинаковое направление. Число параллельных ветвей в простой петлевой обмотке (2а) всегда равно числу полюсов:

$$2a = 2p. \quad (1.5)$$

Схема обмотки, представленная на рис. 1.17, имеет число полюсов  $2p=4$ .

Петлевые обмотки применяются в электрических машинах, рассчитанных на работу при сравнительно небольших напряжениях, но значительных токах.

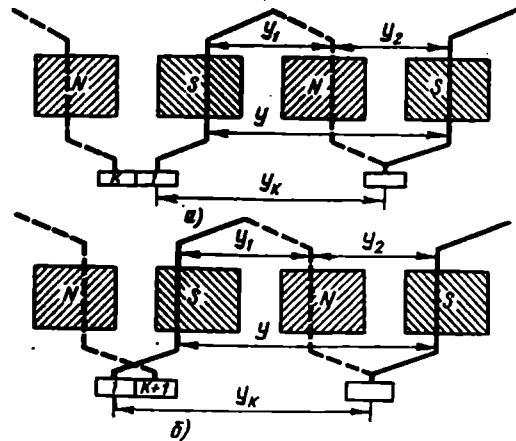


Рис. 1.18 Шаги простой волновой обмотки

В простой волновой обмотке каждая секция присоединяется к двум коллекторным пластинам, расстояние между которыми соответствует двойному полюсному делению (рис. 1.18).

При выполнении простой волновой обмотки за один обход по якорю в пазы укладывается столько секций, сколько пар полюсов в машине. При этом последняя по обходу секция присоединяется к

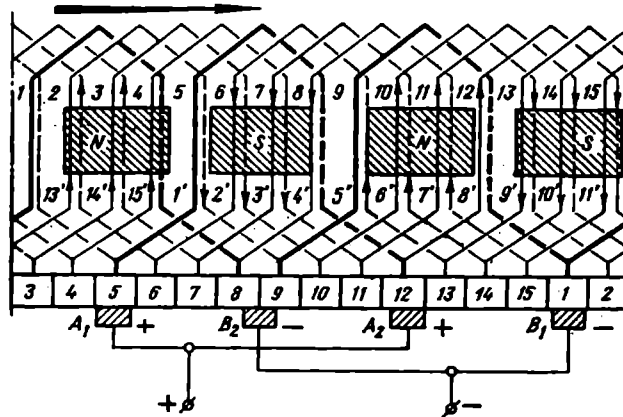


Рис. 1.19. Схема-развертка простой волновой обмотки

пластине, лежащей либо слева от начальной, тогда обмотка называется *левоходовой* (рис. 1.18, а), либо справа от начальной, тогда обмотка называется *правоходовой* (рис. 1.18, б):

На рис. 1.19 изображена схема-развертка простой волновой обмотки четырехполюсной машины с числом секций  $S = Z_p = 15$  и с  $y_1 = 3$ . Число параллельных ветвей в простой волновой обмотке всегда равно двум, независимо от числа полюсов:

$$2a = 2. \quad (1.6)$$

Так как простая волновая обмотка имеет минимальное число параллельных ветвей, то применение ее в многополюсной машине ( $2p > 2$ ) дает возможность получить большее напряжение, чем при петлевой обмотке. Однако допустимый ток при этом будет значительно меньше.

Волновые обмотки применяются в электрических машинах повышенного напряжения при сравнительно небольшом токе якоря. При этом число щеток может быть равно двум, независимо от числа полюсов. Однако обычно используют столько же щеток, сколько и полюсов, чем достигается уменьшение плотности тока под щетками.

### § 1.6. Электродвижущая сила обмотки якоря

В процессе работы машины постоянного тока в каждом проводнике обмотки якоря наводится э. д. с., величина которой определяется выражением (1.1).

В машинах постоянного тока магнитная индукция в воздушном зазоре в пределах каждого полюсного деления распределяется по трапецидальной кривой (рис. 1.20). Поэтому для определения э. д. с. удобнее использовать среднее значение магнитной индукции в воздушном зазоре  $B_{\text{ср}}$ , величина которой характеризуется высотой прямоугольника  $abcd$  с основанием  $\tau$  и площадью, равной площади фигуры, ограниченной трапецидальной кривой.

Подставив в выражение (1.1) величину  $B_{\text{ср}}$ , получим среднее значение э. д. с., наводимых в проводниках обмотки якоря:

$$E_{\text{ср}} = B_{\text{ср}} l v. \quad (1.7)$$

Э. д. с. обмотки якоря  $E_a$  определяется произведением среднего значения э. д. с. одного проводника обмотки на число последовательно соединенных проводников одной параллельной ветви:

$$E_a = E_{\text{ср}} N / (2a), \quad (1.8)$$

где  $N$  — число проводников всей обмотки якоря.

Раскрывая выражение (1.8) и используя выражение линейной скорости  $v = \pi D n / 60$ , получим

$$E_a = B_{\text{ср}} l \frac{\pi D n}{60} \cdot \frac{N}{2a}. \quad (1.9)$$

Здесь  $D$  — диаметр якоря;  $\pi D$  — длина окружности якоря.

Так как полюсное деление  $\tau = \pi D / (2p)$ , то  $\pi D = \tau 2p$ . Тогда после подстановки значения  $\pi D$  в выражение (1.9) запишем

$$E_a = B_{\text{ср}} l \tau \frac{2p n}{60} \cdot \frac{N}{2a} = B_{\text{ср}} l \tau n \frac{p N}{60 a}. \quad (1.10)$$

Произведение  $l \tau$  представляет собой площадь, через которую проходит полезный магнитный поток полюса  $\Phi$ . Следовательно,

$$B_{\text{ср}} l \tau = \Phi. \quad (1.11)$$

После подстановки и преобразований получим

$$E_a = [p N / (60 a)] \Phi n. \quad (1.12)$$

Обозначим постоянную для любой электрической машины величину  $p N / (60 a)$  через  $c_e$ , где  $a$  — число пар параллельных ветвей в обмотке якоря. Тогда э. д. с. обмотки якоря,  $E$ ,

$$\boxed{E_a = c_e \Phi n,} \quad (1.13)$$

где  $c_e$  — постоянная для данной машины величина;  $\Phi$  — полезный магнитный поток, Вб;  $n$  — частота вращения якоря, об/мин.

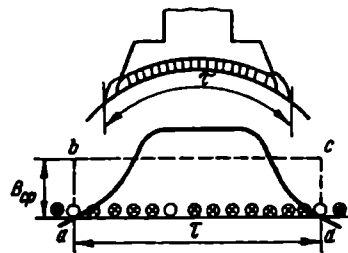


Рис. 1.20. Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре электрической машины постоянного тока

### § 1.7. Магнитная цепь электрической машины постоянного тока

Магнитной цепью называется совокупность частей машины, по которым проходит основной магнитный поток (рис. 1.21). Магнитная цепь машины постоянного тока состоит из пяти участков: сердечники главных полюсов, воздушный зазор, зубцовый слой якоря, ярмо якоря и ярмо статора (станина). Каждый из этих участков оказывает сопротивление магнитному потоку.

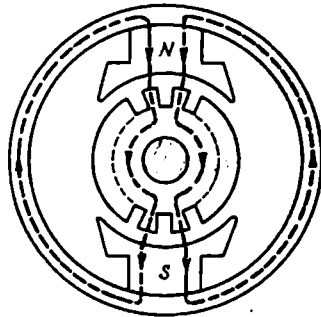


Рис. 1.21. Магнитная цепь электрической машины постоянного тока

Для преодоления магнитных сопротивлений необходима магнитодвижущая сила (м. д. с.), создаваемая постоянным током, который протекает по обмотке возбуждения. Чтобы найти требуемое значение м. д. с., рассчитывают магнитную цепь, определяя м. д. с., необходимую для поддержания заданных значений магнитной индукции на каждом из участков магнитной цепи. М. д. с. отдельных участков цепи суммируют и получают полную м. д. с. обмотки возбуждения на пару полюсов  $F_v$ , необходимую для создания требуемого рабочего магнитного потока.

Полученное значение м. д. с. позволяет определить количество витков в катушках каждого из полюсов обмотки возбуждения:

$$\omega_v = F_v / (2I_v), \quad (1.14)$$

здесь  $I_v$  — величина тока в обмотке возбуждения.

Если обмотка возбуждения включается параллельно обмотке якоря, то ток  $I_v$  принимается равным 2–5% от номинального тока в машинах большой и средней мощности и до 30% в машинах малой мощности. Если обмотка возбуждения включена последовательно с обмоткой якоря, то ток возбуждения равен току якоря.

### § 1.8. Магнитное поле машины. Реакция якоря

В машине постоянного тока имеется две обмотки — возбуждения и якоря. При работе машины каждая обмотка создает свое магнитное поле. Результирующее поле машины, таким образом, можно рассматривать как сумму двух магнитных полей.

При идеальном холостом ходе машины постоянного тока, когда ток в обмотке якоря отсутствует, в машине действует только м. д. с. обмотки возбуждения  $F_v$ , которая и создает магнитное поле, симметрично распределенное относительно осей полюсов. График распределения магнитной индукции  $B_c$  в воздушном зазоре представляет собой трапециевидальную кривую (рис. 1.22, а).



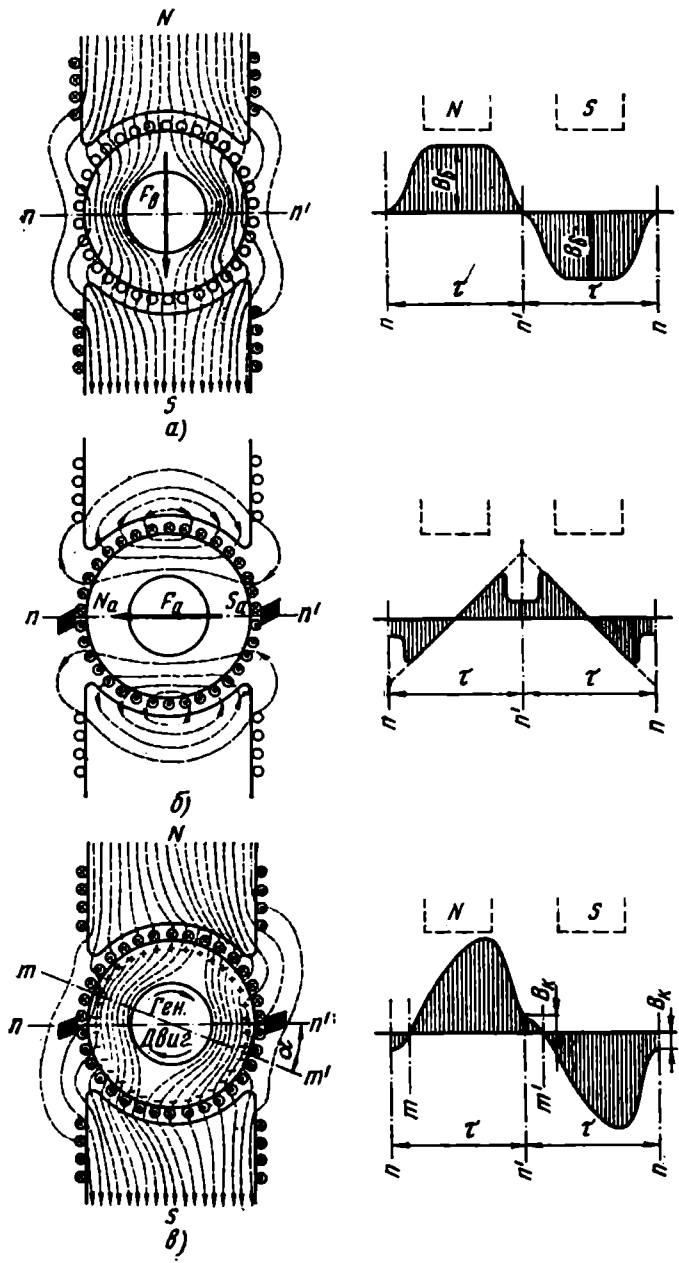


Рис. 1.22. Магнитное поле электрической машины постоянного тока

В этом случае *физическая нейтраль*, т. е. линия, проведенная через точки окружности якоря, где магнитная индукция равна нулю, совпадает с *геометрической нейтралью*  $nn'$  — линией, проходящей через середину межполюсного пространства.

С появлением нагрузки в обмотке якоря возникает ток, создающий м. д. с. якоря  $F_a$ , неподвижную в пространстве и направленную по оси щеток. М. д. с. якоря создает магнитное поле якоря.

Якорь машины постоянного тока устроен так, что по одну сторону от линии щеток ток по обмотке якоря протекает в одном направлении, а по другую сторону — в другом направлении (рис. 1.22, б). Якорь, таким образом, можно рассматривать как катушку с изогнутым каркасом и осью, совпадающей с линией щеток. М. д. с. якоря всегда направлена по оси щеток. Если щетки расположены на геометрической нейтрали, то  $F_a$  совпадает с геометрической нейтралью, т. е. направлена по поперечной оси машины.

На рис. 1.22, б показана картина магнитного поля, созданного м. д. с. обмотки якоря  $F_a$  при отсутствии тока в обмотке возбуждения. На этом рисунке показан и график распределения магнитной индукции в зазоре от магнитного потока обмотки якоря. Уменьшение индукции на геометрической нейтрали объясняется увеличением магнитного сопротивления потока якоря в междуполюсном пространстве.

При работе машины под нагрузкой одновременно действуют две м. д. с.:  $F_b$  и  $F_a$ , в результате чего в машине создается результирующее магнитное поле. Воздействие магнитного поля якоря на основное поле машины называется *реакцией якоря*. На рис. 1.22, в показана картина результирующего магнитного поля машины и график распределения индукции результирующего магнитного поля в воздушном зазоре машины.

Из уравнения рис. 1.22, а и в следует, что реакция якоря искажает магнитное поле машины. Ось результирующего поля смещается относительно оси полюсов, смещая при этом физическую нейтраль  $mm'$  относительно геометрической нейтрали  $nn'$  на угол  $\alpha$  в направлении вращения якоря при работе машины в генераторном режиме и в обратном направлении при работе машины в двигательном режиме.

С увеличением нагрузки (тока в обмотке якоря) угол смещения физической нейтрали  $\alpha$  возрастает. Если при этом щетки занимают положение, соответствующее геометрической нейтрали, то смещение физической нейтрали приводит к тому, что в месте пересечения поверхности якоря с геометрической нейтралью магнитная индукция приобретает некоторое значение и в активных сторонах секций в момент их перехода через геометрическую нейтраль наводится э. д. с. Это нарушает нормальную работу щеточного контакта, вызывая искрение на коллекторе (см. § 1.5).

Искажение магнитного поля машины приводит к тому, что на концах полюсных наконечников и расположенные под ними

участки зубцового слоя якоря подмагничиваются, а другие — размагничиваются. Если бы магнитная цепь машины была ненасыщенной, подмагничивающее и размагничивающее действия реакции якоря не влияли бы на величину результирующего магнитного потока, так как подмагничивание одних краев полюсных наконечников компенсировалось бы размагничиванием других краев. Однако в реальных условиях магнитная цепь машины насыщена. Это, с одной стороны, ограничивает увеличение магнитного потока одних краев полюсных наконечников и расположенного под ними зубцового слоя якоря, а с другой стороны, не ограничивает размагничивание — уменьшение потока других краев полюсных наконечников. В итоге реакция якоря вызывает некоторое ослабление результирующего магнитного потока машины.

Влияние реакции якоря на величину магнитного потока зависит также от положения щеток: при расположении их на геометрической нейтральной линии м. д. с. якоря направлена по поперечной оси и в машине имеет место поперечная реакция якоря; при смещении щеток генератора постоянного тока с геометрической нейтральной линии по направлению вращения якоря или щеток двигателя — против направления вращения, размагничивающее действие реакции якоря усилится. Объясняется это тем, что вместе со щетками изменяется направление м. д. с. якоря  $F_a$  — она всегда направлена по оси щеток (рис. 1.23). При этом м. д. с. якоря  $F_a$  помимо составляющей  $F_{aq} = F_a \cos \beta$  приобретает еще и продольную составляющую  $F_{ad} = F_a \sin \beta$ , направленную по оси полюсов.

Если щетки смещены в направлении вращения якоря (генератора), то продольная составляющая  $F_{ad}$  действует встречно м. д. с.  $F_b$ , что ведет к ослаблению основного потока машины. Если щетки сместить в противоположном направлении, то продольная составляющая  $F_{ad}$  будет действовать согласно с  $F_b$ , что приведет к некоторому увеличению основного магнитного потока машины.

Вредное влияние реакции якоря на работу машины проявляется еще и в том, что перераспределение магнитной индукции под полюсами, вызванное реакцией якоря (см. рис. 1.22, в), обуславливает наведение э. д. с. повышенной величины в секциях обмотки якоря в момент попадания их активных сторон в зону с усиленной магнитной индукцией. Последнее ведет к появлению между отдельными соседними коллекторными пластинами напряжений, превышающих допустимые значения (25–60 В). Это, в свою очередь, может вызвать ионизацию пространства между пластинами и возникновение электрической дуги на коллекторе. При

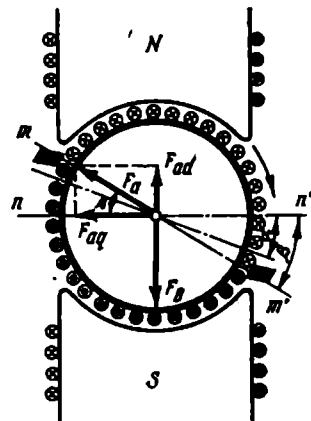


Рис. 1.23. Действие реакции якоря в генераторе при смещении щеток с геометрической нейтральной линии в сторону вращения

интенсивном развитии этого процесса дуга может переброситься на щетки и корпус машины. Описанное явление, называемое *круговым огнем*, чрезвычайно опасно для электрической машины.

В некоторых машинах постоянного тока для ослабления реакции якоря применяют компенсационную обмотку. Располагают ее в пазах полюсных наконечников и соединяют последовательно с обмоткой якоря так, чтобы ее м. д. с. была противоположна по направлению м. д. с. обмотки якоря. Включение компенсационной обмотки последовательно с обмоткой якоря обеспечивает компенсацию реакции якоря при различных нагрузках машины.

### **§ 1.9. Коммутация в электрических машинах постоянного тока**

Работа машины постоянного тока, как правило, сопровождается искрением между щеткой и коллектором. Искрение на коллекторе — явление весьма нежелательное и вредное. Оно приводит к подгоранию коллектора и щеток, загрязнению машины, невозможности применения машины во взрывоопасных помещениях, нестабильности характеристик машины из-за изменяющегося сопротивления контакта щетка-коллектор и т. д.

Существует много причин, вызывающих это нежелательное, а иногда и опасное явление. Все они могут быть разделены на три группы: механические, потенциальные и коммутационные.

К механическим причинам относятся: слабое прижатие щеток к коллектору, неправильная конфигурация или негладкая поверхность коллектора, загрязнение поверхности коллектора, выступание изоляции над коллекторными пластинами, неплотное закрепление траверсы, пальцев или щеткодержателей, а также другие недостатки в конструкции и производственном изготовлении машины. При указанных неисправностях, особенно в условиях тряски и вибрации, в отдельные моменты времени нарушается контакт щетки с коллектором, что приводит к искрению.

Потенциальные причины появляются при возникновении напряжения (разности потенциалов) между соседними коллекторными пластинами, превышающего допустимые пределы (см. § 1.8). В этом случае искрение наиболее опасно, так как оно может перейти в «круговой огонь».

Коммутационные причины вызываются физическими процессами, происходящими в машине при переходе секций обмотки якоря из одной параллельной ветви в другую.

Иногда искрение вызывается комплексом причин.

Выяснение причин искрения следует начинать с механических, так как они обычно обнаруживаются при внешнем осмотре коллектора и щеточного аппарата. Наибольшие трудности в обнаружении и устранении представляют коммутационные причины искрения. Поэтому весьма полезно разобраться в физической сущности процесса коммутации.

При вращении якоря машины коллекторные пластины поочередно вступают в соприкосновение со щетками. При этом переход щетки с одной пластины на другую сопровождается переключением какой-либо секции обмотки якоря из одной параллельной ветви в другую и изменением направления тока в этой секции.

В последнем нетрудно убедиться, рассматривая рис. 1.24, на котором изображен якорь с тремя секциями или, по существу, с одной секцией в различные моменты времени (в различных положениях вращающегося якоря): в момент времени 1 по рассматриваемой секции протекает ток одного направления; в момент времени 2, когда секция находится под щеткой, ток в ней отсутствует; в момент времени 3 по секции снова протекает ток, но уже другого направления. Совокупность явлений, связанных с изменением тока в секциях обмотки якоря при переключении этих секций из одной параллельной ветви в другую, и называется *коммутацией*.

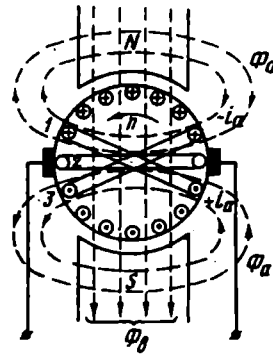


Рис. 1.24 К понятию о коммутации

Секция, в которой происходит коммутация, называется *коммутируемой*, а время, в течение которого происходит процесс коммутации, называется *периодом коммутации*. Период коммутации определяется отрезком времени, начиная с момента, когда коллекторная пластина вступает в соприкосновение со щеткой, и кончая моментом, когда пластина полностью выходит из соприкосновения с ней.

Рассмотрим процесс коммутации, предположив, что в коммутируемой секции в течение всего периода коммутации не индуктируются э. д. с. При этом ширину щетки примем равной ширине коллекторной пластины.

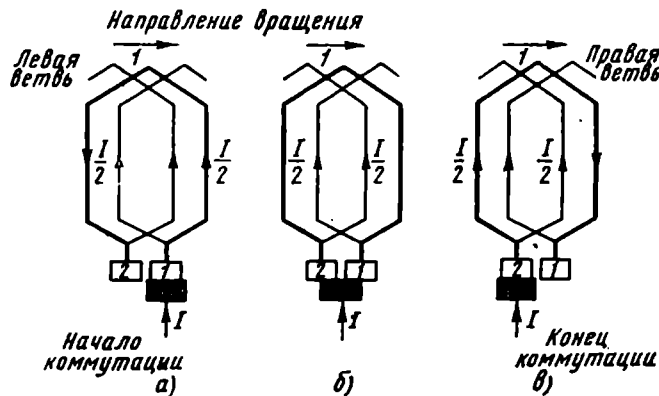


Рис. 1.25. Изменение направления тока в секции обмотки якоря в процессе коммутации

В начальный момент коммутации (рис. 1.25, а) контактная поверхность щетки касается только пластины 1, а секция 1 (коммутируемая секция) относится к левой параллельной ветви обмотки и в ней протекает ток  $i_a = I/2$ . Затем пластина 1 постепенно сбегает со щетки и на смену ей набегает пластина 2. В результате коммутируемая секция оказывается замкнутой накоротко, и ток в ней постепенно уменьшается. Когда же контактная поверхность щетки равномерно перекрывает обе коллекторные пластины (рис. 1.25, б), рабочий ток в коммутируемой секции становится равным нулю. В конце процесса коммутации (рис. 1.25, в) щетка полностью переходит на пластину 2, а ток в коммутируемой секции вновь достигает величины  $I/2$ . Однако по направлению этот ток противоположен току в начале коммутации, а сама коммутируемая секция теперь оказывается в правой параллельной ветви обмотки якоря. Таким образом, за период коммутации ток в коммутируемой секции изменился от  $+i_a$  до  $-i_a$ .

Однако в реальных условиях работы электрических машин постоянного тока процесс коммутации протекает значительно сложнее. Дело в том, что период коммутации весьма мал — измеряется микросекундами. При таком быстром изменении тока в коммутируемой секции, расположенной в пазу, т. е. окруженной ферромагнитным материалом — сталью якоря, и обладающей индуктивностью  $L_c$ , наводится э. д. с. самоиндукции

$$e_L = -L_c di/dt. \quad (1.15)$$

Обычно ширина щетки больше ширины коллекторной пластины, поэтому в машине одновременно коммутируют несколько магнитно-связанных между собой секций. Наличие магнитной связи между секциями приводит к тому, что в коммутируемых секциях, кроме э. д. с. самоиндукции  $e_L$ , наводится еще э. д. с. взаимной индукции  $e_M$ , которая так же, как и  $e_L$ , является реактивной. Совместно эти э. д. с. составляют реактивную э. д. с.

$$e_p = e_L + e_M. \quad (1.16)$$

Кроме  $e_p$ , в коммутируемой секции наводится еще э. д. с. вращения. Возникновение ее объясняется тем, что магнитное поле машины, искаженное реакцией якоря, создает в зоне коммутации магнитную индукцию  $B_k$  (см. рис. 1.22, в), которая, в свою очередь, наводит в коммутируемой секции э. д. с. вращения

$$e_{вр} = B_k 2lv\omega_c, \quad (1.17)$$

где  $l$  — длина активной стороны секции, м;  $v$  — скорость движения секции, м/с;  $\omega_c$  — число витков в секции.

Полная э. д. с. коммутируемой секции  $e_k$  равна сумме э. д. с. — реактивной  $e_p$  и вращения  $e_{вр}$ :

$$e_k = e_p + e_{вр}. \quad (1.18)$$

В процессе коммутации коммутируемая секция замкнута щеткой накоротко и под действием  $e_k$  в этой секции возникает ток,

называемый *током коммутации*. В момент окончания периода коммутации, когда щетка теряет контакт с одной из пластин коллектора, размыкается цепь тока  $i_k$  коммутируемой секции. При этом энергия магнитного поля

$$W_m = 0,5L_c i_k^2 \quad (1.19)$$

накопленная за период коммутации, затрачивается на поддержание тока  $i_k$  в коммутируемой секции. В результате в момент замыкания секции щеткой между сбегающей пластиной коллектора и сбегающим краем щетки возникает электрическая искра. Этот процесс повторяется при сбегании щетки с каждой коллекторной пластины, т. е. практически продолжается непрерывно, пока машина работает, что создает непрекращающееся искрение на щетках.

Таким образом, *причиной неудовлетворительной коммутации в машинах постоянного тока является добавочный ток коммутации*. Неудовлетворительная коммутация, сопровождаемая искрением, ведет к подгоранию щеток и появлению почернения на коллекторе, что является причиной дальнейшего усиления искрения. Кроме того, искрение является быстротекущим электромагнитным процессом, в результате которого возникают излучения электромагнитных волн, создающие помехи радиоприему. Последнее обстоятельство необходимо учитывать при работе машин постоянного тока вблизи радиоустройств.

### § 1.10. Способы улучшения коммутации

В конечном итоге способы улучшения коммутации сводятся к уменьшению или полному устранению тока коммутации, определяемого выражением

$$i_k = e_k / \sum r_k,$$

здесь  $\sum r_k$  — сумма электрических сопротивлений току коммутации, а именно сопротивлений секции, пайки в петушках, переходного контакта между коллекторными пластинами и щеткой, а также щетки. Из перечисленных сопротивлений наибольшую величину имеют сопротивления переходного контакта и щетки  $r_{щ}$ . Поэтому с некоторым приближением можно записать

$$i_k \approx e_k / \sum r_{щ}. \quad (1.20)$$

Из формулы (1.20) следует, что уменьшить ток  $i_k$ , а следовательно, *улучшить коммутацию, можно либо увеличением сопротивления  $\sum r_{щ}$ , либо уменьшением величины полной  $e_k$  в коммутируемой секции*. Величина сопротивления  $\sum r_{щ}$  зависит от технических данных щеток, применяемых в машине.

С точки зрения хорошей коммутации целесообразно применять щетки с большим удельным электрическим сопротивлением, например угольно-графитные. Однако такие щетки допускают

пониженную плотность тока в щеточном контакте, что требует увеличения поверхности коллектора главным образом за счет его длины. Это привело бы к увеличению габаритов машины и дополнительному расходу меди.

Уменьшить полную  $e_k$  коммутируемой секции можно несколькими способами, например применяя секции обмотки якоря с небольшим числом  $\omega_c$  витков ( $e_L \equiv \omega_c^2$ ;  $e_M \equiv \omega_c^2$ ;  $e_{вр} \equiv \omega_c$ ). Однако последнее не всегда выполнимо, так как требует для сохранения неизменным общего числа проводников якоря  $N$  увеличения числа секций, а следовательно, и числа коллекторных пластин.

Применяя более узкие щетки, можно уменьшить величину э. д. с. взаимной индукции. Однако это нецелесообразно, так как для сохранения неизменной площади контактной поверхности щеток пришлось бы увеличить их длину, а следовательно, и длину коллектора, что привело бы к увеличению габаритов машины и ее стоимости. Обычно ширина щетки принимается равной ширине двух-трех коллекторных пластин.

Наиболее эффективным методом уменьшения э. д. с. в коммутируемой секции является создание в зоне коммутации магнитного потока такой величины и направления, чтобы в коммутируемых секциях наводилась  $e_{вр}$ , компенсирующая  $e_p$ . В машине, работающей в естественных условиях, когда не принимаются меры по борьбе с искрением,  $e_p$  и  $e_{вр}$  практически направлены в одну сторону (действуют согласно):

$$\vec{e}_k = \vec{e}_p + \vec{e}_{вр}$$

Э. д. с. коммутации можно свести к нулю, если изменить направление э. д. с. вращения на обратное, так чтобы

$$\vec{e}_k = \vec{e}_p + \vec{e}_{вр} = 0.$$

Последнего можно достичь двумя путями: установкой добавочных полюсов и смещением щеток за физическую нейтраль.

В машинах мощностью свыше 1 кВт для изменения направления  $e_{вр}$  применяют добавочные полюсы, устанавливая их между главными полюсами (рис. 1.26).

М. д. с. этих полюсов  $F_{доб}$  направлена против м. д. с. якоря  $F_a$  и создает такой магнитный поток  $\Phi_{доб}$ , который уничтожает поток якоря в зоне коммутации и изменяет магнитную индукцию в этой зоне на обратную по направлению (знаку). При этом в коммутируемой секции наводится э. д. с.  $e_{вр}$  обратного знака, компенсирующая  $e_p$ :

$$\vec{e}_k = \vec{e}_p + \vec{e}_{вр} = 0.$$

Включение обмотки добавочных полюсов последовательно с обмоткой якоря обеспечивает удовлетворительную коммутацию в широком диапазоне нагрузок, так как в этом случае магнитные потоки добавочных полюсов  $\Phi_{доб}$  и якоря  $\Phi_a$  изменяются пропор-



ционально току (сердечники добавочных полюсов делаются ненасыщенными).

В электрических машинах мощностью до 1 кВт, наиболее широко применяемых в системах автоматики, установка добавочных полюсов нецелесообразна по двум причинам: во-первых, это технологически сложно из-за малых размеров машин;

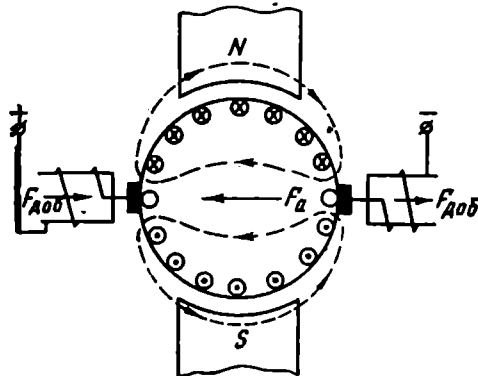


Рис. 1.26. Схема соединения обмотки добавочных полюсов

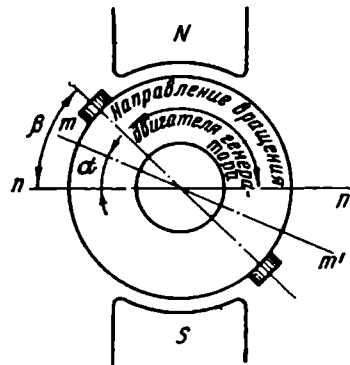


Рис. 1.27. Сдвиг щеток с геометрической нейтральной

во-вторых, условия коммутации в машинах такой мощности намного легче. Поэтому в этих машинах магнитное поле в зоне коммутации, необходимое для создания э. д. с. вращения, компенсирующей реактивную э. д. с., получают, смещая щетки с геометрической нейтральной  $лл'$  на угол  $\beta$  по направлению вращения якоря в генераторах или против вращения якоря в двигателях. Щетки следует смещать за физическую нейтраль  $mm'$  ( $\beta > \alpha$ ) так, чтобы индукция в зоне коммутации имела направление и величину, при которых в коммутируемых секциях наводилась э. д. с. вращения, достаточная для компенсации реактивной э. д. с. (рис. 1.27).

Смещение щеток за физическую нейтраль — простой и надежный способ улучшения коммутации, однако он не всегда одинаково эффективен. Например, в режиме работы машины с переменной нагрузкой при любом ее изменении пришлось бы менять положение щеток, так как положение физической нейтральной линии изменяется в зависимости от нагрузки. Поэтому обычно щетки устанавливают в определенное положение, при котором полная компенсация реактивной э. д. с. соответствует некоторой средней нагрузке, соответствующей наиболее продолжительному времени работы машины.

Для машин, работающих с изменением направления вращения — реверсивных машин, смещение щеток с геометрической нейтральной вообще недопустимо, так как направление смещения физической нейтральной линии меняется с изменением направления вращения. Поэтому смещение щеток в какую-либо сторону обеспе-

чило бы удовлетворительную коммутацию лишь при одном направлении вращения якоря, а при другом, наоборот, ухудшило бы ее.

### § 1.11. Потери и коэффициент полезного действия электрических машин постоянного тока

Преобразование энергии в электрических машинах всегда связано с потерями. Мощность  $P_2$ , отдаваемая машиной потребителю (полезная мощность), всегда меньше подводимой мощности  $P_1$  на величину потерь.

Потери мощности в электрической машине снижают к. п. д., вызывают нагрев и ухудшают ее эксплуатационные свойства. Потери мощности в электрических машинах вообще и машинах постоянного тока в частности можно разделить на три вида: магнитные, механические и электрические.

Магнитные потери или, как их еще называют, потери в стали складываются из потерь на вихревые токи и перемагничивание (гистерезис), возникающих в сердечнике якоря. Величина этих потерь  $P_m$  зависит от частоты перемагничивания сердечника якоря (частоты вращения), магнитной индукции, толщины листов стали, ее магнитных свойств и качества изоляции листов.

Механические потери складываются из потерь на трение (в подшипниках, щеток о коллектор, вращающихся частей машины о воздух), а также из потерь на вентиляцию машины. Механические потери мощности  $P_{мех}$  возрастают с увеличением частоты вращения.

Следует отметить, что величины магнитных и механических потерь мало зависят от величины нагрузочного тока машины. Поэтому при неизменной частоте вращения изменение нагрузки (тока якоря) машины почти не влияет на величину этих потерь.

Механические и магнитные потери называют *постоянными*.

Электрические потери — это потери в обмотках  $P_{э.в}$  и  $P_{э.ш}$  и щеточных контактах  $P_{э.шт}$ . Они определяются как произведение квадрата тока на суммарное сопротивление электрической цепи:

$$P_e = I_a^2 \sum r_{\tau}$$

В процессе работы электрическая машина нагревается, что влияет на сопротивление ее обмоток. Поэтому при расчете потерь следует значения сопротивления обмоток приводить к вполне определенной температуре. Для машин общего применения за такую температуру принята температура  $+75^\circ \text{C}$ . При этом

$$\sum r_{\tau} = \sum r_1 [1 + \alpha (75^\circ - \theta_1)],$$

где  $\sum r_1$  — сумма сопротивлений обмоток в цепи якоря при температуре окружающей среды  $\theta_1$ , Ом;  $\alpha$  — температурный коэффициент, для меди  $\alpha = 0,004 \text{ град}^{-1}$ .

Величина электрических потерь возрастает с увеличением тока нагрузки, поэтому их называют *переменными*.

Кроме основных (механических, магнитных и электрических) потерь в машине имеют место еще так называемые *добавочные потери*. Эти потери складываются из трудно учитываемых потерь: в полюсных наконечниках (магнитных); в сердечнике якоря, вызванных искажением основного магнитного поля действием реакции якоря; в меди обмотки якоря (от вихревых токов) и т. п. Величина добавочных потерь  $P_{доб}$  при номинальном режиме принимается равной 1% от полезной мощности.

К. п. д. электрической машины представляет собой отношение полезной мощности машины к подведенной мощности:

$$\eta = P_2 / P_1. \quad (1.21)$$

С учетом суммы потерь формула (1.21) запишется как

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \sum P} = \frac{P_1 - \sum P}{P_1} = 1 - \frac{\sum P}{P_1}, \quad (1.22)$$

где  $\sum P$  — сумма всех потерь в машине:

$$\sum P = P_{\text{м}} + P_{\text{мех}} + P_{\text{э.в}} + P_{\text{э.д}} + P_{\text{э.щ}} + P_{\text{доб}}. \quad (1.23)$$

Так как величина электрических потерь зависит от нагрузки машины  $P_2$ , то с ее изменением меняется к. п. д. (рис. 1.28).

Режим работы электрической машины, для которого она предназначена заводом-изготовителем, называется *номинальным режимом работы*. *Параметры* электрической машины, характеризующие этот режим, называются *номинальными* (напряжение  $U_{ном}$ , ток  $I_{ном}$ , мощность  $P_{ном}$ , частота вращения  $n_{ном}$  и т. п.), они указываются на щитке и в паспорте машины.

При работе машины холостую ( $P_2=0$ )  $\eta=0$ . С появлением нагрузки к. п. д. сначала резко увеличивается, что объясняется малой величиной электрических потерь в цепи якоря при небольших нагрузках ( $P_{э.д} \approx I_a^2 R_a$ ), затем рост его замедляется. Когда переменные потери станут равными постоянным потерям, что будет соответствовать полезной мощности  $P_2 = (0,7 + 0,8) P_{ном}$ , рост к. п. д. достигнет максимума. Дальнейшее увеличение нагрузки сопровождается уменьшением к. п. д., так как при этом скорость роста электрических потерь в цепи якоря начинает преобладать над скоростью роста полезной мощности.

При проектировании машины за счет изменения величин постоянных и переменных потерь можно практически получить максимум к. п. д. при любой нагрузке. Однако машины обычно проектируются так, чтобы максимум к. п. д. имел место при нагрузке  $P_2 = (0,7 \div 0,8) P_{ном}$ . Это объясняется стремлением создать условия, при которых электрическая машина большую часть времени работала бы с максимальным к. п. д.

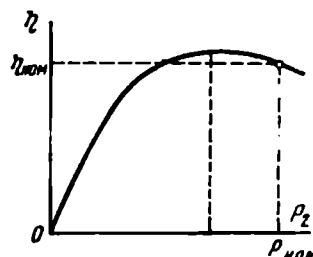


Рис. 1.28. Зависимость  $\eta = f(P_2)$

К. п. д., соответствующий номинальной нагрузке, называется *номинальным*  $\eta_{ном}$ . В электрических машинах постоянного тока  $\eta_{ном} = 50 \div 95\%$ . Более высокий к. п. д. имеют машины большой мощности.

## ГЛАВА II. КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

### § 2.1. Принцип действия и основные уравнения двигателя постоянного тока

Двигатели постоянного тока, несмотря на недостатки, обусловленные наличием коллектора и щеток, до настоящего времени применяются довольно широко. Это объясняется тем, что они позволяют плавно и в широком диапазоне регулировать частоту вращения, имеют сравнительно малые габариты и вес, а также высокий к. п. д.

Принцип действия двигателей постоянного тока (см. § 1.2) основан на взаимодействии тока проводников обмотки якоря  $I_a/(2a)$  с магнитным полем возбуждения  $B_{ср}$ , в результате чего на каждый проводник обмотки якоря действует электромагнитная сила (см. рис. 1.5)

$$F_{эм} = B_{ср} I_a / (2a). \quad (2.1)$$

Совокупность всех сил, действующих на проводники обмотки якоря, создает электромагнитный момент  $M$ , который приводит якорь двигателя во вращение:

$$M = F_{эм} \frac{D}{2} N = B_{ср} I_a \frac{D}{2a} \cdot \frac{D}{2} N, \quad (2.2)$$

здесь  $D$  — диаметр якоря;  $N$  — число активных проводников обмотки якоря.

Учитывая, что  $\pi D = 2p\tau$  (см. § 1.6), и подставляя в уравнение (2.2)  $D = 2p\tau/\pi$ , получим

$$M = B_{ср} I_a \tau \frac{D}{2a} \cdot \frac{2p}{2\pi} N.$$

Произведение  $B_{ср} I_a \tau$  представляет собой основной магнитный поток двигателя  $\Phi$ . Сделав необходимые преобразования, получим электромагнитный вращающий момент, Н·м:

$$M = [pN/(2\pi a)] \Phi I_a, \quad (2.3)$$

или

$$\boxed{M = c_m \Phi I_a}, \quad (2.4)$$

где  $c_m = pN/(2\pi a)$  — коэффициент, величина которого постоянна для данной машины;  $\Phi$  — магнитный поток, Вб;  $I_a$  — ток якоря, А

Помимо вращающего (электромагнитного) момента, на вал двигателя действуют тормозящие моменты: момент холостого хода  $M_0$ , обусловленный механическими и магнитными потерями; полезный момент  $M_2$  — противодействующий момент, создаваемый механизмом, который приводится в движение данным двигателем.

Если двигатель работает в статическом режиме, т. е. с установившейся частотой вращения ( $n = \text{const}$ ), то вращающий момент равен сумме противодействующих моментов:

$$M = M_0 + M_2 = M_c, \quad (2.5)$$

где  $M_c$  — статический момент сопротивления.

Если двигатель работает в динамическом (неустановившемся) режиме ( $n = \text{var}$ ), то помимо статического на вал двигателя действует динамический момент  $M_d$ :

$$M = M_c \pm M_d, \quad (2.6)$$

величина которого пропорциональна моменту инерции  $J$  вращающихся частей двигателя и механизма:

$$M_d = J \, d\omega/dt, \quad (2.7)$$

где  $\omega$  — угловая скорость двигателя.

Динамический момент соответствует изменению кинетической энергии вращающихся масс: при ускорении вращения момент  $M_d$  положителен [знак «+» в (2.6)], а при замедлении  $M_d$  отрицателен [знак «-» в (2.6)].

В процессе работы двигателя якорь вращается в магнитном поле. При этом в его обмотке наводится э. д. с., которая, как в этом нетрудно убедиться (рассматривая рис. 2.1 и применяя правило правой и левой руки), всегда направлена встречно току якоря (против приложенного к двигателю напряжения). Именно поэтому ее называют *противо-э. д. с.*:

$$E_a = c_e \Phi n.$$

Напряжение, подведенное к цепи якоря двигателя  $U$ , уравновешивается противо-э. д. с.  $E_a$  и падением напряжения на сопротивлениях цепи якоря  $\Sigma r$ :

$$U = E_a + I_a \Sigma r. \quad (2.8)$$

При номинальной нагрузке в двигателях средней мощности величина  $E_a$  составляет 90÷95% от  $U$  и соответственно падение напряжения — 10÷5%.

Преобразуя уравнение (2.8), получим выражение для тока якоря

$$I_a = \frac{U - E_a}{\Sigma r}. \quad (2.9)$$

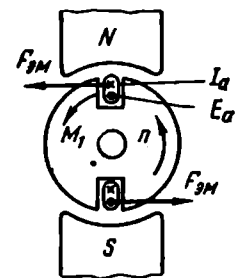


Рис. 2.1. Направление противо-э. д. с. в двигателе постоянного тока

Подставив в уравнение (2.8) выражение для противо-э. д. с., запишем соотношение

$$U = c_e \Phi n + I_a \sum r,$$

преобразовав которое, найдем выражение для частоты вращения

$$n = \frac{U - I_a \sum r}{c_e \Phi}. \quad (2.10)$$

Из (2.10) следует, что частота вращения якоря двигателя прямо пропорциональна подведенному напряжению  $U$ , зависит от сопротивления цепи якоря  $\sum r$  и обратно пропорциональна полезному магнитному потоку  $\Phi$ . Такую зависимость можно объяснить тем, что возрастание напряжения  $U$  или снижение магнитного потока  $\Phi$  вызывает увеличение разности  $U - E_a$ , что, в свою очередь, приводит к росту тока якоря  $I_a$  [см. (2.9)] и электромагнитного момента  $M$  [см. (2.4)]. В результате частота вращения двигателя увеличивается.

Из выражения (2.10) следует, что регулировать частоту вращения электродвигателей постоянного тока можно изменением:

- 1) подводимого к электродвигателю напряжения;
- 2) сопротивления цепи якоря;
- 3) магнитного потока.

Рассмотрим процесс пуска двигателей постоянного тока. В момент включения двигателя в сеть якорь неподвижен ( $n=0$ ), следовательно, противо-э. д. с. обмотки якоря равна нулю ( $E_a=0$ ). С учетом этого величина начального пускового тока согласно выражению (2.9)

$$I_{\text{пуск}} = U / \sum r.$$

Обычно сопротивление  $\sum r$  невелико, поэтому величина начального пускового тока может в  $10 \div 20$  раз превышать номинальный рабочий ток электродвигателя. Такое большое увеличение тока в цепи двигателя недопустимо, так как оно может вызвать «круговой огонь» на коллекторе и резкое падение напряжения в питающей сети (если мощность ее невелика), что плохо отразится на работе других потребителей энергии, включенных в сеть.

Для ограничения пускового тока и обеспечения плавности пуска двигателей применяют *пусковые реостаты*, включаемые последовательно с обмоткой якоря. В начальный момент пуска реостат вводят полностью. Затем, по мере нарастания частоты вращения якоря, а следовательно, и противо-э. д. с., сопротивление реостата постепенно уменьшают (выводят), так как ток якоря согласно соотношению (2.9) начинает снижаться. По окончании пуска реостат полностью выводят (пусковые реостаты обычно рассчитывают на кратковременный режим работы).

Сопротивление пускового реостата  $r_{\text{пуск}}$  выбирают таким, чтобы начальный пусковой ток превышал номинальный ток двигателя не более чем в  $2 \div 4$  раза:

$$I_{\text{пуск}} = U / (\sum r + r_{\text{пуск}}) = (2 \div 4) I_{\text{ном}}.$$

Во время пуска поток возбуждения должен быть максимальным, что необходимо для получения достаточного для пуска вращающего момента [см. (2.4)].

При пуске в ход двигателей малой мощности пусковые реостаты не применяют, поскольку из-за значительного сопротивления обмотки якоря этих двигателей величина пускового тока превышает номинальный рабочий ток лишь в 3÷5 раз, что не представляет опасности ни для двигателя, ни для питающей сети. К тому же вследствие малых моментов вращающихся масс эти двигатели имеют небольшое время пуска.

Иногда условия эксплуатации двигателя предусматривают изменение направления вращения (реверсирование) якоря, которое определяется двумя факторами: направлением магнитного потока возбуждения и направлением тока в обмотке якоря. Поэтому изменить направление вращения якоря возможно либо изменением направления магнитного потока (направления тока в обмотке возбуждения), либо изменением направления тока в обмотке якоря. При одновременном изменении направлений тока якоря и потока полюсов направление вращения остается неизменным.

## § 2.2. Двигатель параллельного возбуждения. Схема включения. Основные характеристики

В двигателе параллельного (независимого) возбуждения обмотку возбуждения включают параллельно обмотке якоря (рис. 2.2). Величина тока в обмотке возбуждения  $I_B$  меньше тока якоря  $I_a$ . Разница в величинах этих токов особенно велика в двигателях большой мощности, где  $I_B = (0,01 \div 0,03) I_{ном}$ . В двигателях мощностью 150 ÷ 250 Вт ток возбуждения  $I_B = (0,05 \div 0,1) I_{ном}$ , а в двигателях мощностью 5 ÷ 10 Вт —  $I_B = (0,3 \div 0,5) I_{ном}$ .

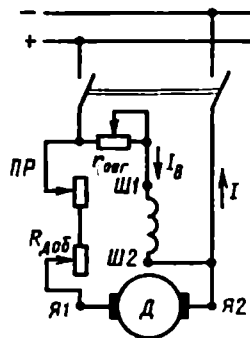


Рис. 2.2. Принципиальная схема включения двигателя постоянного тока параллельного возбуждения

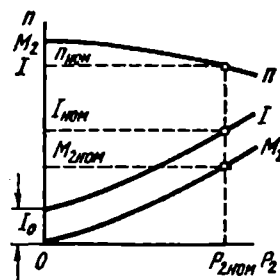


Рис. 2.3. Рабочие характеристики двигателя постоянного тока параллельного возбуждения

Двигатель параллельного возбуждения при работе от сети с неизменным по величине напряжением в принципе не отличается от двигателя независимого возбуждения, так как напряжение на его обмотке возбуждения не зависит от нагрузки.

На рис. 2.3 показаны рабочие характеристики двигателя параллельного возбуждения: зависимость частоты вращения  $n$ , величины потребляемого тока  $I$  и полезного (нагрузочного) момента  $M_2$  от полезной мощности  $P_2$  при неизменных напряжениях  $U$  и токе возбуждения  $I_b$ .

Характеристика  $n=f(P_2)$  имеет вид кривой, наклоненной к оси абсцисс. Такая форма характеристики объясняется тем, что с ростом нагрузки  $P_2$  увеличивается потребляемый двигателем ток  $I$ , что ведет к повышению падения напряжения в цепи якоря  $I_a \Sigma r$ , а следовательно, к уменьшению числителя  $U - I_a \Sigma r$  в выражении (2.10), т. е. к уменьшению частоты вращения. Одновременно с возрастанием нагрузочного тока усиливается реакция якоря (см. § 1.8) и происходит некоторое снижение потока  $\Phi$ , что всегда способствует некоторому увеличению  $n$ . Из-за реакции якоря характеристика  $n=f(P_2)$  не является прямолинейной. В двигателях малой мощности, имеющих обычно незначительное магнитное насыщение, размагничивающее действие реакции якоря настолько незначительно, что оно почти не влияет на форму характеристики  $n=f(P_2)$ , которая в этом случае практически линейна.

Характер зависимости  $M_2=f(P_2)$  можно объяснить с помощью выражения

$$M_2 = P_2 / \omega = 30 P_2 / (\pi n), \quad (2.11)$$

здесь  $M_2$  — полезный момент, Н·м;  $P_2$  — полезная мощность, Вт;  $\omega$  — угловая скорость, рад/с;  $n$  — частота вращения; об/мин.

Если бы частота вращения якоря была неизменной ( $n = \text{const}$ ), то график  $M_2=f(P_2)$  имел бы вид прямой. Однако с увеличением нагрузки частота вращения двигателя уменьшается, что приводит к нелинейности характеристики.

Кривая  $I=f(P_2)$  не выходит из начала координат, так как в режиме холостого хода ( $P_2=0$ ) двигатель потребляет из сети ток  $I_0$ , называемый *током холостого хода*.

*Механическая характеристика* двигателя представляет собой зависимость частоты вращения якоря от момента —  $n=f(M)$  — при неизменных напряжении сети ( $U = \text{const}$ ) и сопротивлении цепи возбуждения ( $r_b = \text{const}$ ). Чтобы получить выражение механической характеристики, преобразуем равенство (2.10):

$$n = \frac{U - I_a \Sigma r}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{I_a \Sigma r}{c_e \Phi}.$$

Подставив в последнее выражение значение тока  $I_a = M / (c_m \Phi)$  из (2.4), получим

$$n = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{\Sigma r M}{c_e c_m \Phi^2} = n_0 - \Delta n, \quad (2.12)$$



где  $n_0 = U / (c_e \Phi)$  — частота вращения идеального холостого хода ( $M=0$ );  $\Delta n = \sum r M / (c_e c_m \Phi^2)$  — изменение частоты вращения, вызванное действием нагрузки, т. е. моментом  $M_2 + M_0$ .

Если пренебречь размагничивающим действием реакции якоря и принять  $\Phi = \text{const}$ , то механическая характеристика двигателя параллельно возбуждения примет вид прямой, наклоненной к оси абсцисс (рис. 2.4, а, кривая 1). Если же в цепь якоря двигателя ввести добавочное сопротивление  $R_{доб}$  (см. рис. 2.2), зависимость  $n = f(M)$  будет определяться выражением

$$n = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{M (\sum r + R_{доб})}{c_e c_m \Phi^2}, \quad (2.13)$$

т. е. величина  $n_0$  остается неизменной, а величина  $\Delta n$  увеличивается, при этом угол наклона механической характеристики к оси абсцисс возрастает (рис. 2.4 а, кривые 2 и 3).

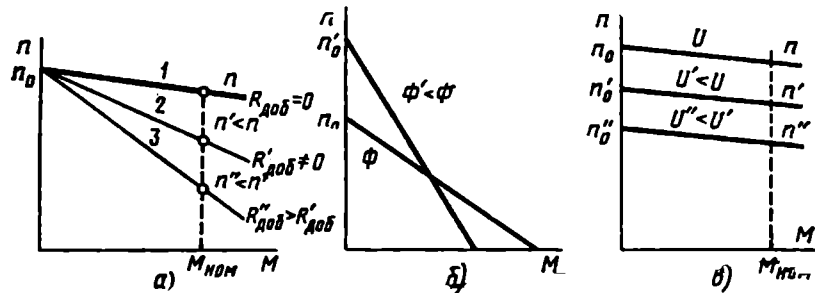


Рис. 2.4. Механические характеристики двигателя постоянного тока параллельного возбуждения

Полученные таким образом механические характеристики называются *искусственными*, в отличие от *естественных* характеристик, которые имеют место при  $R_{доб} = 0$ .

Естественная характеристика двигателя параллельного возбуждения является «жесткой», так как при изменении момента нагрузки частота вращения изменяется незначительно (на  $5 \div 10\%$ ). Искусственные характеристики двигателя с увеличением  $R_{доб}$  становятся «мягкими», так как изменениям момента  $\Delta M$  в этом случае соответствуют более значительные изменения частоты вращения. При большом  $R_{доб}$ , включенном в цепь якоря, работа двигателя становится неустойчивой, так как даже незначительное изменение момента  $\Delta M$  вызывает резкое изменение частоты вращения.

На вид характеристики  $n = f(M)$  влияет также величина магнитного потока. Так, при уменьшении  $\Phi$  увеличивается частота вращения идеального холостого хода  $n_0$  и одновременно повышается  $\Delta n$ . Это приводит к резкому изменению жесткости механической характеристики (рис. 2.4, б).

При изменении напряжения на якоре двигателя  $U$  изменяется частота  $n_0$ , а величина  $\Delta l$  остается постоянной. Следовательно, жесткость механических характеристик (если не учитывать реакцию якоря) не меняется: они смещаются по высоте, оставаясь параллельными друг другу (рис. 2.4, в).

### § 2.3. Регулирование частоты вращения двигателей параллельного возбуждения

Регулирование частоты вращения имеет большое значение при оценке свойств двигателей. Способы регулирования частоты вращения характеризуются следующими показателями: плавностью и диапазоном регулирования, экономичностью, определяемой стоимостью регулирующей аппаратуры и величиной потерь энергии в ней. Рассмотрим некоторые способы регулирования частоты вращения двигателей параллельного возбуждения.

**Регулирование частоты вращения изменением подводимого напряжения.** Как следует из формулы

$$n = \frac{U - I_a \Sigma r}{c_e \Phi},$$

с уменьшением  $U$  частота вращения уменьшается. Так как превышение номинального значения напряжения недопустимо, то этот способ позволяет изменять частоту вращения лишь в сторону уменьшения от номинальной. В двигателях малой мощности изменять подводимое напряжение можно посредством потенциометра. Вследствие небольшой мощности двигателя потери в потенциометре невелики. В двигателях средней и большой мощности изменение  $U$  возможно лишь при подключении двигателя к специальному генератору постоянного тока, т. е. при работе двигателя в системе «генератор — двигатель» (Г — Д).

**Регулирование частоты вращения изменением сопротивления в цепи якоря.** Оно осуществляется посредством реостата  $R_{доб}$  (см. рис. 2.2) и позволяет изменять частоту вращения лишь в сторону уменьшения от номинальной. Этот способ регулирования вызывает изменения жесткости механических характеристик (рис. 2.4, а), к тому же он неэкономичен, так как сопровождается значительными электрическими потерями на нагрев реостата. Так, при уменьшении частоты вращения в два раза потери мощности в реостате  $R_{доб}$  будут равны мощности, потребляемой непосредственно двигателем.

**Регулирование частоты вращения изменением магнитного потока.** Этот способ очень экономичен, но не всегда применим, так как при изменениях  $\Phi$  значительно меняется жесткость механических характеристик. При определенных условиях это может привести к неустойчивой работе двигателя. Этот способ регулирования позволяет изменять частоту вращения в сторону увеличения от номинальной.

Изменение магнитного потока  $\Phi$  осуществляется посредством реостата  $r_{\text{рег}}$  (см. рис. 2.2), включенного в цепь обмотки возбуждения. При повышении сопротивления  $r_{\text{рег}}$  уменьшаются ток в обмотке возбуждения  $I_{\text{в}}$  и магнитный поток  $\Phi$ , что вызывает увеличение частоты вращения [см. (2.10)].

Зависимость частоты вращения от тока возбуждения представлена *регулирующей характеристикой* двигателя  $n=f(I_{\text{в}})$  при неизменном напряжении на якоре  $U$  и нагрузочном моменте  $M_2$  (рис. 2.5). При малых значениях тока возбуждения, а тем более при обрыве цепи возбуждения ( $I_{\text{в}}=0$ ), частота вращения резко увеличивается, приводя к «разносу» двигателя, т. е. к его механическому разрушению. Поэтому очень важно следить за тем, чтобы все соединения в цепи возбуждения были надежными.

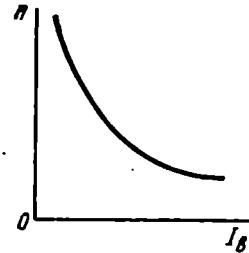


Рис. 2.5. Регулирующая характеристика двигателя постоянного тока параллельного возбуждения

**Импульсное регулирование частоты вращения.** Сущность этого способа регулирования иллюстрируется схемой, изображенной на рис. 2.6, а. Цепь обмотки якоря двигателя, который в этом случае имеет независимое возбуждение, периодически прерывается ключом  $K$ . Во время замыкания цепи якоря на время  $t_1$  к обмотке якоря подводится напряжение  $U=U_n$  и ток в ней достигает значения  $I_{\text{max}}$  (рис. 2.6, б). Затем ключом  $K$  цепь якоря размыкают и ток в ней убывает, достигая к моменту следующего замыкания цепи значения  $I_{\text{min}}$  (при размыкании ключа  $K$  ток в якоре замыкается через диод  $D$ ). При следующем замыкании ключа  $K$

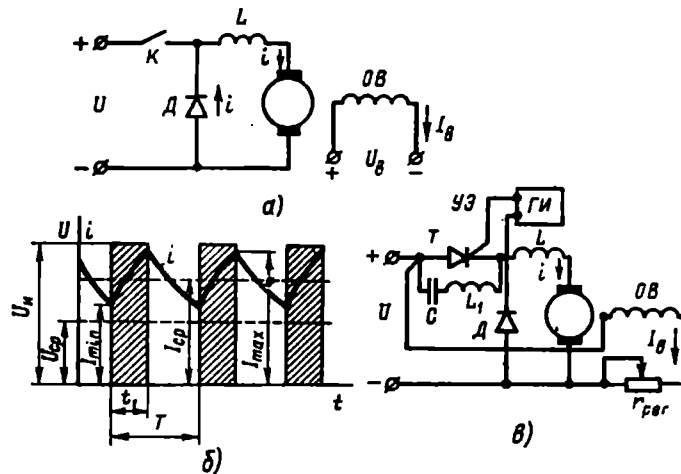


Рис. 2.6. Импульсное регулирование частоты вращения двигателя постоянного тока

ток вновь достигает значения  $I_{\max}$  и т. д. Таким образом, к обмотке якоря подводится некоторое среднее напряжение

$$U_{\text{ср}} = Ut_1/T = \gamma U, \quad (2.14)$$

где  $T$  — время между двумя следующими друг за другом импульсами напряжения (рис. 2.6, б);  $\gamma = t_1/T$  — коэффициент управления.

При этом в обмотке якоря проходит ток, среднее значение которого

$$I_{\text{ср}} = 0,5(I_{\max} + I_{\min}). \quad (2.15)$$

Частота вращения двигателя при импульсном регулировании

$$n = (\gamma U - I_{\text{ср}} \sum r) / (c_e \Phi). \quad (2.16)$$

Таким образом, импульсное регулирование аналогично регулированию изменением величины  $U$  и обеспечивает изменение частоты вращения лишь в сторону уменьшения от номинальной. Для снижения пульсаций тока в цепь якоря включена катушка индуктивности  $L$ . Частота подачи импульсов принимается равной  $200 \div 400$  Гц.

На рис. 2.6, в представлена одна из возможных схем импульсного регулирования, где в качестве ключа применен тиристор  $T$ . Открывается тиристор подачей кратковременного импульса от генератора импульсов  $ГИ$  на управляющий электрод  $УЭ$  тиристора  $T$ . Цепь  $L_1C$ , шунтирующая тиристор, служит для запираания последнего в интервале между двумя управляющими импульсами.

Происходит это следующим образом. При открывании тиристора конденсатор  $C$  перезаряжается через контур  $L_1C$  и создает на силовых электродах тиристора напряжение, обратное напряжению сети, при котором прекращается прохождение тока через тиристор. Время ( $t$ ) открытого состояния тиристора определяется параметрами цепи  $L_1C$ :

$$t = \pi \sqrt{L_1 C},$$

где  $L_1$  измеряется в генри (Г);  $C$  — в фарадах (Ф).

Изменением частоты следования управляющих импульсов регулируется среднее значение напряжения  $U_{\text{ср}}$ .

Двигатели параллельного (независимого) возбуждения благодаря линейности и жесткости механических характеристик, а также возможности плавного регулирования частоты вращения в широких пределах получили распространение как в силовом электроприводе (для привода механизмов и станков), так и в схемах автоматики.

#### § 2.4. Двигатель последовательного возбуждения

В двигателях последовательного возбуждения обмотка возбуждения включается последовательно с обмоткой якоря (рис. 2.7). Ток возбуждения двигателя равен току якоря ( $I_{\text{в}} = I_a$ ), что придает этим

двигателям особые свойства. Так, при небольших нагрузках ( $I_a < I_{ном}$ ), когда магнитная цепь машины ненасыщена ( $\Phi \approx I_a$ ), электромагнитный момент  $M$  пропорционален квадрату тока якоря:

$$M = c_m \Phi I_a = c'_m I_a^2 \quad (2.17)$$

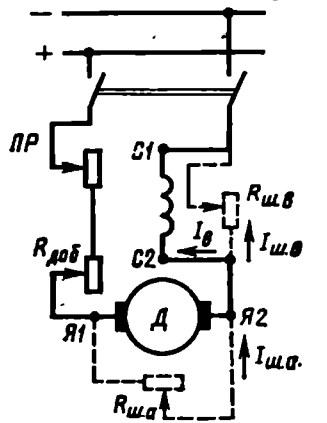


Рис. 2.7. Принципиальная схема включения двигателя постоянного тока последовательного возбуждения

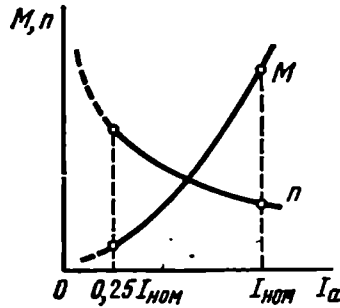


Рис. 2.8. Рабочие характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения

С увеличением нагрузки магнитная цепь машины насыщается и пропорциональность между потоком  $\Phi$  и током  $I_a$  нарушается. При значительных насыщениях поток практически постоянен. Зависимость электромагнитного момента  $M$  от тока якоря  $I_a$  (рис. 2.8) в начальной части (когда нет насыщения) имеет форму параболы, затем отклоняется от параболы и в области больших нагрузок переходит в прямую.

Зависимость частоты вращения  $n$  от тока якоря  $I_a$  определяется выражением (2.10):  $n = (U - I_a \Sigma r) / (c_e \Phi)$ .

Поскольку магнитный поток увеличивается с ростом тока нагрузки  $I_a$ , характеристика двигателя  $n = f(I_a)$  при  $U = \text{const}$  имеет резко падающий характер (рис. 2.8). В области небольших нагрузок, когда магнитная система машины ненасыщена и  $\Phi \approx I_a$ , эта характеристика имеет вид гиперболы; с увеличением нагрузки машина насыщается и характеристика становится более полой.

Следует обратить внимание на недопустимость работы электродвигателей последовательного возбуждения в режиме холостого хода (без нагрузки) или с нагрузкой менее 25% от номинальной, так как при этом магнитный поток слишком мал и частота вращения достигает чрезмерно больших значений, что ведет к «разносу» электродвигателя. Исключение составляют двигатели последо-

тельного возбуждения малых мощностей (до 100 Вт), которые могут работать в режиме холостого хода. Объясняется это тем, что мощность механических потерь этих двигателей при больших частотах вращения соизмерима с их номинальной мощностью.

*Механическая характеристика* двигателя последовательного возбуждения  $n=f(M)$  при  $U=\text{const}$  представлена на рис. 2.9

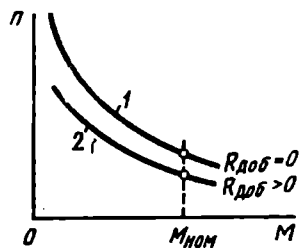


Рис. 2.9. Механические характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения

(кривая 1). При введении добавочного сопротивления  $R_{доб}$  в цепь якоря механическая характеристика смещается в область меньших частот вращения (кривая 2).

Способность двигателей последовательного возбуждения развивать большой электромагнитный момент, пропорциональный квадрату тока нагрузки, обеспечивает этим двигателям хорошие пусковые свойства — большой пусковой момент при сравнительно малом токе.

*Регулирование частоты вращения в двигателе последовательного возбуждения возможно тремя способами:* изменением  $U$ ,  $\Sigma r$  и  $\Phi$ .

Причем регулирование частоты вращения изменением напряжения  $U$  (см. рис. 2.7) и изменением сопротивления цепи якоря  $R_{доб}$  производится так же, как и в двигателе параллельного возбуждения.

При регулировании частоты вращения изменением магнитного потока  $\Phi$  здесь возможны две схемы.

В первой схеме реостат  $R_{ш.в}$  включается параллельно обмотке возбуждения. Уменьшение  $R_{ш.в}$  сопровождается уменьшением тока возбуждения  $I_v = I_a - I_{ш.в}$ , а следовательно, ростом частоты вращения.

Во второй схеме реостат  $R_{ш.я}$  включается параллельно обмотке якоря и уменьшение  $R_{ш.я}$  сопровождается увеличением тока возбуждения  $I_v = I_a + I_{ш.я}$ , что вызывает снижение частоты вращения. Однако значительные потери на нагрев реостата  $R_{ш.я}$  делают этот способ регулирования частоты вращения неэкономичным, что ограничивает его применение.

## § 2.5. Коллекторный двигатель переменного тока и универсальный двигатель

Коллекторные двигатели переменного тока в принципе отличаются от двигателей постоянного тока лишь тем, что их магнитную систему, включая статор и полюсы, делают шихтованной из листовой электротехнической стали. Это необходимо для уменьшения магнитных потерь, которые в двигателе переменного тока имеют повышенную величину, так как магнитный поток возбуждения является переменным (изменяется с частотой сети).

Электромагнитный (вращающий) момент в коллекторном двигателе переменного тока создается так же, как в двигателе постоянного тока, за счет взаимодействия тока якоря  $I_a$  с магнитным потоком возбуждения  $\Phi$ :

$$M = c_m I_a \Phi.$$

Однако здесь и ток якоря, и магнитный поток изменяются с частотой сети, причем поток несколько отстает по фазе от тока за счет потерь в стали (рис. 2.10):

$$I = I_{\max} \sin \omega t;$$

$$\Phi = \Phi_{\max} \sin (\omega t - \delta).$$

Подставив выражения  $I$  и  $\Phi$  в уравнение момента и преобразовав его, получим

$$M = \frac{c_m}{2} I_{\max} \Phi_{\max} \cos \delta - \frac{c_m}{2} I_{\max} \Phi_{\max} \sin (2\omega t - \delta),$$

или

$$M = M_{\text{const}} + M_{\text{var}}. \quad (2.18)$$

Из выражения (2.17) следует, что вращающий момент коллекторного двигателя переменного тока имеет две составляющие: постоянную (не зависящую от  $t$ )

$$M_{\text{const}} = 0,5 c_m I_{\max} \Phi_{\max} \cos \delta;$$

переменную (изменяющуюся с удвоенной частотой сети)

$$M_{\text{var}} = -0,5 c_m I_{\max} \Phi_{\max} \sin (2\omega t - \delta).$$

На рис. 2.10 представлена зависимость электромагнитного момента коллекторного двигателя переменного тока в функции времени. Анализ ее показывает, что фазовый сдвиг  $\delta$  является причиной появления в течение каждого периода некоторого отрицательного значения электромагнитного момента. С увеличением фазового сдвига  $\delta$  отрицательная составляющая момента возрастает и при  $\delta = 90^\circ$  становится равной положительной составляющей. В этом случае среднее за период значение момента равно нулю и двигатель не работает. Коллекторные двигатели переменного тока выполняются с последовательным возбуждением — ток якоря является также и током возбуждения. Этим объясняется то, что фазовый сдвиг  $\delta$  между током  $I$  и потоком  $\Phi$  невелик.

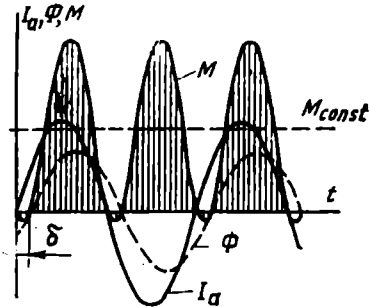


Рис. 2.10. Кривые вращающего момента, тока и магнитного потока коллекторного двигателя переменного тока

Анализ зависимости  $M = f(t)$  показывает также, что в течение периода величина момента не остается постоянной, а достигает максимума, когда произведение тока на поток максимально,

и падает до нуля при нулевом значении одного из сомножителей. Однако пульсации момента не нарушают работу двигателя, так как частота пульсаций велика, а вращающиеся части обладают значительной инерцией.

По своим рабочим свойствам коллекторный двигатель переменного тока напоминает двигатель постоянного тока последовательного возбуждения. Большим недостатком коллекторных

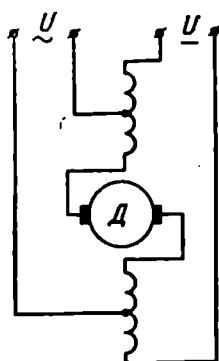


Рис. 2.11. Принципиальная схема универсального коллекторного двигателя последовательного возбуждения

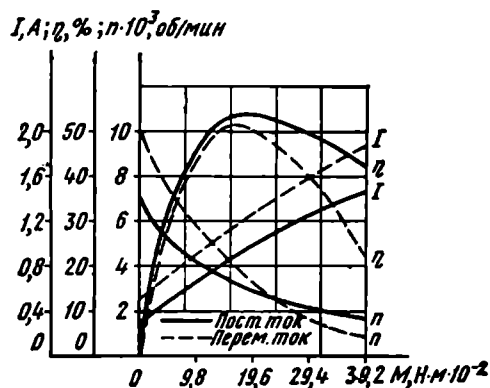


Рис. 2.12. Рабочие характеристики универсального коллекторного двигателя

двигателей переменного тока является неудовлетворительная коммутация, сопровождающаяся искрением на щетках. Объясняется это тем, что в коммутируемых секциях обмотки якоря кроме реактивной составляющей э.д.с.  $e_p$  и э.д.с. вращения  $e_{вр}$  (см. § 1.9) возникает еще и трансформаторная э.д.с.  $e_{тр}$ , наводимая переменным магнитным потоком возбуждения.

Универсальные коллекторные двигатели получили большое распространение в устройствах автоматики и в бытовых электроприборах. Это двигатели малой мощности, которые могут работать как от постоянного, так и от переменного тока. Магнитная система их выполняется полностью шихтованной из листовой электротехнической стали.

В универсальном коллекторном двигателе стремятся получить примерно одинаковые частоты вращения при номинальной нагрузке как на постоянном, так и на переменном токе. Достигается это тем, что обмотку возбуждения электродвигателя выполняют с ответвлениями: при работе электродвигателя от сети постоянного тока обмотка возбуждения используется полностью, а при работе от сети переменного тока — лишь частично (рис. 2.11).



Однако и в этом случае наблюдается расхождение характеристик двигателей, работающих на постоянном и переменном токах, обусловленное тем, что при работе на переменном токе на величину и фазу тока оказывают влияние индуктивные сопротивления обмоток якоря и возбуждения. Уменьшение числа витков обмотки возбуждения двигателя, работающего на переменном токе, обеспечивает сближение механических характеристик лишь при номинальной нагрузке. На рис. 2.12 приведены рабочие характеристики универсального коллекторного двигателя мощностью 55 Вт.

Величина тока, потребляемого универсальным двигателем при работе на переменном токе, больше, чем при работе этого же двигателя на постоянном токе, так как переменный ток помимо активной составляющей имеет еще и реактивную составляющую. К. п. д. универсального двигателя на переменном токе ниже, чем на постоянном, что объясняется повышенными магнитными и электрическими потерями.

Регулирование частоты вращения двигателей переменного тока и универсальных двигателей осуществляется точно так же, как и двигателей постоянного тока с последовательным возбуждением (см. § 2.4).

## § 2.6. Бесконтактные двигатели постоянного тока

Двигатели постоянного тока с механическим коммутатором — коллектором — имеют ряд существенных недостатков, обусловленных наличием щеточно-коллекторного узла, что значительно ограничивает области их применения, особенно в тяжелых условиях

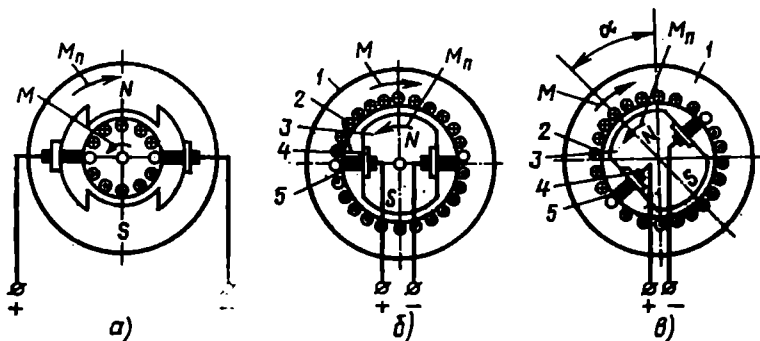


Рис. 2.13. Упрощенные модели двигателей постоянного тока

эксплуатации (агрессивные среды, пониженное давление воздуха, тряска, вибрация и т. п.).

Для обеспечения надежной работы в тяжелых условиях эксплуатации в схемах автоматики в последнее время стали приме-

няться бесконтактные двигатели постоянного тока. Эти двигатели не имеют скользящих контактов — коллектора и щеток. У них механический коммутатор (щетками — коллектор) заменен полупроводниковым коммутатором, что обеспечивает высокую надежность работы.

Рассмотрим принцип действия бесконтактного двигателя постоянного тока на примере модели обычного двигателя (рис. 2.13, а) и двух моделей обращенного двигателя (рис. 2.13, б, в). Обращенный двигатель имеет наружный неподвижный якорь 1, набранный из листов электротехнической стали, в пазах которого располагается обмотка 2, не отличающаяся от обмотки якоря обычного (необращенного) двигателя. В расточке якоря обращенного двигателя располагается постоянный магнит 3, на котором в щеткодержателях 4 укреплены щетки 5, скользящие непосредственно по оголенным проводникам обмотки якоря, как в двигателях с печатными обмотками (см. § 3.5).

При подаче напряжения на щетки по обмотке якоря протекает ток, причем, как и в машине постоянного тока обычной конструкции, по одну сторону от оси щеток — ток одного направления, по другую — противоположного. От взаимодействия тока якоря с магнитным потоком полюсов возникает вращающий момент, который стремится повернуть якорь и полюсы (вследствие равенства сил действия силам противодействия) в различных направлениях ( $M$ ,  $M_n$ ). Так как в рассматриваемой машине якорь неподвижен, то поворачивается (вращается) постоянный магнит (ротор) вместе с укрепленными на нем щетками.

Допустим, что ротор повернулся на некоторый угол  $\alpha$  (рис. 2.13, в). При этом за счет перемещения щеток изменятся токи в обмотке якоря. Однако, как и прежде (рис. 2.13, б), по одну сторону от линии щеток протекает ток одного направления, по другую — противоположного. Вращающий момент сохранит свое направление и ротор будет продолжать вращение. При этом щетки будут непрерывно изменять направление тока в секциях таким образом, что направление вращающего момента будет сохраняться неизменным.

Под действием вращающего момента  $M_n = M$  частота вращения ротора  $n$  возрастет. При этом возрастет и противодействующая напряжению э. д. с.  $E_a = c_a n \Phi$ , наводимая потоком постоянного магнита. Ток якоря  $I_a = (U - E_a) / r_a$  уменьшится. Частота вращения  $n$  установится при равенстве вращающего момента  $M$ , развиваемого двигателем, моменту сопротивления ( $M = c_m \Phi I_a = M_c$ ).

В рассматриваемой модели щетки выполняют роль переключателя — коммутатора, действующего синхронно с вращением ротора. Они так переключают секции обмотки якоря, что токи в обмотке под соответствующими полюсами магнита всегда имеют одно и то же направление.

Механический щеточно-коллекторный коммутатор, как уже говорилось ранее, элемент весьма ненадежный. В обращенной машине, где обмотка якоря неподвижна, его несложно заменить

статическим полупроводниковым переключателем — коммутатором, управляемым каким-либо датчиком положения ротора, который расположен на валу двигателя. Статический коммутатор, получая сигналы управления от датчика положения ротора, может обеспечить при вращении ротора такое же изменение токов в обмотке якоря, как и щетки с коллектором.

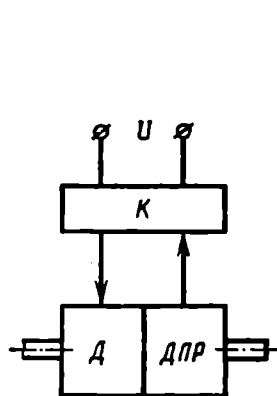


Рис. 2.14. Структурная схема бесконтактного двигателя постоянного тока

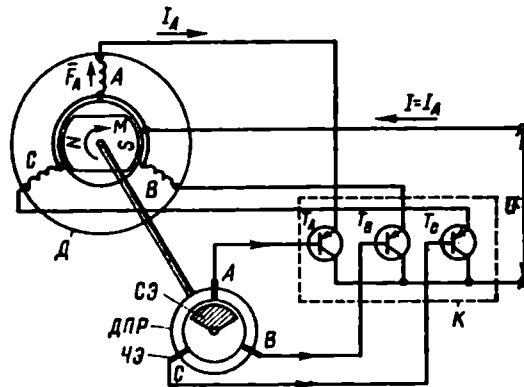


Рис. 2.15. Упрощенная принципиальная схема бесконтактного двигателя постоянного тока

Бесконтактные двигатели постоянного тока, как правило, состоят из трех элементов (рис. 2.14):

1) бесконтактного двигателя  $D$  с  $m$ -фазной обмоткой на статоре и возбужденным ротором, выполняемым в виде постоянного магнита;

2) датчика положения ротора  $ДПР$ , размещенного в одном корпусе с двигателем и вырабатывающего сигналы управления, которые определяют момент времени и последовательность коммутации обмоток двигателя;

3) бесконтактного коммутатора  $К$ , осуществляющего по сигналам  $ДПР$  коммутацию токов в обмотках статора двигателя.

Принцип действия бесконтактного двигателя рассмотрим, анализируя упрощенную схему (рис. 2.15). В нее входит двигатель с шихтованным из электротехнической стали статором, в пазах которого располагаются три сдвинутые в пространстве относительно друг друга на  $120^\circ$  обмотки статора  $A$ ,  $B$  и  $C$ , соединенные в звезду. Ротор двигателя выполнен в виде постоянного магнита.

В одном корпусе с двигателем находится датчик положения. Ротор датчика положения имеет вид сегмента с дугой, несколько меньшей  $120^\circ$ , расположенного на одном валу с двигателем. Сегмент является сигнальным элементом  $СЭ$  датчика положения.

На статоре этого датчика располагаются чувствительные элементы ЧЭ. Их число равно числу обмоток двигателя, а положение соответствует положению соответствующих обмоток (рис. 2.15). В качестве чувствительных элементов могут использоваться датчики э. д. с. Холла, магнитодиоды и т. д. Под воздействием сигнала элемента (сектора) они вырабатывают управляющие сигналы, поступающие в коммутатор.

Коммутатор в рассматриваемой схеме состоит из трех транзисторов  $T_A$ ,  $T_B$ ,  $T_C$ , включенных последовательно с обмотками  $A$ ,  $B$ ,  $C$  двигателя. Управляющие сигналы на транзисторы поступают с соответствующих чувствительных элементов датчика положения. Транзисторы работают в ключевом режиме, т. е. имеют два устойчивых состояния — «закрыт» или «открыт». Первое состояние имеет место при отсутствии сигнала с чувствительного элемента датчика положения, второе — при наличии этого сигнала.

В положении, которое изображено на рис. 2.15, сигнальный элемент СЭ датчика положения находится около чувствительного элемента, соответствующего обмотке  $A$  статора. При этом за счет управляющего сигнала (напряжения), поступающего с этого элемента, открыт транзистор  $T_A$  и по обмотке  $A$  статора двигателя протекает ток. Транзисторы  $T_B$  и  $T_C$  закрыты и ток в обмотках  $B$  и  $C$  отсутствует.

Взаимодействие тока  $I_A$  обмотки  $A$  статора с потоком постоянного магнита ротора создает вращающий момент, который, воздействуя на ротор двигателя, поворачивает его по часовой стрелке. Вместе с ротором двигателя поворачивается и ротор датчика положения — его сигнальный элемент.

При повороте ротора на угол, несколько больший  $60^\circ$ , сигнальный элемент датчика положения ротора отойдет от чувствительного элемента  $A$  и будет воздействовать на чувствительный элемент  $B$ . При этом транзистор  $T_A$  закроется, а транзистор  $T_B$  откроется. По обмотке  $B$  двигателя будет протекать ток  $I_B$ , от взаимодействия которого с полем постоянного магнита ротора возникнет вращающий момент и ротор будет продолжать вращаться по часовой стрелке.

Когда угол поворота ротора станет несколько больше  $180^\circ$ , сигнальный элемент будет воздействовать на чувствительный элемент  $C$ . При этом ток потечет лишь по обмотке  $C$  двигателя. Момент, развиваемый ротором двигателя от взаимодействия тока с постоянным магнитом, будет продолжать вращать ротор по часовой стрелке.

Таким образом осуществляется работа бесконтактного двигателя постоянного тока.

При вращении ротора поток постоянного магнита наводит э. д. с.  $E_a$  в обмотке якоря, которая вместе с падением напряжения на сопротивлении обмотки  $r_a$  уравнивает приложенное к двигателю напряжение, как и в обычной машине постоянного тока ( $U = E_a + I_a r_a$ ). Ротор двигателя разгоняется до такой ча-

тоты, при которой вращающий момент, развиваемый двигателем, равен моменту сопротивления.

На рис. 2.15 изображен двигатель с тремя обмотками на статоре. Если увеличить число обмоток, а следовательно, число чувствительных элементов датчика положения и число транзисторов коммутатора до числа секций, которое имеет обычный двигатель постоянного тока, и считать, что транзисторы открываются и закрываются мгновенно, то по своим свойствам и характеристикам бесконтактный двигатель постоянного тока будет идентичен двигателю постоянного тока обычной конструкции.

Однако увеличение числа обмоток статора бесконтактного двигателя связано со значительными трудностями. Дело в том, что схемы реальных коммутаторов бесконтактных двигателей значительно сложнее той упрощенной принципиальной схемы, которая представлена на рис. 2.15.

В реальных схемах для обеспечения нормальной работы датчика положения ротора, усиления сигналов управления его чувствительных элементов, обеспечения четкой работы транзисторов коммутатора и т. п. используется большое число самых различных вспомогательных элементов, которые значительно усложняют схему коммутатора, увеличивают ее габариты и стоимость. Именно поэтому при проектировании бесконтактных двигателей всегда стремятся к минимально возможному числу обмоток статора, что приводит к уменьшению числа чувствительных элементов датчика положения ротора. Число обмоток статора обычно не превышает четырех.

Небольшое число обмоток обуславливает целый ряд особенностей бесконтактного двигателя по сравнению с контактным:

1) скачкообразное перемещение м. д. с. и поля статора в пространстве (для рис. 2.15 эти скачки равны  $120^\circ$ ), что вызывает изменение величины вращающего момента и неравномерность частоты вращения ротора;

2) пульсацию тока, потребляемого двигателем;

3) повышенную индуктивность обмоток якоря вследствие большого числа их витков, чего не наблюдается в обычных двигателях постоянного тока, в которых суммарное число витков обмотки якоря разделяется на значительное число секций, равное, как известно, числу коллекторных пластин (см. § 1.5).

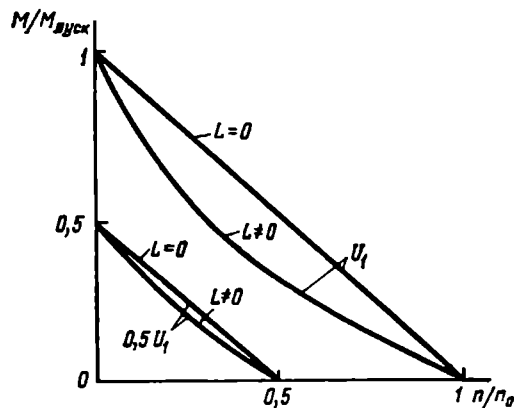


Рис. 2.16. Механические характеристики бесконтактного двигателя постоянного тока

Эти особенности отражаются на характеристиках бесконтактного двигателя, которые в целом схожи с характеристиками коллекторных двигателей постоянного тока. На рис. 2.16 представлены механические характеристики бесконтактного двигателя постоянного тока. В случае, если индуктивность секций примерно равна нулю ( $L \approx 0$ ), рассматриваемые характеристики аналогичны характеристикам обычного двигателя постоянного тока. С увеличением  $L$  они становятся более нелинейными.

Недостатком бесконтактных двигателей постоянного тока является сложность устройства (собственно двигатель + датчик положения + коммутатор) и высокая их стоимость. Именно поэтому они применяются лишь в особенно ответственных устройствах автоматики.

В настоящее время еще не разработана классическая схема бесконтактного двигателя. По своему устройству они весьма разнообразны.

Кроме рассмотренных выше бесконтактных двигателей постоянного тока в схемах автоматики начали использоваться аналогичные им по устройству двигатели переменного тока.

### ГЛАВА III. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

#### § 3.1. Общие сведения

В устройствах автоматики в настоящее время широко применяются управляемые электрические двигатели небольшой мощности, преобразующие электрический сигнал — напряжение управления (или его фазу — в двигателях переменного тока) в механическое перемещение — вращение вала. Такие электрические двигатели обычно называются *исполнительными*.

Исполнительные двигатели являются весьма важными элементами схем автоматики. От четкости их работы зависит качество работы всей, часто весьма сложной, автоматической системы. Поэтому к исполнительным двигателям предъявляются повышенные, по сравнению с обычными двигателями, требования. Поскольку исполнительные двигатели применяются обычно в следящих системах, они практически никогда не работают в номинальном режиме. Для их работы характерны частые пуски, остановки, реверсы. Частота вращения их, как правило, невелика и знакопеременна, поэтому они никогда не снабжаются вентиляторами. Для сокращения времени переходных процессов, в которых почти постоянно находятся исполнительные двигатели, их стремятся выполнять малоинерционными.

Характер требований, предъявляемых к исполнительным двигателям постоянного и переменного тока, определяется специ-

фикой их работы в схемах. Основными из требований являются:

- отсутствие самохода — самоторможение двигателя при снятии сигнала управления (в двигателях переменного тока);
- широкий диапазон регулирования частоты вращения;
- линейность регулировочных и механических характеристик;
- устойчивость работы во всем диапазоне частот вращения двигательного режима;
- большой пусковой момент;
- малая мощность управления;
- быстрое действие;
- надежность в работе;
- малые габариты и вес.

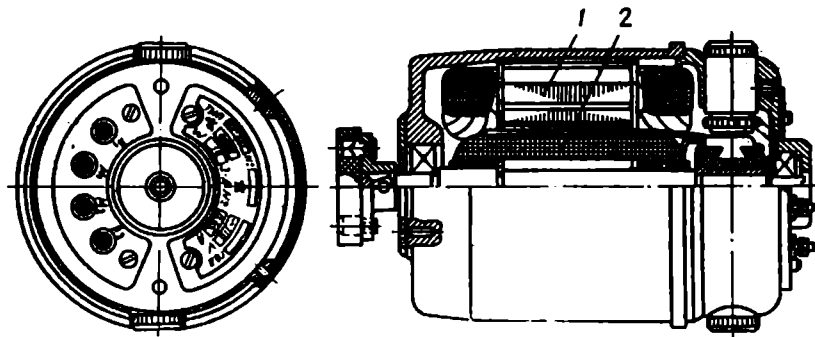


Рис. 3.1. Устройство исполнительного двигателя постоянного тока серии СЛ

В настоящее время в качестве исполнительных двигателей используются либо двухфазные асинхронные двигатели переменного тока с повышенным активным сопротивлением ротора, либо двигатели постоянного тока с независимым возбуждением или возбуждением от постоянных магнитов.

Почти все исполнительные двигатели (исключение составляют лишь двигатели с постоянными магнитами) имеют две обмотки: одна из них постоянно подключена к сети и называется *обмоткой возбуждения*; на другую — *обмотку управления* — электрический сигнал подается лишь тогда, когда необходимо вращение вала. От величины (или фазы) напряжения управления зависит частота вращения и величина вращаемого момента исполнительного двигателя, а следовательно, и развиваемая им механическая мощность.

Исполнительные двигатели постоянного тока (рис. 3.1) по конструкции отличаются от двигателей постоянного тока общего (широкого) применения только тем, что имеют шихтованные не только якорь 2, но и статор и полюсы 1, что необходимо из-за работы исполнительных двигателей в переходных режимах. Магнитная цепь исполнительных двигателей ненасыщена, поэтому

реакция якоря практически не влияет на их рабочие характеристики.

В качестве исполнительных двигателей постоянного тока в настоящее время используются двигатели как с независимым возбуждением, так и с постоянными магнитами. У двигателей с независимым возбуждением в качестве обмотки управления используется либо обмотка якоря — двигатели с якорным управлением (рис. 3.2, а), либо обмотка полюсов — двигатели с полюсным управлением (рис. 3.2, б).

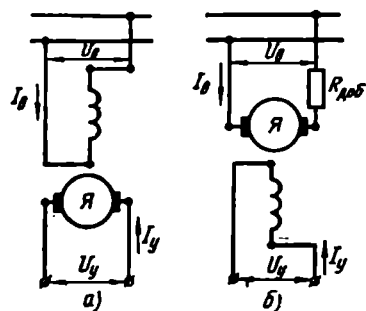


Рис. 3.2. Схемы включения исполнительных двигателей постоянного тока

В зависимости от конструкции якорей исполнительные двигатели постоянного тока можно разделить на три вида — с обычным, гладким и малоинерционным якорями.

У двигателей с обычным якорем обмотка якоря укладывается в пазы шихтованного пакета якоря. Недостатком таких двигателей является сравнительно плохая коммутация — значительное искрение под щетками.

У двигателей с гладким якорем пазы отсутствуют. Обмотка укладывается непосредственно на гладкую цилиндрическую поверхность

шихтованного пакета стали якоря и укрепляется на ней с помощью специальных бандажей. Недостаток двигателей с гладким якорем — увеличенный немагнитный промежуток между полюсами и пакетом стали якоря, а следовательно, и увеличенное магнитное сопротивление на пути основного потока двигателя. Положительное качество двигателей с гладким якорем — улучшенная (почти безыскровая) коммутация вследствие уменьшения индуктивного сопротивления обмотки якоря. В настоящее время в схемах автоматики широко применяются исполнительные двигатели малой мощности с гладким якорем серии МИГ.

Конструктивные схемы двигателей с малоинерционными якорями представлены в § 3.5.

### § 3.2. Исполнительный двигатель с якорным управлением

У исполнительных двигателей с якорным управлением обмоткой возбуждения является обмотка полюсов, а обмоткой управления — обмотка якоря (см. рис. 3.2, а). На все время работы автоматического устройства обмотку возбуждения подключают к сети с постоянным напряжением  $U_в$ . На обмотку управления подают сигнал  $U_у$  — напряжение управления — лишь тогда, когда не-



обходимо вращение якоря двигателя. От величины напряжения управления зависит величина вращающего момента и частота вращения двигателя. При изменении полярности напряжения управления меняется направление вращения якоря двигателя.

Так как при работе двигателя напряжение возбуждения  $U_B$  постоянно, то ток в обмотке возбуждения  $I_B$ , а следовательно, и магнитный поток  $\Phi_B$  также постоянны ( $\Phi_B \equiv I_B \equiv U_B$ ):

$$\Phi_B = c_\Phi U_B. \quad (3.1)$$

При вращении якоря в обмотке якоря (управления) наводится противо-э. д. с.  $E_y$ , величина которой пропорциональна потоку  $\Phi_B$  и частоте вращения  $n$ :

$$E_y = c_e \Phi_B n = c_e c_\Phi U_B n.$$

Ток якоря (обмотки управления) определяется согласно выражению (2.9):

$$I_y = (U_y - E_y) / r_y = (U_y - c_e c_\Phi U_B n) / r_y, \quad (3.2)$$

где  $r_y$  — сопротивление обмотки якоря (управления).

Вращающий момент двигателя развивается за счет взаимодействия потока возбуждения  $\Phi_B$  с током якоря  $I_y$ :

$$M = c_m \Phi_B I_y = c_m c_\Phi U_B I_y. \quad (3.3)$$

После подстановки  $I_y$  из выражения (3.2) получим

$$M = (c_m c_\Phi U_B U_y - c_e c_\Phi^2 c_m U_B^2 n) / r_y. \quad (3.4)$$

Для того чтобы характеристикам двигателей придать универсальный характер, независимый от мощности двигателя и его конструктивных особенностей, при анализе исполнительных двигателей здесь и в дальнейшем будем пользоваться системой относительных единиц, т. е. выражать действительные величины (момент, мощность, частоту вращения, напряжение управления и т. п.) через отношения их к некоторым постоянным величинам, принятым за единичные.

За напряжение управления  $U_y$  в относительных единицах  $\alpha$  примем его отношение к постоянному по величине напряжению возбуждения:

$$\alpha = U_y / U_B. \quad (3.5)$$

Назовем  $\alpha$  коэффициентом сигнала.

Заменив в выражении момента (3.4)  $U_y$  через  $U_B \alpha$ , получим

$$M = (c_m c_\Phi \alpha U_B^2 - c_e c_\Phi^2 c_m U_B^2 n) / r_y. \quad (3.6)$$

За единицу момента в относительных единицах примем момент  $M_{\text{пуск1}}$ , развиваемый двигателем при пуске ( $n=0$ ), когда коэффициент сигнала  $\alpha=1$ , т. е.  $U_y=U_B$ . Согласно (3.6) величина этого момента

$$M_{\text{пуск1}} = c_m c_\Phi U_B^2 / r_y. \quad (3.7)$$

Единичный момент  $M_{\text{пуск1}}$  для любого двигателя является вполне определенной постоянной величиной.

Выражение момента двигателя в относительных единицах найдем как отношение действительного момента  $M$  к единичному  $M_{\text{пуск1}}$

$$m = M/M_{\text{пуск1}} = \alpha - c_c c_\phi \pi. \quad (3.8)$$

За единицу частоты вращения в относительных единицах примем частоту вращения при идеальном холостом ходе  $n_{01}$  (при  $m=0$ ) в случае равенства напряжений управления и возбуждения ( $U_y = U_n$ ).

Выражение единичной частоты вращения найдем из уравнения (3.8) путем подстановки в него  $m=0$  и  $\alpha=1$ :

$$n_{01} = 1/(c_c c_\phi). \quad (3.9)$$

Частота вращения  $n_{01}$  — постоянная, вполне определенная для любого двигателя величина.

Заменим в выражении момента (3.8)  $c_c c_\phi$  на  $1/n_{01}$ :

$$m = \alpha - \pi/n_{01}. \quad (3.10)$$

Преобразуя полученное уравнение и учитывая, что отношение действительной частоты вращения  $\pi$  к единичной  $n_{01}$  есть частота вращения в относительных единицах  $\nu$ , получим уравнение механической характеристики двигателя:

$$m = \alpha - \nu. \quad (3.11)$$

Это уравнение показывает, что вращающий момент  $m$  исполнительного двигателя с якорным управлением является линейной функцией частоты вращения  $\nu$  и коэффициента сигнала  $\alpha$ .

На рис. 3.3 представлено семейство механических характеристик двигателя  $m=f(\nu)$  при  $\alpha=\text{const}$ , построенных в относительных единицах на основании уравнения (3.11), где  $\alpha=0,25; 0,50; 0,75; 1,0$ .

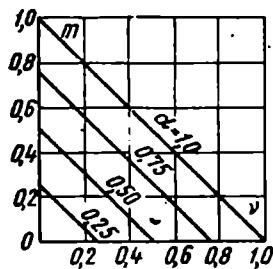


Рис. 3.3 Механические характеристики при якорном управлении

Из уравнения (3.11) и рис. 3.3 следует, что при заданном постоянном коэффициенте сигнала (напряжении управления) частота вращения двигателя уменьшается с увеличением момента на валу по линейному закону.

Максимальный момент двигателя имеет место при пуске (при  $\nu=0$ ). Величина максимального (пускового) момента в относительных единицах равна коэффициенту сигнала (при  $\nu=0; m=\alpha$ ), т. е. пусковой момент пропорционален напряжению управления:  $M_{\text{пуск1}} \equiv U_y$ . Последнее означает, что напряжение трогания  $U_{\text{тр}}$  (напряжение, при котором якорь двигателя при заданном моменте сопротивления на валу начинает вращаться) прямо пропорционально моменту сопротивления. При уменьшении напряжения управления (коэффициента сигнала) механические характеристики двигателя смещаются (параллельно) в сторону меньших частот и моментов. Жесткость (наклон) механических характеристик при этом не изменяется.

Частота вращения при холостом ходе двигателя  $v_0$  (при  $m=0$ ) в относительных единицах, как это следует из уравнения (3.11), равна коэффициенту сигнала  $\alpha$ , т. е. пропорциональна напряжению управления ( $n_0 \equiv U_y$ ).

Если выражение (3.11) переписать в виде

$$v = \alpha - m, \quad (3.12)$$

то оно будет являться уравнением регулировочной характеристики двигателя с якорным управлением:  $v = f(\alpha)$  при  $m = \text{const}$ .

На рис. 3.4 изображено семейство регулировочных характеристик, построенных в относительных единицах для  $m=0; 0,25; 0,50; 0,75$ .

Из этих характеристик, а также из выражения (3.12) следует, что при любом заданном моменте сопротивления на валу частота вращения двигателя  $v$  возрастает с увеличением напряжения управления  $U_y$  (коэффициента сигнала  $\alpha$ ) по линейному закону. Иными словами, частота вращения пропорциональна напряжению управления:  $n \equiv U_y$ .

Максимальная частота вращения, которую развивает двигатель при определенном моменте сопротивления на валу, имеет место при номинальном напряжении управления (при  $\alpha=1$ ). Эта частота обратно пропорциональна моменту сопротивления  $m$ .

Весьма ценным свойством исполнительных двигателей постоянного тока с якорным управлением является линейность их механических и регулировочных характеристик. Этим свойством не обладает ни один другой исполнительный двигатель.

Мощность возбуждения исполнительного двигателя с якорным управлением равна электрическим потерям в активном сопротивлении  $r_b$  обмотки возбуждения:

$$P_b = I_b^2 r_b = U_b^2 / r_b. \quad (3.13)$$

Эта мощность при постоянном напряжении возбуждения  $U_b$  (что имеет место в реальных двигателях) постоянна — она не зависит от нагрузки. Ее величина, как и величина потерь в обмотках возбуждения любого двигателя постоянного тока, незначительна, поскольку основная часть потребляемой двигателем мощности идет через якорь. Мощность возбуждения, выраженная в процентном отношении к полной мощности, потребляемой двигателем, растет с уменьшением номинальной мощности двигателя: от 5% (в двигателях с номинальной механической мощностью 250 Вт) до 30% (в двигателях с мощностью 5÷7 Вт).

Мощность управления двигателя постоянного тока с

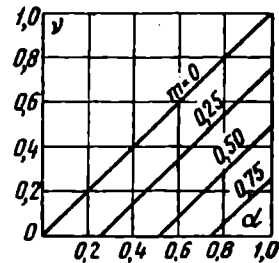


Рис. 3.4. Регулировочные характеристики при якорном управлении

якорным управлением равна произведению напряжения  $U_y$  на ток  $I_y$  (ток якоря):

$$P_y = U_y I_y. \quad (3.14)$$

Эта мощность равна сумме полной механической мощности, развиваемой двигателем (включая потери на трение в подшипниках, о воздух), и потерь в якоре (электрические — в обмотке и магнитные — в стали). Это, по существу, вся мощность, потребляемая двигателем, за исключением потерь в обмотке возбуждения  $P'_в$ . Мощность управления достаточно велика, что является большим недостатком двигателей постоянного тока с якорным управлением, так как в случае питания обмотки управления от усилителя приходится значительно увеличивать габариты его, а следовательно, и автоматического устройства в целом.

При постоянном моменте на валу, что чаще всего бывает на практике, вследствие постоянства потока  $\Phi_v$  ток управления [см. (3.3)] постоянен и мощность управления [см. (3.14)] пропорциональна напряжению управления  $U_y$  (коэффициенту сигнала  $\alpha$ ).

Механическая мощность на валу двигателя ( $P_2 = M\omega$  или в относительных единицах  $p_2 = m\omega$ ) при заданном напряжении управления (коэффициенте сигнала  $\alpha$ ) является нелинейной функцией частоты вращения:

$$p_2 = m\omega = (\alpha - \nu)\omega = \alpha\omega - \nu^2. \quad (3.15)$$

При пуске ( $\nu=0$ ) и холостом ходе ( $m=0$ ) она равна нулю и достигает максимума при частоте вращения, равной половине частоты вращения холостого хода  $\nu_0 = \alpha$ , т. е. при  $\nu_{p_2 \max} = \alpha/2$ , в чем можно убедиться, продифференцировав зависимость (3.15) по  $\nu$  и приравняв производную нулю.

Максимум механической мощности  $p_{2 \max}$  может быть найден путем подстановки  $\nu_{p_2 \max}$  в выражение (3.15):

$$p_{2 \max} = \alpha^2/4, \quad (3.16)$$

т. е. максимальная механическая мощность двигателя пропорциональна квадрату коэффициента сигнала (напряжения управления). При номинальном напряжении управления ( $\alpha=1$ )  $p_{2 \max}$  составляет  $\frac{1}{4}$  от мощности, потребляемой якорем двигателя при пуске, когда  $m=0$  и  $U_y = U_v$  (эта мощность принимается за единичную).

На рис. 3.5 представлено семейство кривых  $p_2 = f(\nu)$  при  $\alpha = \text{const}$ , где  $\alpha = 0,25; 0,50; 0,75; 1,0$ .

К исполнительным двигателям постоянного тока с якорным управлением, кроме двигателей с обмоткой возбуждения на полюсах, относятся также двигатели с постоянными магнитами. У этих двигателей обмотка возбуждения отсутствует, и основной магнитный поток создается постоянными магнитами.

По своим рабочим и регулировочным свойствам двигатели с постоянными магнитами практически не отличаются от двигате-

лей с якорным управлением: они имеют такие же механические и регулировочные характеристики, такие же зависимости  $p_2 = f(\nu)$ .

Преимущество двигателей с постоянными магнитами — у них нет обмотки возбуждения, они имеют более высокий к.п.д. из-за отсутствия потерь на возбуждение, их магнитный поток практически не зависит от изменений температуры окружающей среды (чего нельзя сказать об обычных двигателях).

Недостатки двигателей с постоянными магнитами — старение магнитов, которое особенно интенсивно происходит в условиях тряски и вибраций, что приводит к уменьшению магнитного потока и к изменению свойств двигателей; стоимость двигателей с постоянными магнитами, несмотря на кажущуюся их простоту, не меньше, а иногда даже больше стоимости двигателей с обмоткой возбуждения. Причинами этого являются высокая стоимость и сложность обработки магнитотвердых материалов, идущих для изготовления постоянных магнитов. Именно поэтому до недавнего времени с постоянными магнитами выпускались лишь микродвигатели мощностью до 10–15 Вт. Наибольшее распространение получили микродвигатели серии ДПМ.

В последние годы появились и получили довольно широкое промышленное распространение дешевые легко обрабатываемые ферритно-бариевые магниты. Они позволили создать сравнительно недорогие исполнительные двигатели постоянного тока больших мощностей — 10 кВт и более. Это так называемые *высокомомментные двигатели*, применение которых дает значительный экономический и технический эффект, особенно в станкостроительной промышленности.

### § 3.3. Исполнительный двигатель с полюсным управлением

В отличие от двигателей с якорным управлением у исполнительных двигателей с полюсным управлением обмоткой управления является обмотка полюсов, а обмоткой возбуждения — обмотка якоря (см. рис. 3.2, б). Якорь двигателя постоянно подключен к сети с напряжением  $U_b = \text{const}$ . Для ограничения тока иногда последовательно с якорем включают балластное сопротивление  $R_{\text{доб}}$ . На обмотку полюсов напряжение управления  $U_y$  (сигнал) подается лишь тогда, когда необходимо вращение якоря.

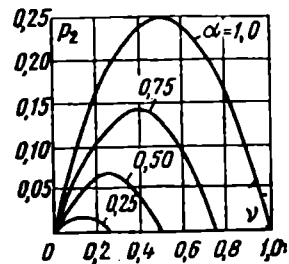


Рис. 3.5. Зависимость механической мощности от частоты вращения при якорном управлении

Из-за отсутствия насыщения основной магнитный поток  $\Phi_y$  пропорционален току  $I_y$  и напряжению  $U_y$  управления:

$$\Phi_y = c_\phi U_y = c_\phi \alpha U_B. \quad (3.17)$$

Здесь  $\alpha = U_y/U_B$  — коэффициент сигнала.

При вращении якоря в его обмотке, называемой в данном двигателе обмоткой возбуждения, наводится э. д. с.

$$E_B = c_e \Phi_y n = c_e c_\phi \alpha U_B n. \quad (3.18)$$

Как и в любом двигателе постоянного тока, ток возбуждения (якоря)

$$I_B = (U_B - E_B)/r_B, \quad (3.19)$$

где  $r_B$  — сопротивление обмотки якоря.

Вращающий момент двигателя создается за счет взаимодействия тока якоря  $I_B$  с магнитным потоком полюсов  $\Phi_y$ :

$$M = c_m I_B \Phi_y. \quad (3.20)$$

Подставив в равенство (3.20) выражения потока из (3.17) и тока из (3.19), а затем заменив в полученном уравнении э. д. с.  $E_B$  согласно (3.18), получим уравнение момента

$$M = (c_m c_\phi \alpha U_B^2 - c_m c_\phi^2 c_e \alpha^2 U_B^2 n)/r_B. \quad (3.21)$$

За единицу момента в системе относительных единиц примем, как и у двигателя с якорным управлением, пусковой момент  $M_{\text{пуск1}}$  при неподвижном якоре  $n=0$  в случае равенства напряжений управления и возбуждения ( $\alpha=1$ ):

$$M = c_m c_\phi U_B^2 / r_B.$$

Поделив действительный момент  $M$  на единичный  $M_{\text{пуск1}}$ , найдем выражение момента в относительных единицах:

$$m = M/M_{\text{пуск1}} = \alpha - c_e c_\phi \alpha^2 n. \quad (3.22)$$

Примем за единичную частоту вращения  $n_{01}$  ту же частоту, что и при якорном управлении (3.9), т. е. частоту вращения при идеальном холостом ходе (при  $m=0$ ) при условии равенства напряжений управления и возбуждения ( $U_y = U_B$ ;  $\alpha=1$ ). Тогда, заменив в выражении (3.22)  $c_e c_\phi$  на  $1/n_{01}$  и  $n/n_{01}$  на  $v$  (относительная частота), получим уравнение механической характеристики двигателя с полюсным управлением  $m=f(v)$  при  $\alpha = \text{const}$ :

$$m = \alpha - \alpha^2 v. \quad (3.23)$$

Из этого уравнения следует, что механические характеристики двигателя с полюсным управлением являются прямыми линиями (рис. 3.6). В отличие от двигателя с якорным управлением жесткость механических характеристик при изменении коэффициента сигнала  $\alpha$  (напряжения управления  $U_y$ ) не остается постоянной. Чем меньше  $\alpha$ , тем меньше жесткость характеристик, т. е. больше изменение частоты при меньших изменениях момента.

Начальный пусковой момент двигателя (при  $v=0$ ) здесь так же, как и у двигателей с якорным управлением, прямо пропорционален напряжению управления (коэффициенту сигнала  $\alpha$ ). В относительных единицах  $m_{\text{пуск}} = \alpha$ . Частота вращения при идеальном холостом ходе ( $v_0$  при  $m=0$ ) в отличие от ранее рассмотренных исполнительных двигателей не прямо, а обратно пропорциональна напряжению управления  $U_y$  или коэффициенту сигнала  $\alpha$ :

$$v_0 = 1/\alpha. \quad (3.24)$$

Теоретически при  $U_y = 0$  ( $\alpha = 0$ ) частота вращения  $v_0$  возрастет до бесконечности (двигатель пойдет в «разнос»). Но в реальных двигателях этого не наблюдается, так как даже при холостом ходе якорь двигателя испытывает некоторый момент сопротивления, обусловленный трением в подшипниках, щеточном контакте и трением вращающихся частей о воздух, т. е. момент сопротивления двигателя практически никогда не равен нулю. Однако при  $U_y = 0$  (при отсутствии нагрузки на валу) частота вращения якоря может в несколько раз превосходить его номинальную частоту вращения, что весьма опасно, ибо может привести к разрушению двигателя — «разносу». Опасность разгона особенно велика у двигателей сравнительно большой мощности, где момент трения во много десятков раз меньше номинального момента.

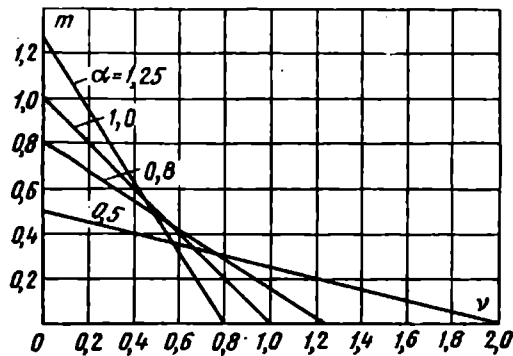


Рис. 3.6. Механические характеристики при полюсном управлении

Наилучшей гарантией от «разгона» двигателя является наличие на его валу постоянного момента сопротивления, исключающего возможность работы двигателя вхолостую.

Уравнение регулировочной характеристики двигателя с полюсным управлением  $v = f(\alpha)$  при  $m = \text{const}$  может быть получено путем преобразования уравнения механической характеристики (3.23):

$$v = (\alpha - m)/\alpha^2. \quad (3.25)$$

Из уравнения (3.25) и рис. 3.7 видно, что в отличие от двигателя с якорным управлением регулировочные характеристики дви-

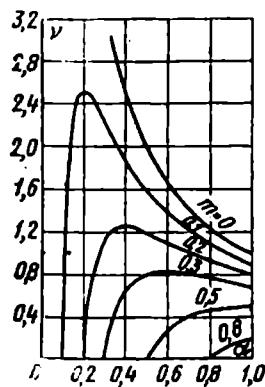


Рис. 3.7. Регулировочные характеристики при полюсном управлении

двигателя с полюсным управлением нелинейны — частота вращения  $\nu$  не изменяется прямо пропорционально напряжению управления  $U_y$  (коэффициенту сигнала  $\alpha$ ).

Нелинейность регулировочных характеристик является большим недостатком двигателей с полюсным управлением. Однако еще большим недостатком этих двигателей является неоднозначность регулировочных характеристик при малых моментах сопротивления (от 0 до  $0,5 M_{пуск}$ ) — одна и та же частота вращения может быть получена при двух различных по величине напряжениях управления (коэффициентах сигнала  $\alpha$ ).

Исполнительные двигатели с полюсным управлением обычно применяются в схемах автоматики, где момент сопротивления на валу двигателя не опускается ниже  $0,5 M_{пуск}$ . Это исключает неоднозначность регулировочных характеристик и возможность разгона двигателя при отсутствии напряжения управления.

Напряжение трогания у двигателя с полюсным управлением так же, как и у двигателя с якорным управлением, пропорционально моменту сопротивления на валу (при  $\nu=0$ ;  $\alpha_{тр}=m$ ).

Мощность возбуждения двигателя с полюсным управлением является мощностью в цепи якоря:

$$P_a = U_a I_a. \quad (3.26)$$

Эта мощность составляет основную часть потребляемой двигателем мощности (95% у двигателей с номинальной мощностью  $200 \div 250$  Вт и 70% у двигателей с мощностью  $5 \div 7$  Вт). Она равна сумме полной механической мощности на валу двигателя и потерь в якоре. Обычно обмотка возбуждения питается от сети, мощность которой почти не лимитируется в отличие от мощности усилителей, питающих обмотку управления. Поэтому большое в процентном отношении значение мощности возбуждения (в цепи якоря) является ценным качеством двигателя с полюсным управлением, выгодно отличающим его от двигателя с якорным управлением, где большая часть потребляемой мощности поступает от усилителя.

Мощность управления двигателя постоянного тока с полюсным управлением идет лишь на покрытие электрических потерь в обмотках полюсов:

$$P_y = I_y^2 r_y = U_y^2 / R_y = \alpha^2 U_a^2 / r_y.$$

Ее величина по сравнению со всей мощностью, потребляемой двигателем, а также по сравнению с мощностью возбуждения весьма незначительна, особенно при малых напряжениях управления (коэффициентах сигнала  $\alpha$ ). Даже при номинальных напряжениях управления ( $\alpha=1$ ) она составляет не более 30% от всей мощности, потребляемой двигателями мощностью  $5 \div 7$  Вт и не более 5% — двигателями мощностью  $200 \div 250$  Вт.

Малая мощность управления — положительное качество дви-



гателей с полюсным управлением и большое их преимущество перед двигателями с якорным управлением.

Полная механическая мощность на валу двигателя может быть выражена как произведение момента на частоту вращения. Если момент выразить из равенства (3.23), то

$$p_2 = m\omega = (\alpha - \alpha^2\omega)\omega = \alpha\omega - \alpha^2\omega^2. \quad (3.27)$$

Продифференцировав  $p_2$  по  $\omega$  и приравняв производную нулю, можно найти частоту вращения  $\omega_{p_2 \max}$ , при которой механическая мощность максимальна:

$$\omega_{p_2 \max} = 1/(2\alpha). \quad (3.28)$$

Так как согласно (3.24) частота вращения при холостом ходе двигателя в относительных единицах  $\omega_0 = 1/\alpha$ , то, очевидно, максимум механической мощности имеет место при частоте вращения, равной половине частоты вращения при холостом ходе.

Подставив  $\omega_{p_2 \max}$  в выражение (3.27), найдем максимальную механическую мощность в относительных единицах:

$$p_{2 \max} = \alpha\omega_{p_2 \max} - \alpha^2\omega_{p_2 \max}^2 = \alpha/(2\alpha) - \alpha^2/(4\alpha^2) = 1/4.$$

Из полученного выражения следует, что величина максимальной механической мощности не зависит от коэффициента сигнала  $\alpha$  (напряжения управления  $U_{\gamma}$ ). Согласно уравнению (3.28) от него зависит лишь частота вращения, при которой имеет место максимум мощности.

Независимость максимума механической мощности от напряжения управления (коэффициента сигнала  $\alpha$ ) — ценное качество двигателей постоянного тока с полюсным управлением, позволяющее даже при незначительных напряжениях управления получать значительные механические мощности на валу двигателя.

На рис. 3.8 представлено семейство кривых  $p_2 = f(\omega)$  при  $\alpha = \text{const}$  (где  $\alpha = 0,25; 0,50; 0,75; 1,0$ ), наглядно иллюстрирующее вышесказанное.

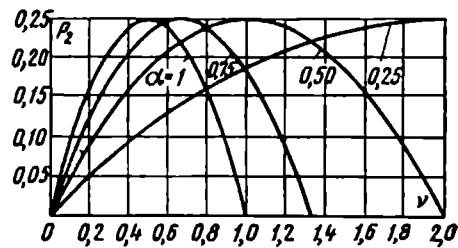


Рис. 3.8. Зависимости механической мощности от частоты вращения при полюсном управлении

### § 3.4. Электромеханическая постоянная времени

Одним из основных требований, которые предъявляются к исполнительным двигателям, работающим в схемах автоматики, является быстроедействие, т. е. возможно более краткий промежуток времени между моментом подачи сигнала и моментом

достижения ротором двигателя заданной частоты вращения.

Быстродействие двигателя зависит от целого ряда факторов: 1) от конечной частоты вращения, которой должен достичь ротор (чем больше частота вращения, тем больше время разгона); 2) от развиваемого двигателем вращающего момента (чем больше момент, тем быстрее ротор достигнет заданной частоты вращения); 3) от момента инерции вращающихся частей (при большем моменте инерции — больше время разгона); 4) от скорости протекания электромагнитных процессов, т. е. от времени, в течение которого электрический ток и магнитный поток машины достигнут установившихся значений.

Скорость протекания электромагнитных процессов обычно во много раз больше скорости протекания механических процессов, поэтому электромагнитной постоянной времени, которая характеризует скорость протекания электромагнитных процессов, в ряде случаев можно пренебречь и быстродействие двигателя характеризовать лишь электромеханической постоянной времени  $T_{\text{мех}}$ , считая ее постоянной времени двигателя.

Электромеханическая постоянная времени может быть определена из уравнения движения, имеющего в общем случае вид

$$M_d(\Omega) - M_c(\Omega) = J d\Omega/dt, \quad (3.29)$$

где  $M_d(\Omega)$  — вращающий момент двигателя в функции угловой частоты вращения  $\Omega$ ;  $M_c(\Omega)$  — момент сопротивления;  $J$  — момент инерции вращающихся частей.

Электромеханическая постоянная времени двигателя обычно определяется при холостом ходе (при  $M_c=0$ ), т. е. из уравнения

$$M_d(\Omega) = J d\Omega/dt. \quad (3.30)$$

В случае линейных механических характеристик (см. рис. 3.3, 3.6) момент  $M_d(\Omega)$ , развиваемый двигателем при любой угловой частоте вращения  $\Omega$ , можно выразить через пусковой момент  $M_{\text{пуск}}$  и угловую частоту вращения при холостом ходе  $\Omega_0$ . С учетом этого выражение (3.30) может быть записано как

$$M_{\text{пуск}} - M_{\text{пуск}} \Omega/\Omega_0 = J d\Omega/dt \quad (3.31)$$

или

$$\frac{d\Omega}{dt} + \frac{M_{\text{пуск}}}{J\Omega_0} \Omega - \frac{M_{\text{пуск}}}{J} = 0. \quad (3.32)$$

Решим дифференциальное уравнение (3.32) относительно  $\Omega$ :

$$\Omega = \Omega_0 \left( 1 - e^{-\frac{M_{\text{пуск}}}{J\Omega_0} t} \right) = \Omega_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{\text{мех}}}} \right). \quad (3.33)$$

Электромеханическая постоянная времени

$$T_{\text{мех}} = J\Omega_0/M_{\text{пуск}} \quad (3.34)$$

равна времени разгона якоря двигателя от  $\Omega=0$  до  $\Omega=0,633\Omega_0$ . Чтобы получить  $T_{\text{мех}}$  в [с], необходимо выразить  $J$  в [кг·м·с<sup>2</sup>],  $M_{\text{пуск}}$  в [кг·м],  $\Omega_0$  в [с<sup>-1</sup>].

Выразив в (3.34) угловую частоту вращения  $\Omega$  (1/с) через частоту вращения  $n_0$  (об/мин)

$$\Omega_0 = 2\pi n_0 / 60 = (\pi/30) n_0 \approx 0,105 n_0, \quad (3.35)$$

получим выражение электромеханической постоянной времени:

$$T_{\text{мех}} \approx 0,105 J n_0 / M_{\text{пуск}}. \quad (3.36)$$

Если учесть, что согласно (3.11) пусковой момент (момент при  $v=0$ )  $m_{\text{пуск}} = M_{\text{пуск}} / M_{\text{пуск1}} = \alpha$ , т. е.  $M_{\text{пуск}} = M_{\text{пуск1}} \alpha$ , а частота вращения при холостом ходе (при  $m=0$ ) согласно (3.12)  $v_0 = n_0 / n_{01} = \alpha$ , т. е.  $n_0 = n_{01} \alpha$ , то электромеханическая постоянная времени двигателя при якорном управлении имеет вид

$$T_{\text{мех}} \approx 0,105 J n_{01} / M_{\text{пуск1}}, \quad (3.37)$$

где  $n_{01}$  и  $M_{\text{пуск1}}$  — частота вращения и пусковой момент при идеальном холостом ходе в случае, когда  $\alpha=1$ , — постоянные величины для любого конкретного двигателя.

Величина  $T_{\text{мех}}$  при якорном управлении [см. (3.37)] прямо пропорциональна моменту инерции якоря  $J$ , частоте вращения при идеальном холостом ходе  $n_{01}$  и обратно пропорциональна пусковому моменту  $M_{\text{пуск1}}$  при  $\alpha=1$ . Она не зависит от коэффициента сигнала  $\alpha$  (напряжения управления), что объясняется параллельным смещением механических характеристик двигателя с якорным управлением при изменении коэффициента сигнала  $\alpha$  (см. рис. 3.3). Это приводит к тому, что одновременно с изменением частоты вращения холостого хода  $n_0$  пропорционально ей изменяется и пусковой момент двигателя. Таким образом, например, при уменьшении коэффициента сигнала  $\alpha$  снижается вращающий момент и одновременно пропорционально ему конечная частота вращения, которой должен достичь якорь при разгоне. В результате время разгона  $T_{\text{мех}}$  остается постоянным.

Из выражения (3.23) следует, что при полюсном управлении пусковой (при  $v=0$ ) момент  $m_{\text{пуск}} = M_{\text{пуск}} / M_{\text{пуск1}} = \alpha$ , т. е.  $M_{\text{пуск}} = \alpha M_{\text{пуск1}}$ , а частота вращения при холостом ходе (при  $m=0$ ) согласно (3.24)  $v_0 = n_0 / n_{01} = 1/\alpha$ , т. е.  $n_0 = n_{01} / \alpha$ . Подставив найденные значения  $M_{\text{пуск}}$  и  $n_0$  в выражение (3.36), получим выражение электромеханической постоянной времени для двигателя с полюсным управлением

$$T_{\text{мех}} \approx 0,105 J n_{01} / (M_{\text{пуск1}} \alpha^2). \quad (3.38)$$

В отличие от постоянной времени двигателей с якорным управлением постоянная времени двигателей с полюсным управлением сильно зависит от коэффициента сигнала  $\alpha$ : чем меньше  $\alpha$ , тем больше  $T_{\text{мех}}$ . Это значит, что при малых напряжениях управления время разгона двигателя значительно больше, чем при больших. Причиной такой зависимости является то, что при уменьшении напряжения управления (коэффициента сигнала  $\alpha$ ), как это видно из семейства механических характеристик двигателя (см. рис. 3.6), пусковой момент уменьшается, а частота вращения при холостом

ходе  $n_0$  п, следовательно, конечная частота вращения увеличивается.

Уменьшение вращающего момента и увеличение конечной частоты вращения естественно приводят к увеличению времени разгона, т. е. к увеличению  $T_{мех}$ .

Зависимость электромеханической постоянной времени от коэффициента сигнала (напряжения управления) — большой недостаток двигателей постоянного тока с полюсным управлением.

По абсолютной величине электромеханическая постоянная времени двигателей с полюсным управлением при  $\alpha=1$  равна электромеханической постоянной времени двигателей с якорным управлением. При  $\alpha<1$  она больше. Величина ее растет обратно пропорционально  $\alpha^2$ .

Недостаток рассмотренных исполнительных двигателей постоянного тока обычного исполнения (с якорным и полюсным управлением) — сравнительно малое быстроедействие (большая постоянная времени —  $0,05 \div 0,5$  с), что объясняется значительным моментом инерции ферромагнитного якоря.

Уменьшить электромеханическую постоянную времени позволяют малоинерционные исполнительные двигатели постоянного тока.

### § 3.5. Малоинерционные исполнительные двигатели постоянного тока

В схемах автоматики получили распространение два вида малоинерционных исполнительных двигателей постоянного тока: двигатели с полым якорем и печатной обмоткой якоря.

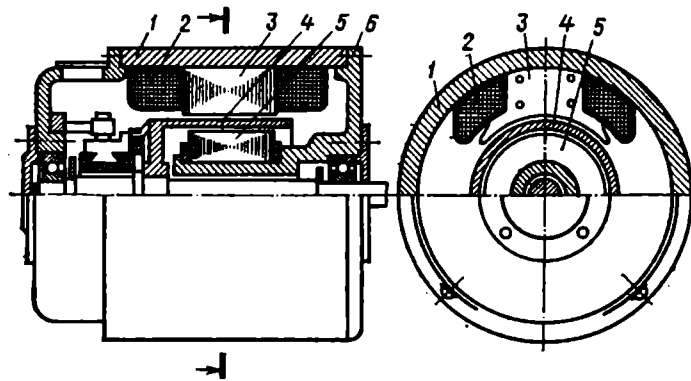


Рис. 3.9. Малоинерционный исполнительный двигатель постоянного тока с полым якорем

Малоинерционный двигатель с полым якорем (рис. 3.9) отличается от обычного двигателя постоянного тока конструкцией якоря. Станина 1 и полюсы 3 этого двигателя обычные.

Возбуждение двигателя осуществляется либо обмоткой возбуждения 2, либо постоянными магнитами. С целью уменьшения момента инерции якоря его обмотка 4 отделяется от массивного ферромагнитного сердечника, который выполняется неподвижным (внутренний статор 5) и располагается на цилиндрическом выступе одного из подшипниковых щитов 6. Обмотка якоря в процессе изготовления укладывается на цилиндрический каркас, а затем заливается пластмассой. Готовый якорь представляет собой полый стакан, состоящий из проводников обмотки, связанных восдино пластмассой.

Концы секций обмотки, как и в обычном двигателе, соединены с пластинами коллектора, который является частью дна полого стакана якоря.

Вращающимися частями двигателя являются залитая в пластмассу обмотка якоря и коллектор.

Момент инерции полого якоря значительно меньше момента инерции обычного якоря, что обеспечивает двигателю хорошее быстродействие.

Механические и регулировочные характеристики исполнительных двигателей с полым якорем не отличаются от характеристик исполнительных двигателей обычной конструкции.

Недостаток конструкции малоинерционного двигателя с полым якорем — наличие большого немагнитного промежутка между полюсами статора и неподвижным ферромагнитным сердечником — внутренним статором. Этот промежуток складывается из двух воздушных зазоров и толщины стакана якоря (толщины слоя обмотки якоря).

Наличие большого немагнитного промежутка на пути магнитного потока требует значительного увеличения м. д. с. возбуждения, что приводит, во-первых, к увеличению габаритов двигателя из-за увеличения объема обмотки возбуждения, а во-вторых, к росту потерь на нагрев обмотки возбуждения.

Однако к. п. д. двигателя с полым якорем вследствие отсутствия потерь в стали сердечника якоря практически находится на том же уровне, что и в обычных двигателях, а в случае применения для возбуждения постоянных магнитов значительно превосходит к. п. д. последних.

Ценным качеством двигателей с полым якорем является то, что вследствие малой индуктивности обмотки якоря, окруженной воздухом, они работают практически без искрения под щетками, что значительно (в 2÷3 раза) увеличивает срок службы щеток и повышает стабильность характеристик.

В СССР разработана большая серия исполнительных двигателей с полым якорем мощностью 0,35÷15 Вт (серия ДПР). Двигатели этой серии состоят из станины 1, выполненной в виде стального цилиндра, полого якоря 2 и внутреннего статора 3, представляющего собой постоянный магнит (рис. 3.10). Такие двигатели имеют высокий к. п. д. (30÷45%) и незначительную постоянную времени (0,015÷0,02 с).

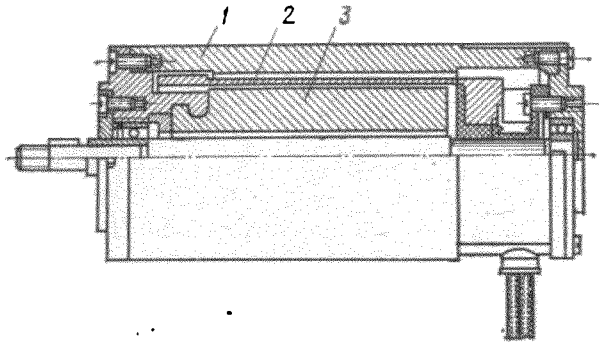


Рис. 3.10. Исполнительный двигатель постоянного тока с полным якорем серии ДПР

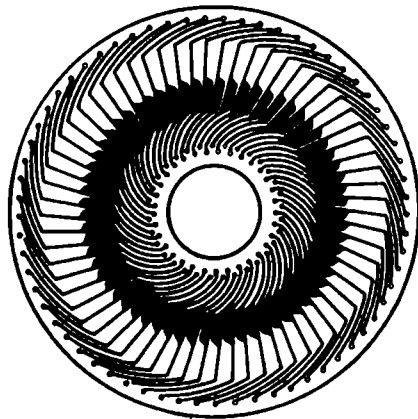


Рис. 3.11. Дисковый якорь с печатной обмоткой

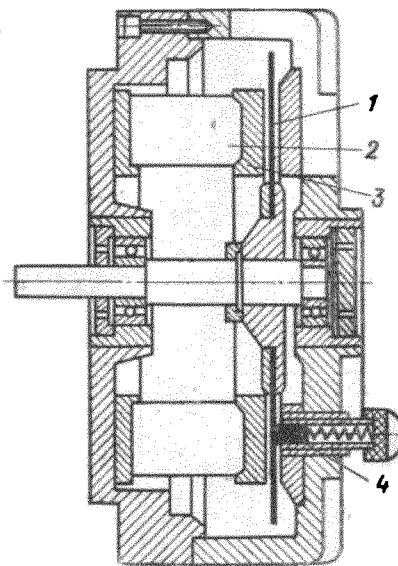


Рис. 3.12. Двигатель постоянного тока с дисковым якорем, имеющим печатную обмотку

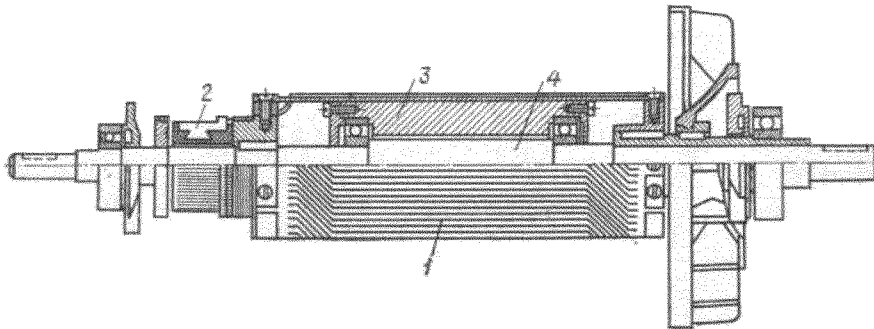


Рис. 3.13. Цилиндрический якорь с печатной обмоткой (в сборе)

Исполнительные двигатели с печатными обмотками в настоящее время изготавливают в двух конструктивных вариантах: с дисковым (рис. 3.11, 3.12) и цилиндрическим (рис. 3.13) якорем.

*Дисковый якорь* (рис. 3.11) представляет собой тонкий диск из изоляционного материала, на обе стороны которого электрохимическим путем наносят соединяющиеся между собой части плоской (печатной) обмотки. Изоляцией между отдельными проводниками обмотки служит воздух и материал диска.

Двигатель с дисковым якорем (рис. 3.12) имеет печатную обмотку якоря, выполненную на дисковом якоря *1*; возбуждение осуществляется постоянными магнитами *2* с полюсными наконечниками *3*; щетки *4* имеют контакт непосредственно с печатной обмоткой якоря. В результате взаимодействия тока обмотки якоря с магнитным полем полюсов создается вращающий момент, так же как и в обычной машине постоянного тока.

Недостатки двигателей с дисковым якорем — сравнительно малый срок службы вследствие износа плоской печатной обмотки, по которой непосредственно скользят щетки, а также деформация диска при нагреве в процессе эксплуатации. Чтобы повысить долговечность обмотки, иногда концы секций обмотки якоря, расположенной на диске, выводят к коллектору небольшого диаметра, который размещают на одном валу с диском.

*Цилиндрический печатный якорь* (рис. 3.13) представляет собой полый цилиндр *1* из изоляционного материала, снаружи и изнутри которого наносят части печатной обмотки. Концы секций обмотки выводят к коллектору *2*, расположенному на валу *4* двигателя. Чтобы уменьшить магнитное сопротивление на пути потока возбуждения, внутри цилиндрического якоря располагают сердечник *3* из ферромагнитного материала.

По конструкции двигатель с цилиндрическим печатным якорем аналогичен двигателю с полым якорем. Их отличие заключается лишь в конструкции и технологии изготовления якоря.

Из сказанного следует, что цилиндрический якорь имеет меньший момент инерции и большую механическую прочность, чем дисковый.

По характеристикам двигателя с печатными обмотками аналогичны двигателям с полым якорем. Их положительные качества — малоинерционность, технологичность якоря, безыскровая коммутация (вследствие малого индуктивного сопротивления рассеяния обмотки якоря).

По габаритам, весу и энергетическим показателям двигатели с печатными обмотками примерно одинаковы с обычными исполнительными двигателями постоянного тока, а по быстродействию — значительно превосходят их.

## ГЛАВА IV. ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

### § 4.1. Основные понятия

Генераторы постоянного тока служат для преобразования механической энергии в электрическую энергию постоянного тока. Принцип действия генераторов основан на явлении электромагнитной индукции (см. § 1.1). Источником механической энергии (приводным двигателем) генераторов постоянного тока обычно являются либо двигатели внутреннего сгорания, либо электродвигатели переменного тока.

В процессе работы генератора проводники обмотки якоря пересекают магнитное поле полюсов и в обмотке якоря наводится э. д. с.  $E_a = c_e \Phi n$ . Величина этой э. д. с., а следовательно, и напряжение на выходе генератора могут изменяться двумя способами: изменением магнитного потока  $\Phi$  или изменением частоты вращения  $n$ . На практике чаще используется первый способ.

При подключении на зажимы якоря нагрузки  $R_n$  в цепи якоря возникает ток  $I_a$ . При этом напряжение  $U$  на выходе генератора становится меньше э. д. с. на величину падения напряжения на внутреннем сопротивлении цепи якоря:

$$U = E_a - I_a \Sigma r = IR_n. \quad (4.1)$$

Якорь генератора вращается под действием момента первичного двигателя  $M_1$ . Если генератор работает холостую ( $I_a = 0$ ) с неизменной частотой, то вращающий момент  $M_1$  уравнивается моментом холостого хода  $M_0$ , обусловленным моментами трения на коллекторе, в подшипниках, трения якоря о воздух, а также магнитными потерями. При подключении нагрузки ток якоря  $I_a$  создает в генераторе электромагнитный момент  $M = c_m \Phi I_a$ , который в отличие от электромагнитного момента двигателя направлен против вращения якоря и поэтому является противодействующим. Вращающий момент первичного двигателя  $M_1$  уравнивается в этом случае суммой моментов

$$M_1 = M_0 + M. \quad (4.2)$$

Полученное выражение — уравнение моментов генератора при  $n = \text{const}$ . Оно показывает, что с изменением электрической нагрузки генератора (тока в цепи якоря) возрастает электромагнитный момент  $M = c_m \Phi I_a$ , что приводит к увеличению суммы противодействующих приводному двигателю моментов:  $M_0 + M$ .

Так как при  $n = \text{const}$  момент  $M_0 = \text{const}$ , то при изменениях нагрузки генератора вращающий момент первичного двигателя  $M_1$  изменяется так же, как и электромагнитный момент  $M$ . Таким образом, увеличение электрической нагрузки генератора вызывает увеличение механической нагрузки на валу приводного двигателя.

В системах автоматики наибольшее распространение получили генераторы постоянного тока независимого, параллельного возбуждения и генераторы с постоянными магнитами.



## § 4.2. Генератор независимого возбуждения

В генераторе независимого возбуждения обмотка возбуждения питается от постороннего источника питания и электрически не связана с обмоткой якоря (рис. 4.1, а). Последовательно с обмоткой возбуждения включают регулировочный реостат  $r_{\text{рег}}$ , с помощью которого изменяют ток возбуждения  $I_{\text{в}}$ , а следовательно,

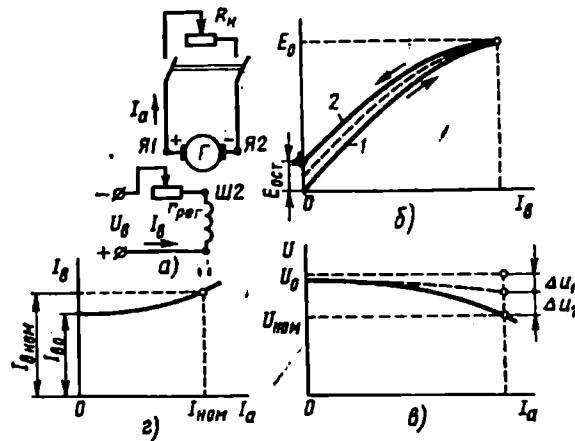


Рис. 4.1. Генератор независимого возбуждения

магнитный поток  $\Phi$ , э. д. с.  $E_a$  и выходное напряжение генератора  $U$ .

О свойствах генератора принято судить по его основным характеристикам — холостого хода, внешней и регулировочной.

*Характеристикой холостого хода* называется зависимость э. д. с. генератора  $E_0$  от тока возбуждения  $I_{\text{в}}$  при постоянной частоте вращения  $n$  и отсутствии тока в якоре, т. е. при отключенной нагрузке  $R_{\text{н}}$ :

$$E_0 = f(I_{\text{в}}) \text{ при } n = \text{const и } I_a = 0.$$

При снятии характеристики ток возбуждения  $I_{\text{в}}$  плавно увеличивают от  $I_{\text{в}}=0$  до значения, при котором  $E_0 \approx 1,25U_{\text{ном}}$ , а затем уменьшают до нуля. При изменении тока возбуждения изменяется магнитный поток машины  $\Phi$ , а следовательно, и э. д. с. якоря  $E_0 = c_e \Phi n$  (рис. 4.1, б).

При увеличении тока  $I_{\text{в}}$  вначале, пока машина не насыщена, э. д. с.  $E_0$  растет пропорционально току  $I_{\text{в}}$ , затем по мере насыщения магнитной цепи рост  $E_0$  замедляется и при полном магнитном насыщении почти совсем прекращается. При уменьшении тока возбуждения процесс протекает в обратном направлении, т. е. э. д. с.  $E_0$  уменьшается, однако величина ее, соответствующая любому току возбуждения, при этом будет больше, чем при увеличении тока возбуждения (нисходящая кривая 2 лежит выше восходя-

щей  $I$ ). Последнее объясняется наличием остаточного магнетизма (гистерезиса). Этим же явлением объясняется и то, что при  $I_a = 0$  э. д. с. якоря  $E_0$  не равна нулю, а равна некоторой величине  $E_{ост}$ , наведенной магнитным потоком остаточного магнетизма.

Характеристика холостого хода снимается при  $n = \text{const}$ . Это означает, что  $E_0 \equiv \Phi$  и характеристика холостого хода по существу является магнитной характеристикой машины  $\Phi = f(I_a)$ , построенной в другом масштабе.

По характеристике холостого хода можно судить о степени магнитного насыщения машины, а также строить почти все основные характеристики генератора. При расчетах и построениях за характеристику холостого хода обычно принимается средняя между восходящей и нисходящей ветвями кривая (штриховая, рис. 4.1, б).

*Внешней характеристикой* называется зависимость напряжения на зажимах генератора  $U$  от тока нагрузки (тока якоря)  $I_a$  при постоянных токе возбуждения  $I_b$  и частоте вращения  $n$ :

$$U = f(I_a) \text{ при } I_b = \text{const и } n = \text{const.}$$

Характеристика называется внешней потому, что она характеризует зависимость «внешних» величин:  $U$  от  $I_a$ . Она является одной из важнейших характеристик, определяющих эксплуатационные свойства генератора.

Вид внешней характеристики (рис. 4.1, а) можно объяснить исходя из основного уравнения генератора (4.1):  $U = E_a - I_a \sum r$ .

При увеличении тока нагрузки  $I_a$  (что происходит при уменьшении  $R_{II}$ ) повышается падение напряжения  $I_a \sum r$  на внутреннем сопротивлении цепи якоря, что приводит к снижению напряжения генератора  $U$ . Однако это не единственная причина уменьшения напряжения генератора. Дело в том, что с увеличением тока  $I_a$  возрастает размагничивающее действие реакции якоря, что приводит к снижению потока  $\Phi$  машины и э. д. с.  $E_a$  обмотки якоря ( $E_a = E_0 - \Delta E_{p.a}$ ), а следовательно, и к уменьшению напряжения  $U$  на его зажимах:

$$U = E_a - I_a \sum r = E_0 - I_a \sum r - \Delta E_{p.a}.$$

Таким образом, причиной уменьшения напряжения на зажимах генератора является, во-первых, падение напряжения на внутреннем сопротивлении цепи якоря  $\Delta U_1 = I_a \sum r$ , а во-вторых, размагничивающее действие реакции якоря  $\Delta U_2 = \Delta E_{p.a}$ :

$$U = E_0 - \Delta U_1 - \Delta U_2. \quad (4.3)$$

*Номинальным напряжением генератора  $U_{ном}$*  называется напряжение, соответствующее номинальному току нагрузки  $I_{ном}$ . Изменение напряжения  $\Delta U_{ном}$  генератора при изменении нагрузки от холостого хода ( $I_a = 0, U = U_0$ ) до номинальной ( $I_a = I_{a,ном}, U = U_{ном}$ ) обычно выражается в процентах от  $U_{ном}$ :

$$\Delta U_{ном} = \frac{U_0 - U_{ном}}{U_{ном}} 100. \quad (4.4)$$

У генераторов независимого возбуждения  $\Delta U_{\text{ном}} \leq 10\%$ . Небольшая величина изменения напряжения — достоинство генератора независимого возбуждения.

*Регулировочной характеристикой* генератора называется зависимость тока возбуждения  $I_{\text{в}}$  от тока нагрузки  $I_{\text{а}}$  при постоянном напряжении генератора  $U_{\text{ном}}$  и постоянной частоте вращения  $n$ :

$$I_{\text{в}} = f(I_{\text{а}}) \text{ при } U_{\text{ном}} = \text{const} \text{ и } n = \text{const}.$$

Так как цепи возбуждения и якоря генератора независимого возбуждения электрически не связаны, то, строго говоря,  $I_{\text{в}}$  не зависит от  $I_{\text{а}}$ . Зависимость  $I_{\text{в}} = f(I_{\text{а}})$  не нужно понимать буквально. Регулировочная характеристика показывает, как нужно изменять ток возбуждения  $I_{\text{в}}$  для того, чтобы при изменении тока нагрузки  $I_{\text{а}}$  напряжение на зажимах генератора  $U$  оставалось неизменным, равным номинальному.

Потребность в поддержании постоянным напряжения генератора при изменяющемся токе нагрузки возникает на практике очень часто. В этих случаях знание регулировочной характеристики необходимо.

Внешняя характеристика (рис. 4.1, в) показывает, что напряжение генератора с ростом нагрузки уменьшается. Единственным (при  $n = \text{const}$ ) способом поддержания напряжения постоянным является увеличение тока возбуждения  $I_{\text{в}}$ . При этом повышается поток  $\Phi$ , а следовательно, и э. д. с.  $E_0$ . Таким образом, увеличивая ток  $I_{\text{в}}$ , можно компенсировать падение напряжения на внутреннем сопротивлении цепи якоря  $\Delta U_1$ , уменьшение потока  $\Phi$  за счет реакции якоря  $\Delta U_2$  и поддерживать напряжение  $U$  генератора постоянным.

На то, каким образом нужно изменять  $I_{\text{в}}$ , и указывает регулировочная характеристика (рис. 4.1, г).

Основной недостаток генераторов независимого возбуждения, несколько ограничивающий их применение, — необходимость в постороннем источнике постоянного тока — возбудителе.

### § 4.3. Генератор параллельного возбуждения

В генераторе параллельного возбуждения обмотка возбуждения включена параллельно обмотке якоря (рис. 4.2, а). Для питания обмотки возбуждения этого генератора не требуется постороннего источника питания.

Напряжение на обмотку возбуждения подается с зажимов якоря того же генератора. Ток в обмотке возбуждения

$$I_{\text{в}} = U / r_{\text{в}},$$

где  $U$  — напряжение на выходе генератора;  $r_{\text{в}}$  — сопротивление цепи обмотки возбуждения.

Работа генератора основана на принципе самовозбуждения — магнитная система генератора, будучи однажды намагни-

ченной, сохраняет небольшой магнитный поток за счет остаточного магнетизма  $\Phi_{ост}$ . При вращении якоря этот поток наводит в обмотке якоря небольшую э. д. с.  $E_{ост}$ , под действием которой в цепи возбуждения возникает небольшой ток  $I_B$ . Если м. д. с. возбуждения  $I_B \omega_B$  создаст поток, направленный согласно с потоком  $\Phi_{ост}$ , то

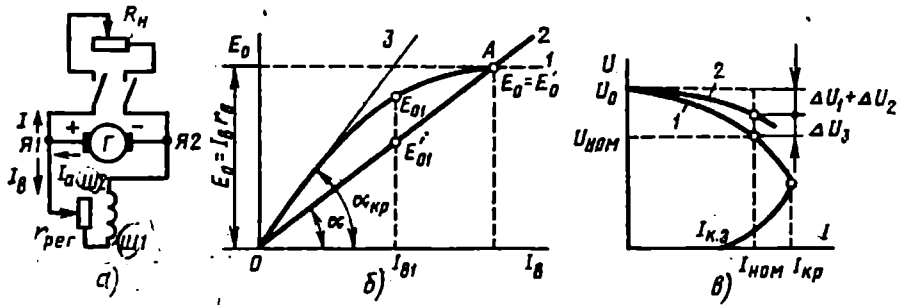


Рис. 4.2. Генератор параллельного возбуждения

произойдет увеличение магнитного потока машины. Это, в свою очередь, приведет к дальнейшему повышению э. д. с.  $E_{01}$  генератора, а следовательно, и тока возбуждения  $I_B$  и т. д. Процесс постепенного нарастания э. д. с. продолжается до тех пор, пока напряжение генератора не достигнет вполне определенной величины, зависящей от параметров генератора.

Чтобы разобраться в процессе самовозбуждения, рассмотрим рис. 4.2, б, где 1 — характеристика холостого хода  $E_0 = f(I_B)$  генератора; 2 — вольт-амперная характеристика цепи возбуждения  $E'_0 = I_B r_B$ . Будем считать, что самовозбуждение происходит при холостом ходе, когда  $U = E_0$ .

Характеристика холостого хода показывает зависимость э. д. с., наводимой потоком в обмотке генератора, от тока возбуждения. Вольт-амперная характеристика характеризует цепь возбуждения и показывает, какая э. д. с.  $E_0$  необходима для получения данного тока возбуждения  $I_B$ . Например, току  $I_{B1}$  соответствует э. д. с.  $E_{01}$ . Наклон вольт-амперной характеристики к оси абсцисс определяется электрическим сопротивлением цепи возбуждения

$$r_B = E'_{01} / I_{B1} = \operatorname{tg} \alpha.$$

Сопротивление цепи возбуждения, при котором углы наклона вольт-амперной характеристики и начальной части характеристики холостого хода к оси абсцисс одинаковы, называется *критическим*  $r_{кр}$  (вольт-амперная характеристика при  $r_B = r_{кр}$  на рис. 4.2, б — прямая 3), а угол наклона, соответствующий этому сопротивлению, —  $\alpha_{кр}$ .

Если  $\alpha < \alpha_{кр}$  ( $r_B < r_{кр}$ ), то характеристики пересекаются. Это свидетельствует о том, что самовозбуждение генератора возможно. Действительно, от начала координат до точки А характеристика

холостого хода идет выше вольт-амперной характеристики. Это значит, что при данном сопротивлении  $r_b$  э. д. с.  $E_0$ , наводимая в обмотке якоря генератора, будет больше э. д. с.  $E'_0$ , необходимой для создания тока  $I_b$ . При этом ток в цепи возбуждения  $I_b$  будет увеличиваться, что вызовет увеличение  $E_0$ , а следовательно, и  $I_b$ . Это будет происходить до тех пор, пока  $E_0$  не станет равной  $E'_0$ , т. е. пока характеристика холостого хода не пересечется с вольт-амперной характеристикой (точка  $A$ ). В точке  $A$  процесс самовозбуждения закончится.

Величина э. д. с.  $E_0$ , до которой самовозбудится генератор, зависит от угла наклона вольт-амперной характеристики  $\alpha$ , т. е. от сопротивления цепи возбуждения  $r_b$ . Следовательно, чем больше  $r_b$  (больше  $\alpha$ ), тем меньше э. д. с.  $E_0$ , до которой самовозбуждается генератор. При  $r_b > r_{кр}$  ( $\alpha > \alpha_{кр}$ ) генератор вообще не самовозбуждается.

Как следует из сказанного, самовозбуждение генератора с параллельным возбуждением возможно лишь при соблюдении следующих условий:

- 1) магнитная цепь машины должна иметь поток остаточного магнетизма;
- 2) магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, должен быть направлен согласно с потоком остаточного магнетизма;
- 3) электрическое сопротивление цепи возбуждения должно быть меньше критического.

*Внешняя характеристика* генератора параллельного возбуждения  $U=f(I)$  при  $n=\text{const}$  снимается при постоянном сопротивлении цепи возбуждения:  $r_b=\text{const}$ . Как видно из рис. 4.2,  $\sigma$  (кривая 1), она идет ниже, чем внешняя характеристика генератора независимого возбуждения (кривая 2). Следовательно, увеличение тока нагрузки у генератора параллельного возбуждения сопровождается более резким падением выходного напряжения.

Объясняется это тем, что в генераторе параллельного возбуждения ток возбуждения

$$I_b = U / r_b$$

при увеличении нагрузки не остается неизменным, как имело место в генераторе независимого возбуждения, а уменьшается из-за снижения напряжения  $U$  (за счет падения напряжения на внутреннем сопротивлении цепи якоря  $\Delta U_1 = I_a \sum r$  и размагничивающего влияния реакции якоря  $\Delta U_2 = \Delta E_{р.я}$ ). Уменьшение тока  $I_b$  вызывает снижение магнитного потока  $\Phi$ , а следовательно, и э. д. с. генератора. Таким образом, в генераторе параллельного возбуждения уменьшение выходного напряжения при увеличении тока нагрузки происходит за счет:

- падения напряжения на внутреннем сопротивлении якоря ( $\Delta U_1 = I_a \sum r$ );
- размагничивающего действия реакции якоря ( $\Delta U_2 = \Delta E_{р.я}$ );
- уменьшения тока возбуждения ( $\Delta U_3 = \Delta E_a$ ).

Напряжение на зажимах генератора

$$U = E_0 - \Delta E_{p,я} - \Delta E_a - I_a \Sigma r.$$

Этим же факторами объясняется и то, что при постепенном уменьшении сопротивления нагрузки  $R_H$  ток нагрузки  $I$  увеличивается лишь до критического значения  $I_{кр}$ , а затем начинает уменьшаться. Реакция якоря и уменьшение тока в обмотке возбуждения приводят машину к такому состоянию, при котором даже небольшое уменьшение сопротивления  $R_H$  сопровождается значительным понижением э. д. с. В итоге э. д. с. начинает уменьшаться быстрее, чем сопротивление нагрузки  $R_H$ , и ток в цепи генератора падает.

Номинальное изменение напряжения  $\Delta U_{ном}$  у генератора параллельного возбуждения [см. (4.4)] больше, чем у генератора независимого возбуждения, и составляет  $15 \div 30\%$  номинального напряжения.

Регулировочные характеристики снимаются при  $U = const$ , в данном случае третий фактор падения напряжения  $\Delta U_3$  не проявляется, а поэтому регулировочные характеристики генераторов параллельного и независимого возбуждения одинаковы.

#### § 4.4. Тахогенератор постоянного тока

Тахогенераторами называются небольшие электрические машины, предназначенные для преобразования механического перемещения — вращения вала — в электрический сигнал — выходное напряжение.

Основное требование, предъявляемое к тахогенераторам, — линейность выходной характеристики, т. е. строгая пропорциональность между выходным напряжением  $U_{тр}$  и частотой вращения  $n$ :

$$U_{тр} = kn = k da/dt, \quad (4.5)$$

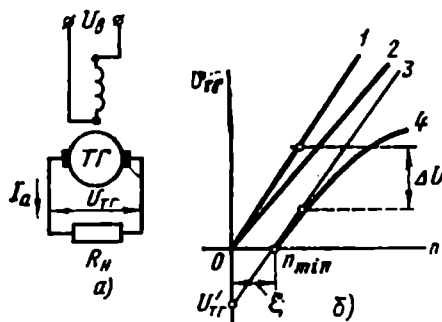


Рис. 4.3. Тахогенератор постоянного тока

где  $k$  — постоянная величина;  $a$  — угол поворота.

Тахогенераторы используются в технике для различных целей: измерения частоты вращения; осуществления обратных связей по скорости в системах автоматического регулирования; выполнения электрического дифференцирования [см. (4.5)] и интегрирования в схемах счетно-решающих устройств.

Тахогенераторами могут быть машины как переменного (синхронные и асинхронные), так и постоянного тока.

Тахогенераторы постоянного тока — это небольшие генераторы постоянного тока с независимым возбуждением (рис. 4.3, а) или с возбуждением от постоянных магнитов. Конструктивно они не

отличаются от обычных машин постоянного тока малой мощности. Выходное напряжение тахогенератора  $U_{\text{тр}}$  может быть выражено через э.д.с. якоря  $E_a$ , падение напряжения в обмотке якоря  $I_a r_a$  и падение напряжения на щеточном контакте  $\Delta U_{\text{щ}}$ :

$$U_{\text{тр}} = E_a - I_a r_a - \Delta U_{\text{щ}}. \quad (4.6)$$

Выразим э.д.с. якоря через магнитный поток возбуждения и частоту вращения  $n$ :

$$E_a = c_e \Phi n,$$

а ток якоря  $I_a$  через напряжение на выходе тахогенератора и сопротивление нагрузки  $R_n$ :

$$I_a = U_{\text{тр}} / R_n.$$

Подставив  $E_a$  и  $I_a$  в выражение (4.6), получим

$$U_{\text{тр}} = c_e \Phi n - (U_{\text{тр}} / R_n) r_a - \Delta U_{\text{щ}},$$

откуда найдем окончательное выражение выходного напряжения:

$$U_{\text{тр}} = \frac{c_e \Phi n}{1 + r_a / R_n} - \frac{\Delta U_{\text{щ}}}{1 + r_a / R_n}. \quad (4.7)$$

Если пренебречь падением напряжения на щеточном контакте (принять  $\Delta U_{\text{щ}} = 0$ ), то выражение выходного напряжения примет вид

$$U_{\text{тр}} = \frac{c_e \Phi}{1 + r_a / R_n} n. \quad (4.8)$$

При постоянных  $\Phi$ ,  $r_a$  и  $R_n$  выходное напряжение строго пропорционально частоте вращения:

$$U_{\text{тр}} = kn. \quad (4.9)$$

Зависимость напряжения на выходе тахогенератора  $U_{\text{тр}}$  от частоты вращения  $n$  называется *выходной характеристикой* (рис. 4.3, б).

Величина  $k$ , равная отношению выходного напряжения  $U_{\text{тр}}$  к частоте вращения  $n$ :

$$k = \frac{U_{\text{тр}}}{n} = \frac{c_e \Phi}{1 + r_a / R_n}, \quad (4.10)$$

называется *крутизной выходной характеристики* и является одной из основных величин, определяющих свойства тахогенераторов.

У современных тахогенераторов крутизна составляет  $3 + 100 \frac{\text{мВ}}{\text{об/мин}}$ .

Чем больше  $c_e$ ,  $\Phi$  и  $R_n$  и меньше  $r_a$ , тем больше крутизна выходной характеристики. Наибольшая крутизна имеет место при холостом ходе, когда  $R_n = \infty$  (прямая 1, рис. 4.3, б):

$$k_{\text{max}} = c_e \Phi. \quad (4.11)$$

При этом

$$U_{\text{трmax}} = E_a = c_e \Phi n. \quad (4.12)$$

Чем меньше сопротивление нагрузки  $R_n$ , тем меньше крутизна характеристики (прямая 2, рис. 4.3, б).

В реальном тахогенераторе  $\Delta U_{\text{ш}} \neq 0$ , поэтому выходная характеристика  $U_{\text{тр}} = f(n)$  пересекает ось ординат (при  $n=0$ ), как это следует из равенства (4.7), не в начале координат, а в точке

$$U'_{\text{тр}} = - \frac{\Delta U_{\text{ш}}}{1+r_a/R_n}$$

(прямая 3, рис. 4.3, б).

За счет падения напряжения в щеточном контакте у тахогенератора появляется зона нечувствительности  $\varepsilon$  — зона частот вращения от  $n=0$  до  $n_{\text{min}}$ , при которых выходное напряжение тахогенератора равно нулю. Границу зоны нечувствительности  $n_{\text{min}}$  можно найти из выражения (4.7), подставив в него  $U_{\text{тр}}=0$ :

$$n_{\text{min}} = \Delta U_{\text{ш}} / (c_r \Phi) = \Delta U_{\text{ш}} / k_{\text{max}}. \quad (4.13)$$

Если магнитная система тахогенератора насыщена и сопротивление нагрузки  $R_n$  невелико, то магнитный поток  $\Phi$  тахогенератора при его работе не остается постоянным — он уменьшается на величину  $\Delta\Phi$  с увеличением частоты вращения за счет размагничивающего действия реакции якоря. При этом крутизна кривой выходной характеристики также уменьшается:

$$k = \frac{c_r (\Phi - \Delta\Phi)}{1+r_a/R_n}$$

и выходная характеристика тахогенератора  $U_{\text{тр}} = f(n)$  отклоняется от прямолинейной (кривая 4, рис. 4.3, б). У тахогенератора появляется погрешность, величина которой обычно составляет  $0,5 \pm 3\%$ . Для устранения погрешности, вносимой реакцией якоря, тахогенераторы выполняют с ненасыщенной магнитной системой.

За счет электрических потерь, а также внешних воздействий температура обмоток тахогенератора не остается постоянной. Нагрев обмоток приводит к увеличению их сопротивления. Сопротивление обмотки якоря тахогенератора  $r_a$  обычно невелико и его изменение мало влияет на выходную характеристику. Изменение сопротивления обмотки возбуждения  $r_b$  приводит к изменению тока возбуждения  $I_b$ , а следовательно, и магнитного потока  $\Phi$ . Последнее ведет к изменению крутизны выходной характеристики и появлению температурной погрешности тахогенератора.

Чтобы устранить температурную погрешность, необходимо поддерживать постоянным либо ток возбуждения, либо магнитный поток. Первое может быть достигнуто включением в цепь обмотки возбуждения специального, независимого от температуры добавочного сопротивления  $r_{\text{доб}} \gg r_b$ . В этом случае величина тока возбуждения практически определяется сопротивлением  $r_{\text{доб}}$ , которое стабильно и почти не зависит от температуры:

$$I_b = U_b / (r_{\text{доб}} + r_b) \approx \text{const.}$$

Стабильность магнитного потока возбуждения при возможных колебаниях тока возбуждения достигается сильным насыщением магнитной системы тахогенератора. В этом случае даже значительное



изменение тока возбуждения  $\Delta I_{\text{в}}$  мало влияет на величину выходного потока ( $\Delta \Phi'' \ll \Delta \Phi'$ ) (рис. 4.4). Однако насыщение тахогенератора увеличивает размагничивающее действие реакции якоря, поэтому оно недопустимо при сравнительно больших токах якоря.

« Тахогенераторы, возбуждаемые постоянными магнитами, не имеют обмотки возбуждения, поэтому их температурная погрешность, возникающая только за счет изменения сопротивления обмотки якоря, очень незначительна.

Наличие в выходной цепи тахогенераторов постоянного тока щеточных контактов обуславливает появление целого ряда недостатков — нестабильности выходной характеристики вследствие изменения переходного сопротивления скользящих контактов; зоны нечувствительности при малых частотах вращения; несимметрии выходной характеристики — неравенства напряжения при вращении якоря в различных направлениях; пульсации выходного напряжения; излучения радиопомех; снижения надежности и пр.

*Несимметрия выходного напряжения* возникает за счет неточной установки щеток на геометрической нейтрали или смещения их в процессе эксплуатации. Ошибка асимметрии обычно выражается в процентах:

$$\Delta U = \frac{U_{\text{пр}} - U_{\text{лев}}}{0,5(U_{\text{пр}} + U_{\text{лев}})} 100,$$

где  $U_{\text{пр}}$  и  $U_{\text{лев}}$  — напряжения соответственно при правом и левом вращении якоря с одной и той же частотой.

В современных тахогенераторах ошибка несимметрии составляет 1 ÷ 3%.

Чтобы устранить недостатки, вносимые щеточными контактами, их переходное сопротивление стараются свести к минимуму. Для этого применяют медно-графитные и серебряно-графитные щетки, а для прецизионных тахогенераторов счетно-решающих устройств даже щетки с серебряными и золотыми папайками.

Для снижения радиопомех тахогенераторы снабжают либо специальными экранами, либо электрическими фильтрами.

Серьезный недостаток тахогенераторов постоянного тока — наличие пульсаций выходного напряжения. Причины возникновения пульсаций весьма разнообразны, однако их можно разделить на три группы: якорные, зубцовые и коллекторные.

Якорные пульсации возникают из-за пульсаций магнитного потока вследствие неравномерности воздушного зазора и неравенства магнитной проводимости якоря в различных радиальных направлениях. Чтобы устранить их, увеличивают воздушный зазор; обрабатывают по высокому классу точности цилиндрические

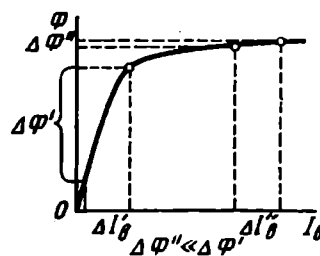


Рис. 4.4. Влияние степени магнитного насыщения на температурную погрешность тахогенератора

поверхности якоря, вала, подшипниковых щитов; применяют *верную сборку* пакета якоря — каждый последующий лист стали смещают на одно зубцовое деление по отношению к предыдущему, выравнивая таким образом магнитную проводимость якоря в различных радиальных направлениях\*.

Зубцовые пульсации возникают вследствие пульсаций магнитной проводимости воздушного зазора из-за зубчатого строения якоря. Для их устранения пазы якоря скашивают на одно зубцовое деление; правильно выбирают ширину полюсных наконечников, число пазов якоря; применяют магнитные клинья и т. п.

Коллекторные пульсации возникают из-за вибрации щеток; вследствие неровностей коллектора, его эллиптичности; периодического изменения числа секций обмотки якоря в параллельных ветвях; добавочных коммутационных токов, нагружающих контакт, и т. п. Чтобы устранить эти недостатки, тщательно подбирают число коллекторных пластин, повышают качество щеток и щеткодержателей, улучшают качество обработки коллектора и т. п.

Однако несмотря на все перечисленные меры, пульсации выходного напряжения в тахогенераторах постоянного тока обычной конструкции полностью устранить не удастся. Желание свести их до минимума привело к созданию тахогенераторов постоянного тока с полым якорем, выполненных аналогично малоинерционным исполнительным двигателям постоянного тока (см. § 3.5). У этих тахогенераторов совершенно отсутствуют якорные и зубцовые пульсации, так как якорь не имеет зубцов; реакция якоря незначительна, а коммутация очень хорошая.

## ГЛАВА V. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### § 5.1. Общие сведения. Классификация

*Электромашинные усилители (ЭМУ)* — это специальные электрические генераторы (чаще постоянного, реже переменного тока) выходная мощность которых регулируется изменением мощности управления (возбуждения), во много раз меньшей выходной мощности.

Простейшим ЭМУ может служить генератор постоянного тока с независимым возбуждением (см. § 4.2). Известно, что выходное напряжение, а следовательно, и выходная мощность генератора зависят от магнитного потока возбуждения. Таким образом, обмотка возбуждения генератора может служить управляющей обмоткой. Изменяя ток возбуждения, можно в широких пределах менять величину выходной мощности, т. е. управлять процес-

\* Листы стали вдоль проката имеют меньшее магнитное сопротивление, чем поперек.

сом превращения механической мощности приводного двигателя в электрическую мощность на выходе генератора. Обычные генераторы постоянного тока при использовании их в качестве ЭМУ обладают существенными недостатками, поэтому в качестве ЭМУ используются специальные электрические машины.

ЭМУ весьма разнообразны как по устройству, так и по принципу действия.

По роду тока их можно разделить на ЭМУ постоянного и переменного тока.

По числу ступеней усиления — на одно-, двух- и трехступенчатые.

По направлению потока возбуждения выходной ступени — на ЭМУ продольного и поперечного поля.

Конструктивно ЭМУ часто выполняют в одном корпусе с приводным электродвигателем (постоянного или переменного тока).

Основные эксплуатационные свойства ЭМУ характеризуются следующими параметрами: коэффициентом усиления; постоянной времени; коэффициентом добротности; степенью возможной форсировки.

*Коэффициент усиления* — это отношение какой-либо величины на выходе ЭМУ (тока, напряжения или мощности) к соответствующей величине на входе (обмотке управления). Различают коэффициенты усиления по току, напряжению, мощности соответственно:

$$k_I = I_{\text{вых}}/I_y; \quad k_U = U_{\text{вых}}/U_y; \quad k_P = P_{\text{вых}}/P_y. \quad (5.1)$$

Здесь  $I_{\text{вых}}$ ,  $U_{\text{вых}}$  и  $P_{\text{вых}}$  — ток, напряжение и мощность на выходе ЭМУ;  $I_y$ ,  $U_y$  и  $P_y$  — ток, напряжение и мощность на входе ЭМУ, т. е. в цепи обмотки управления.

Чаще всего свойства ЭМУ характеризуют коэффициентом усиления по мощности

$$k_P = U_{\text{вых}} I_{\text{вых}} / (U_y I_y). \quad (5.2)$$

*Постоянная времени*  $T$  характеризует инерционность ЭМУ и определяется скоростью электромагнитных процессов. Постоянная времени электрической цепи равна отношению индуктивности цепи к ее активному сопротивлению. Например, постоянная времени обмотки управления

$$T_y = L_y / R_y. \quad (5.3)$$

В современных ЭМУ постоянные времени колеблются от сотых долей секунды в маломощных усилителях (до 1 кВт) до десятых долей секунды в усилителях мощностью 10 кВт и более.

*Коэффициентом добротности* ЭМУ называется отношение коэффициента усиления по мощности к сумме постоянных времени отдельных ступеней усиления:

$$k_D = k_P / (T_1 + T_2 + \dots). \quad (5.4)$$

Следует заметить, что сумма постоянных времени отдельных ступеней может служить лишь мерой при сравнении ЭМУ, но не является постоянной времени ЭМУ в целом ( $T_1 + T_2 + \dots \neq T$ ).

Последнее объясняется тем, что процессы в отдельных ступенях начинаются почти одновременно.

Коэффициент добротности  $k_D$  возрастает с увеличением мощности ЭМУ, достигая сотен тысяч секунд в минус первой степени. Он зависит от типа ЭМУ, числа его ступеней усиления и т. п.

*Степенью возможной форсировки* характеризуется перегрузочная способность ЭМУ. Степенью форсировки по току  $\varphi_I$  или напряжению  $\varphi_U$  называется отношение максимально допустимых тока или напряжения на выходе к их номинальным величинам:

$$\varphi_I = I_{\max}/I_{\text{ном}}; \quad \varphi_U = U_{\max}/U_{\text{ном}}.$$

Степень форсировки ЭМУ, имеющих коллектор, ограничивается условиями коммутации (искрением на коллекторе). Чтобы увеличить  $\varphi_I$ , ЭМУ даже сравнительно небольших мощностей снабжают добавочными полюсами и компенсационными обмотками. Обычно  $\varphi_I = 1,5 \div 2$ .

Степень форсировки по напряжению  $\varphi_U$  ограничивается насыщением магнитной цепи. Обычно  $\varphi_U = 1,5 \div 2$  и лишь в специальных ЭМУ достигает трех.

## **§ 5.2. Одноступенчатый ЭМУ с независимым возбуждением**

Одноступенчатый ЭМУ с независимым возбуждением в принципе представляет собой генератор постоянного тока независимого возбуждения (см. § 4.2). Конструктивно он отличается от последнего тем, что в нем не только сердечник якоря, но и другие части магнитной системы (станину, сердечники полюсов) выполняют шихтованными. Цель такого выполнения — уменьшить влияние вихревых токов на работу ЭМУ в переходных процессах.

Для повышения степени форсировки по напряжению и току, а также увеличения коэффициента усиления, ЭМУ рассчитывают на значительно меньшие электромагнитные нагрузки: магнитную индукцию и плотность тока. Для улучшения коммутации ЭМУ всегда снабжают добавочными полюсами (за исключением ЭМУ очень малых мощностей). По этой же причине ЭМУ выполняют с увеличенным числом пазов и коллекторных пластин.

Принципиальная схема ЭМУ с независимым возбуждением не отличается от схемы, представленной на рис. 4.1, а. Управляющее напряжение подводят прямо к обмотке возбуждения (управления). От величины мощности в цепи управления зависит мощность на выходе ЭМУ. Следует помнить, что *мощность на выходе ЭМУ — это преобразованная механическая мощность приводного двигателя.*

Для обеспечения нормальной работы в схемах автоматического регулирования ЭМУ снабжают несколькими обмотками управления.

Одноступенчатый ЭМУ с независимым возбуждением имеет коэффициент усиления  $k_p = 50 \div 100$ . Если в качестве ЭМУ использовать обычный генератор постоянного тока независимого возбуждения, то его  $k_p = 10 \div 50$ , а постоянная времени  $T$  весьма значительна. Чтобы увеличить  $k_p$  и уменьшить  $T$  в случае использования генератора, целесообразно снизить его выходное напряжение примерно в два раза по сравнению с номинальным напряжением генератора.

Для уменьшения постоянной времени ЭМУ нередко последовательно с обмоткой управления включают дополнительное активное сопротивление  $R_{доб}$ , примерно равное сопротивлению обмотки управления  $r_y$ . Постоянная времени цепи управления, а следовательно, и всего ЭМУ при этом значительно понижается:

$$T_y = L_y / (r_y + R_{доб}).$$

Однако одновременно с этим уменьшается и коэффициент усиления

$$k_p = P_{вых} / P_y = U_{вых} I_{вых} / [I_y^2 (r_y + R_{доб})].$$

Положительные свойства одноступенчатого ЭМУ независимого возбуждения — простота конструкции, надежность и небольшая стоимость. Его недостатки — невысокий коэффициент усиления и сравнительно большая постоянная времени.

### § 5.3. ЭМУ с самовозбуждением

ЭМУ с самовозбуждением — это усовершенствованный ЭМУ независимого возбуждения. У ЭМУ с самовозбуждением обмотка возбуждения (управления) создает не всю м. д. с., необходимую для возбуждения машины, а лишь незначительную ее часть. Основная часть м. д. с. создается обмоткой самовозбуждения, мощность в которую поступает с выхода усилителя. Это способствует уменьшению мощности управления (потерь в обмотке управления), а следовательно, увеличению коэффициента усиления в  $8 \div 10$  раз.

На рис. 5.1, а представлена принципиальная схема ЭМУ с параллельной обмоткой самовозбуждения ОС. Сопротивление цепи этой обмотки выбирается несколько большим критического (см. § 4.3). Это значит, что вольт-амперная характеристика цепи параллельной обмотки при отсутствии тока в обмотке управления (штриховая прямая, рис. 5.1, б) не пересекается с характеристикой

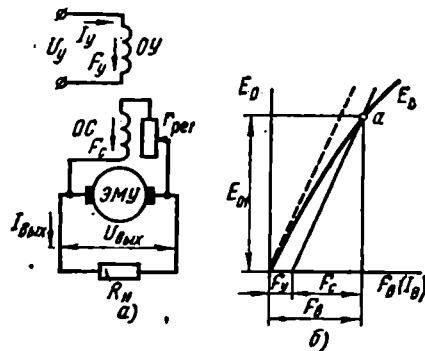


Рис. 5.1. Электромашинный усилитель с параллельной обмоткой самовозбуждения

холостого хода машины  $E_0=f(I_a)$ , а следовательно, ЭМУ не может самовозбуждаться.

При наличии тока в обмотке управления  $OY$  вольт-амперная характеристика обмотки самовозбуждения смещается в сторону больших м. д. с. на величину м. д. с. управления  $F_y$ , пересекается с характеристикой холостого хода (точка  $a$ ) и создает условия для возбуждения ЭМУ. На выходе ЭМУ появляется э. д. с.  $E_{01}$ . Таким образом, м. д. с. возбуждения ЭМУ  $F_a$  имеет две составляющие:

$$F_a = F_c + F_y,$$

при этом м. д. с. обмотки самовозбуждения  $F_c \gg F_y$ . Разгрузка обмотки управления приводит к уменьшению мощности управления  $P_y$ , а следовательно, к увеличению коэффициента усиления ЭМУ [см. (5.2)]. Теоретически при приближении сопротивления цепи обмотки самовозбуждения к критическому значению (см. § 4.3) коэффициент усиления ЭМУ стремится к бесконечности. Из-за наличия остаточного магнетизма и температурного изменения сопротивлений обмоток при работе ЭМУ такого значения коэффициента усиления достичь нельзя. Обычно в ЭМУ с самовозбуждением  $k_p = 400 \div 1000$ .

По величине коэффициента усиления рассматриваемые ЭМУ значительно (в  $8 \div 10$  раз) превосходят ЭМУ независимого возбуждения. Однако по постоянной времени они уступают им. Дело в том, что постоянная времени ЭМУ с самовозбуждением прямо пропорциональна коэффициенту усиления по м. д. с.:  $k_p = F_a / F_y$ . Чем больше  $k_p$ , тем больше  $T$ , но одновременно больше и  $T$ . Повышенное значение постоянной времени ограничивает области применения ЭМУ с самовозбуждением.

Кроме ЭМУ с параллельной обмоткой самовозбуждения выпускаются ЭМУ с последовательной обмоткой самовозбуждения. Однако области их применения в связи с необходимостью иметь постоянное сопротивление нагрузки ограничены.

#### § 5.4. Каскадные многоякорные ЭМУ продольного поля

Чтобы увеличить коэффициент усиления одноступенчатых ЭМУ с независимым возбуждением, на практике их нередко соединяют

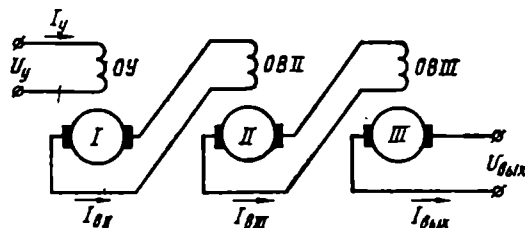


Рис. 5.2. Схема каскадного ЭМУ

каскадно таким образом, что первый ЭМУ питает обмотку управления второго, второй — обмотку управления третьего и т. д. (рис. 5.2).

ЭМУ, входящие в каскады, могут выполняться либо в виде отдельных машин, либо в однокорпус-

ном исполнении, когда якоря всех ЭМУ каскада располагаются на одном валу. Второе исполнение предпочтительнее, так как способствует уменьшению габаритов.

Коэффициент усиления каскадного ЭМУ равен произведению коэффициентов усиления отдельных ЭМУ, входящих в каскад:

$$k_p = k_{pI} k_{pII} k_{pIII}.$$

За счет каскадного соединения можно получить ЭМУ с очень большим коэффициентом усиления ( $10^5$  и более). Однако с увеличением числа ступеней каскада резко уменьшается быстродействие ЭМУ — растет его постоянная времени  $T$ . Последнее сильно ограничивает применение каскадных ЭМУ.

### § 5.5. ЭМУ поперечного поля

ЭМУ поперечного поля является самым распространенным из электромашинных усилителей. Это одноякорный двухступенчатый усилитель, конструктивно представляющий собой ненасыщенную электрическую машину постоянного тока с двумя явно выраженными полюсами, в которых имеются пазы для размещения компенсационной обмотки (рис. 5.3).

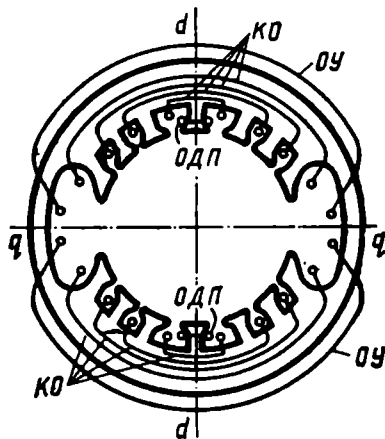


Рис. 5.3. Лист статора и схема расположения обмоток ЭМУ поперечного поля

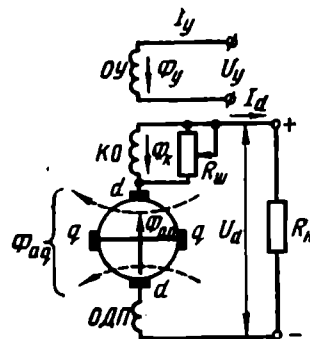


Рис. 5.4. Схема ЭМУ поперечного поля

Статор ЭМУ набирают из штампованных листов электротехнической стали. Якорь усилителя имеет одну обмотку и один коллектор, на котором расположены две пары щеток — по продольной  $d-d$  и поперечной  $q-q$  осям. Поперечные щетки у большинства ЭМУ замкнуты накоротко.

Обмотки возбуждения первой ступени усиления, т. е. обмотки управления  $OU$  (которых обычно несколько), располагают на явно выраженных полюсах статора.

Поток  $\Phi_y$ , созданный током управления, направлен по продольной оси  $d-d$  (рис. 5.4). При вращении якоря приводным двигателем поток  $\Phi_y$  наводит э. д. с. в обмотке якоря, которая снимается щетками  $q-q$ . Так как поперечные щетки замкнуты накоротко, то по обмотке якоря, даже при незначительном по величине потоке управления  $\Phi_y$ , протекает значительный ток  $I_q$ , который создает поток реакции якоря  $\Phi_{aq}$ , направленный по поперечной оси машины. Этот поток является потоком возбуждения второй ступени усиления ЭМУ. Он неподвижен в пространстве и при вращении якоря наводит в его обмотке э. д. с.  $E_d$ , максимум которой имеет место на продольных щетках  $d-d$ . Со щеток  $d-d$  снимается выходное напряжение ЭМУ  $U_d$  — выходное напряжение второй ступени усиления.

При включении ЭМУ на нагрузку в цепи щеток  $d-d$  и в обмотке якоря появляется ток нагрузки  $I_d$ , который, протекая по обмотке якоря, создает магнитный поток реакции якоря  $\Phi_{ad}$ , направленный по продольной оси машины — по оси щеток  $d-d$ . Поток  $\Phi_{ad}$  направлен навстречу потоку управления  $\Phi_y$  и по величине значительно его превосходит.

Чтобы поток  $\Phi_{ad}$  не размагнитил ЭМУ (не уничтожил поток по продольной оси), в выходную цепь  $d-d$  якоря последовательно включают компенсационную обмотку  $KO$ . Ток  $I_d$ , протекая по компенсационной обмотке, создает поток  $\Phi_k$ , направленный навстречу потоку якоря  $\Phi_{ad}$ . Компенсационная обмотка предназначена для компенсации потока  $\Phi_{ad}$ . Ее размещают в пазах статора (см. рис. 5.3). Так же как и обмотка якоря, она является распределенной и позволяет наилучшим образом скомпенсировать поток реакции якоря  $\Phi_{ad}$ . Чтобы регулировать степень компенсации, параллельно  $KO$  включают регулируемое шунтирующее сопротивление  $R_{ш}$ , меняя которое можно изменять ток компенсационной обмотки, а следовательно, и поток  $\Phi_k$ .

ЭМУ поперечного поля — машина ненасыщенная, поэтому величина выходного напряжения  $U_d$  практически прямо пропорциональна величине тока управления  $I_y$ . Внешние характеристики ЭМУ  $U_d = f(I_d)$  при  $I_y = \text{const}$  и  $n = \text{const}$ , от которых во многом зависит коэффициент усиления ЭМУ, в основном определяются степенью компенсации потока  $\Phi_{ad}$  потоком компенсационной обмотки  $\Phi_k$ . Здесь возможны три случая.

При недокомпенсации ( $\Phi_k < \Phi_{ad}$ ) выходное напряжение  $U_d$  значительно уменьшается с ростом тока  $I_d$  вследствие размагничивающего действия потока  $\Phi_{ad}$  (рис. 5.5, прямая 1).

При точной компенсации ( $\Phi_k = \Phi_{ad}$ ) напряжение  $U_d$  с ростом тока  $I_d$  уменьшается незначительно — лишь за счет внутреннего падения напряжения в цепи якоря (прямая 2).

При перекомпенсации ( $\Phi_k > \Phi_{ad}$ ) напряжение  $U_d$  повышается с ростом тока  $I_d$  вследствие увеличения потока по продольной оси за счет превышения потока  $\Phi_k$  над потоком  $\Phi_{ad}$  (прямая 3). Послед-



нее приводит к неустойчивой работе ЭМУ, так как с ростом тока  $I_d$  растет  $U_d$ , что вызывает новое увеличение  $I_d$  и т. д. до тех пор, пока не наступит уменьшение частоты вращения из-за недостатка мощности приводного двигателя.

Так как коэффициент усиления ЭМУ при неизменных  $I_y$  и  $I_d$  прямо пропорционален напряжению  $U_d$ :

$$k_p = U_d I_d / (U_y I_y),$$

то, очевидно, наибольший коэффициент усиления будет при перекомпенсации, а наименьший — при недокомпенсации.

Работа при перекомпенсации невозможна, поэтому ЭМУ обычно настраивают на небольшую недокомпенсацию. Последнее обеспечивает достаточно высокий коэффициент усиления и устойчивую работу ЭМУ.

Для улучшения коммутации под продолжными щетками  $d-d$  средние зубцы каждого из полюсов ЭМУ (см. рис. 5.3) используют в качестве дополнительных полюсов. В пазах, прилегающих к этим зубцам, кроме витков компенсационной обмотки КО располагают еще витки обмотки добавочных полюсов ОДП, которая так же, как компенсационная обмотка, включается последовательно с обмоткой якоря в цепь щеток  $d-d$ . Один из недостатков ЭМУ поперечного поля — неудовлетворительная коммутация под поперечными щетками  $q-q$ , в цепи которых протекает ток  $I_q = (0,15 \div 0,4) I_d$ .

В ЭМУ малой мощности искрение под щетками  $q-q$  не очень велико вследствие незначительной величины тока  $I_q$  и наличия большого воздушного зазора в зоне коммутации.

В ЭМУ средней мощности для улучшения коммутации под щетками  $q-q$  уменьшают ток  $I_q$  путем включения в поперечную цепь якоря подмагничивающей обмотки ПО (рис. 5.6). Эта обмотка создает поток, направленный по поперечной оси  $q-q$ , и компенсирует снижение потока  $\Phi_{aq}$  из-за уменьшения тока  $I_q$ . ПО укладывают в пазы полюсов.

В ЭМУ большой мощности для улучшения коммутации под щетками  $q-q$  кроме подмагничивающей обмотки в цепь якоря по поперечной оси включают еще обмотку добавочных полюсов ОДП<sub>q</sub>, устанавливаемых по поперечной оси в междуполюсном пространстве.

Постоянная времени ЭМУ поперечного поля невелика. Она составляет десятые или

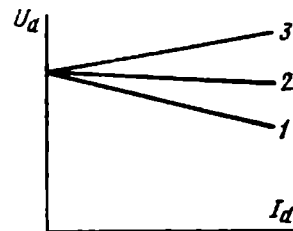


Рис. 5.5. Внешние характеристики ЭМУ поперечного поля

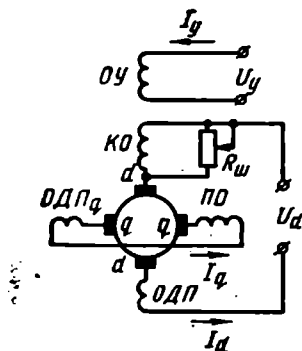


Рис. 5.6. Схема ЭМУ поперечного поля с обмотками ПО и ОДП<sub>q</sub>

сотые доли секунды и определяется в основном постоянной времени поперечной цепи якоря и цепи обмотки управления. Чтобы повысить быстродействие ЭМУ, иногда последовательно с обмоткой управления включают добавочное активное сопротивление  $R_{доб}$ . Последнее, уменьшая постоянную времени  $T$ , одновременно снижает коэффициент усиления из-за роста мощности управления:  $P_y = I_y^2 (r_y + R_{доб})$ .

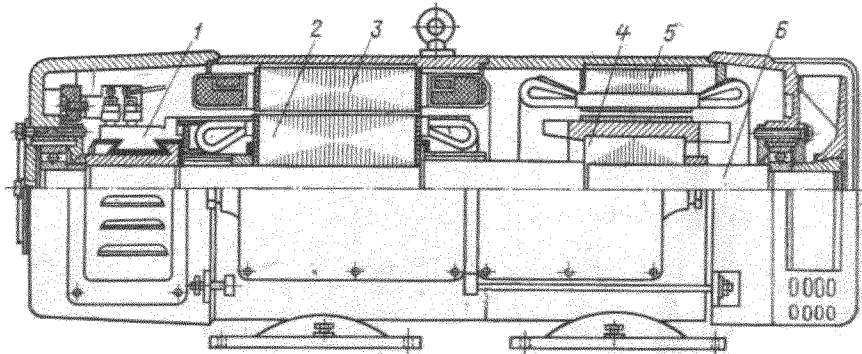


Рис. 5.7. Электромашинный усилитель типа ЭМУ-12А

Наибольшее распространение в СССР получили электромашинные усилители единой серии ЭМУ общепромышленного применения. Усилители этой серии мощностью до 1,5 кВт выполняются в общем корпусе с приводным двигателем. На рис. 5.7 показано устройство электромашинного усилителя типа ЭМУ-12А, где 1 — коллектор ЭМУ, 2 — якорь ЭМУ, 3 — статор ЭМУ, 4 — ротор асинхронного двигателя, 5 — статор асинхронного двигателя, 6 — вал.

## Раздел второй

### ТРАНСФОРМАТОРЫ

---

#### ГЛАВА VI. ТРАНСФОРМАТОРЫ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

##### § 6.1. Назначение и принцип действия трансформаторов

*Трансформатором* называется статический электромагнитный аппарат, служащий для преобразования переменного тока одного напряжения в переменный ток другого напряжения при неизменной частоте.

Трансформаторы применяются в энергосистемах при передаче электроэнергии от электростанций к потребителям, в различных электроустановках (нагревательных, сварочных, выпрямительных), системах автоматики и телемеханики, счетно-решающих устройствах, устройствах радио и связи.

В зависимости от числа фаз преобразуемого напряжения трансформаторы разделяются на однофазные и многофазные (обычно трехфазные). Кроме того, трансформаторы могут быть двухобмоточными, трехобмоточными и многообмоточными. В зависимости от способа охлаждения трансформаторы разделяются на масляные (погруженные в масло) и сухие (с воздушным охлаждением).

Рассмотрим однофазный двухобмоточный трансформатор.

Принцип действия трансформатора основан на явлении электромагнитной индукции. Однофазный двухобмоточный трансформатор состоит из трех основных частей: магнитопровода и двух обмоток. Одна из обмоток трансформатора — первичная — подключается к источнику переменного тока с напряжением  $U_1$  (рис. 6.1). Переменный ток этой обмотки создает в магнитопроводе переменный магнитный поток  $\Phi$ . Замы-

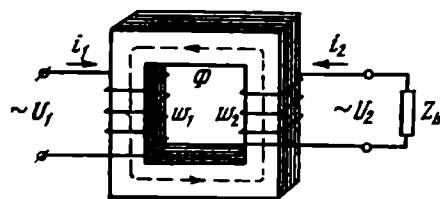


Рис. 6.1. Электромагнитная схема однофазного двухобмоточного трансформатора

каясь по магнитопроводу, он сцепляется с обмотками трансформатора и наводит в них э. д. с. первичной и вторичной обмоток:

$$e_1 = -\omega_1 d\Phi/dt; \quad (6.1)$$

$$e_2 = -\omega_2 d\Phi/dt. \quad (6.2)$$

Если магнитный поток трансформатора является синусоидальной функцией времени

$$\Phi = \Phi_{\max} \sin \omega t, \quad (6.3)$$

то после подстановки его в уравнение (6.1) и дифференцирования получим

$$e_1 = -\omega\omega_1 \Phi_{\max} \cos \omega t.$$

Так как

$$\cos \omega t = -\sin(\omega t - \pi/2),$$

то

$$e_1 = \omega\omega_1 \Phi_{\max} \sin(\omega t - \pi/2).$$

Это значит, что э. д. с.  $e_1$  отстает по фазе от потока  $\Phi$  на четверть периода —  $\pi/2$ .

Максимальное значение э. д. с.

$$E_{1 \max} = \omega\omega_1 \Phi_{\max}. \quad (6.4)$$

Разделив  $E_{1 \max}$  на  $\sqrt{2}$  и подставив  $\omega = 2\pi f$ , получим выражение эффективного (действующего) значения э. д. с. первичной обмотки:

$$E_1 = \frac{E_{1 \max}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \omega_1 \Phi_{\max} = 4,44 f \omega_1 \Phi_{\max}. \quad (6.5)$$

Преобразуя аналогично равенство (6.2), получим выражение эффективного значения э. д. с. вторичной обмотки:

$$E_2 = 4,44 f \omega_2 \Phi_{\max}. \quad (6.6)$$

При холостом ходе, когда ток вторичной обмотки равен нулю ( $I_2 = 0$ ), э. д. с. первичной обмотки трансформатора практически равна первичному напряжению:  $E_1 \approx U_1$ , а э. д. с. вторичной обмотки равна вторичному напряжению:  $E_2 = U_{20}$ .

Отношение э. д. с. обмоток однофазного трансформатора, а следовательно, и напряжений при холостом ходе, как в этом нетрудно убедиться [см. (6.5) и (6.6)], равно отношению числа витков обмоток. Это отношение принято обозначать буквой  $k$  и называть *коэффициентом трансформации*:

$$k = E_1/E_2 = U_1/U_{20}. \quad (6.7)$$

Если  $\omega_2 < \omega_1$  и  $U_2 < U_1$ , то трансформатор называется *понижающим*. Если же  $\omega_2 > \omega_1$  и  $U_2 > U_1$ , то трансформатор называется *повышающим*. Один и тот же трансформатор в зависимости от способа включения может работать либо как понижающий, либо как повышающий.

Обмотка трансформатора с большим напряжением называется *обмоткой высшего напряжения — ВН*; обмотка с меньшим напряжением — *обмоткой низшего напряжения — НН*.

## § 6.2. Конструкция трансформаторов

Основными частями трансформатора являются магнитопровод и обмотки.

В зависимости от способа изготовления магнитопроводы трансформаторов разделяют на пластинчатые и ленточные.

Пластинчатые магнитопроводы (рис. 6.2, а, б, в) собирают из отдельных пластин, полученных путем штамповки либо резки (раскроя) листовой электротехнической стали. Для уменьшения вихревых токов пластины изолируют друг от друга слоем изоляционного лака, бумаги или оксидной пленкой.

Ленточные магнитопроводы применяют обычно в трансформаторах малой мощности. Эти магнитопроводы изготавливают из лент рулонной электротехнической стали (рис. 6.2, г, д, е). Лента предварительно покрывается изолирующим и клеящим составом.

Как пластинчатые, так и ленточные магнитопроводы по своему конструктивному выполнению делятся на три основных типа: стержневые, броневые и тороидальные.

*Стержневые пластинчатые магнитопроводы* (рис. 6.2, а) собирают из прямоугольных пластин одинаковой ширины. Части магнитопровода, на которые надевают обмотки, называются *стержнями*. Часть магнитопровода, соединяющая стержни между собой, называется *ярмом*. Часто для уменьшения магнитного сопротивления в месте соединения стержня с ярмом пластины собирают в «перекрышку», т. е. так, чтобы места стыков пластин каждого ряда перекрывались пластинами следующего ряда. Пластины магнитопровода скрепляют в пакет либо посредством шпилек, электрически изолированных от пластин магнитопровода, либо с помощью специальных токонепроводящих бандажей из капроновых ниток (рис. 6.3).

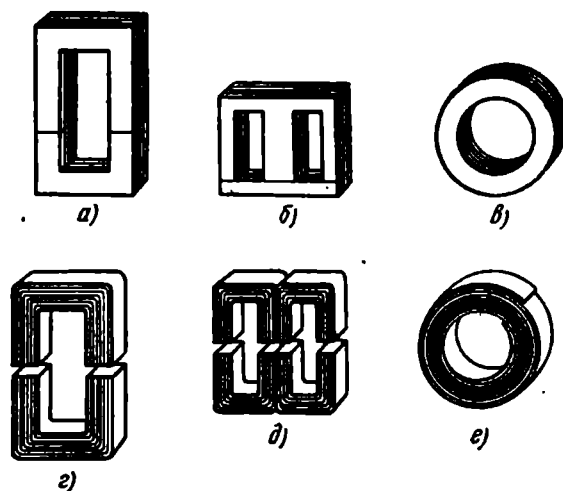


Рис. 6.2. Конструкция магнитопровода трансформаторов

*Броневые пластинчатые магнитопроводы* (см. рис. 6.2, б) собирают из пластин Ш-образной формы. Они имеют лишь один стержень, на котором располагают все обмотки трансформатора.

*Тороидальные пластинчатые магнитопроводы* (см. рис. 6.2, в) собирают из отдельных штампованных колец.

*Ленточные магнитопроводы стержневого и броневые типов* состоят из отдельных сердечников подковообразной формы (см. рис. 6.2, г, д), собранных встык.

*Тороидальные ленточные магнитопроводы* (см. рис. 6.2, е) изготавливают путем навивки ленты на оправку заданного размера.

В трехфазных трансформаторах используются магнитопроводы трехстержневой конструкции (рис. 6.4).

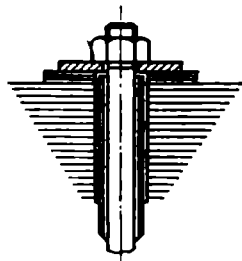


Рис. 6.3. Изоляция шпильки

Обмотки трансформаторов (рис. 6.5) выполняют из медных или алюминиевых изолированных проводов круглого либо прямоугольного сечения. Последнее относится лишь

к трансформаторам средней и большой мощности. Первичную 1 и вторичную 4 обмотки располагают на гильзе б или каркасе, изготовляемых из электротехнического картона или другого изоляционного материала. Гильзу или каркас вместе с обмотками укрепляют на стержне магнитопровода. Каркас предохраняет обмотку от «рас-

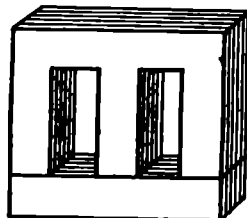


Рис. 6.4. Трехстержневой магнитопровод трехфазного трансформатора

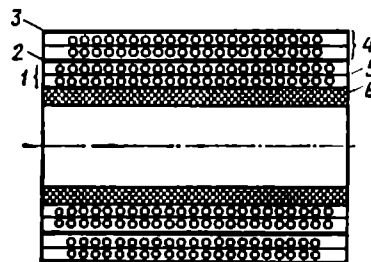


Рис. 6.5. Расположение обмоток на гильзе

сыпания» и изолирует ее от магнитопровода. Обмотки трансформатора содержат: межвитковую, междуслойную, междуобмоточную 2 и внешнюю 3 изоляции. Междуслойная изоляция 5 служит для изоляции отдельных слоев обмотки друг от друга. Она применяется лишь в обмотках, между смежными слоями которых имеется значительное напряжение. Междуобмоточная изоляция 2 электрически изолирует обмотки друг от друга. Внешняя изоляция 3 обмотки накладывается на последний слой и служит для предохранения обмотки от пробоя на корпус трансформатора, а также от механических повреждений.

В трансформаторах средней и большой мощности ближе к стержню располагают обмотку низшего напряжения. Это позволяет несколько уменьшить слой изоляции между обмоткой и стержнем, а также создает лучшие условия охлаждения обмотки низшего напряжения, по которой протекает больший ток. В низковольтных трансформаторах малой мощности ближе к стержню помещают обмотку высшего напряжения. Последнее позволяет уменьшить стоимость трансформатора, так как средняя длина витка обмотки высшего напряжения, выполненной из дорогостоящего провода малого сечения, получается меньше.

На рис. 6.6 показано расположение обмоток на магнитопроводах трансформаторов.

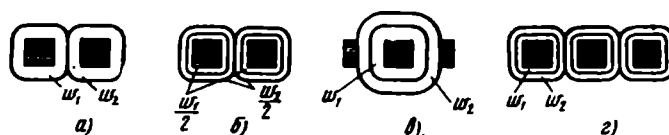


Рис. 6.6. Расположение обмоток на магнитопроводе трансформаторов

Раздельное расположение обмоток на стержнях магнитопровода (рис. 6.6, а) применяется в высоковольтных трансформаторах, так как это позволяет лучше изолировать обмотку ВН от обмотки НН. Однако в этом случае наблюдается увеличение магнитного потока рассеяния.

Расположение обмоток, показанное на рис. 6.6, б, является наиболее распространенным в низковольтных трансформаторах. Достоинства такого расположения обмоток — незначительная величина магнитного потока рассеяния из-за меньшей толщины намотки и небольшой расход обмоточных проводов, так как снижение толщины намотки ведет к уменьшению средней длины витка обмоток. Кроме того, в этом случае увеличивается поверхность охлаждения обмоток.

В броневом трансформаторе (рис. 6.6, в) все обмотки располагаются на одном стержне. При этом магнитопровод частично защищает обмотки от механических повреждений.

На рис. 6.6, г показано расположение обмоток трехфазного трансформатора на трехстержневом магнитопроводе.

В тороидальных трансформаторах обмотки располагаются по всей длине магнитопровода. Особенность намотки тороидальных трансформаторов обусловлена различием в величинах внешнего и внутреннего диаметров. Если витки укладывать вплотную друг к другу по внешней поверхности тороида, то по внутренней поверхности тороида, периметр которой значительно меньше, эти же витки не уложатся в один слой. В результате толщина намотки по внутреннему диаметру тороида увеличивается (рис. 6.7).

Кроме магнитопровода и обмоток трансформаторы имеют металлический кожух, клеммную панель и крепёжные детали. Металлический кожух электрически соединяется с магнитопроводом и заземляется. Эта мера необходима из соображения техники безопасности на случай пробоя изоляции одной из обмоток.

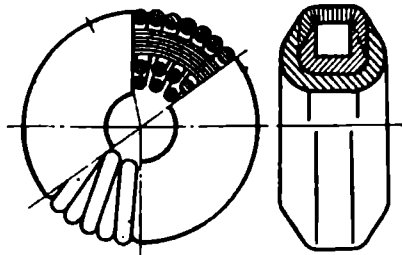


Рис. 6.7. Расположение обмоток трансформатора на тороидальном сердечнике

Трансформаторы, включаемые в сеть высокого напряжения, делают масляными. В таком трансформаторе магнитопровод с обмотками помещают в металлический бак, заполненный трансформаторным маслом, которое увеличивает электрическую прочность изоляции и способствует лучшему охлаждению обмоток трансформатора и магнитопровода.

### § 6.3. Холостой ход трансформатора

Под *холостым ходом* понимают режим работы трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке, когда ток  $I_2=0$  (рис. 6.8).

Ток  $I_0$ , протекающий в этом случае по первичной обмотке, создает магнитное поле, часть которого (поток  $\Phi_0$ ) замыкается по стальному магнитопроводу и сцепляется как с первичной, так и со вторичной обмотками. Это основной поток первичной обмотки — *поток взаимной индукции*. Другая часть потока первичной обмотки ( $\Phi_{\sigma 1}$ ) замыкается только вокруг первичной обмотки — это *поток рассеяния* первичной обмотки.

Магнитные потоки  $\Phi_0$  и  $\Phi_{\sigma 1}$  наводят в первичной обмотке соответственно э. д. с.  $E_1$  и  $E_{\sigma 1}$ .

Так как основной поток  $\Phi_0$  первичной обмотки замыкается по стальному магнитопроводу, который может быть насыщенным, то поток, а следовательно, и наводимая им э. д. с.  $E_1$  в общем случае не прямо пропорциональны току  $I_0$ . Именно поэтому э. д. с.  $E_1$  обычно выражают непосредственно через поток  $\Phi_0$ :

$$E_1 = 4,44f\omega_1\Phi_0, \quad (6.8)$$

где  $\Phi_0$  — амплитудное значение потока.

Поток рассеяния  $\Phi_{\sigma 1}$  проходит большие участки пути по воздуху, магнитное сопротивление которого постоянно и во много раз больше магнитного сопротивления стали. Магнитный поток  $\Phi_{\sigma 1}$ , а следовательно, и наводимая им э. д. с.  $E_{\sigma 1}$  прямо пропорциональны току первичной обмотки. Коэффициентом пропорциональности между током

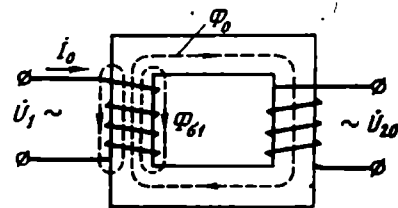


Рис. 6.8. Схема однофазного трансформатора в режиме холостого хода



$I_0$  и э. д. с.  $E_{\sigma 1}$  является индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки  $x_1$ :

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -jx_1 \dot{I}_0. \quad (6.9)$$

Напряжение, приложенное к первичной обмотке трансформатора при холостом ходе  $\dot{U}_1$ , уравнивается суммой э. д. с.  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}_{\sigma 1}$ , а также падением напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки  $\dot{I}_0 r_1$ :

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + (-\dot{E}_{\sigma 1}) + \dot{I}_0 r_1. \quad (6.10)$$

Знак « $-$ » перед векторами э. д. с. показывает, что они направлены навстречу напряжению  $\dot{U}_1$ .

Выразив  $\dot{E}_{\sigma 1}$  через ток  $\dot{I}_0$  согласно уравнению (6.9), получим

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_0 r_1 + j\dot{I}_0 x_1, \quad (6.11)$$

или

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_0 Z_1, \quad (6.12)$$

где  $Z_1 = r_1 + jx_1$  — полное сопротивление первичной обмотки.

Произведение  $\dot{I}_0 Z_1$  при холостом ходе значительно меньше  $\dot{E}_1$ , поэтому им можно пренебречь и считать, что

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1.$$

Исходя из этого равенства с учетом выражения (6.8) модуль напряжения

$$U_1 \approx E_1 = 4,44 f \omega_1 \Phi_0. \quad (6.13)$$

откуда выражение амплитуды магнитного потока

$$\Phi_0 = E_1 / (4,44 f \omega_1) \approx U_1 / (4,44 f \omega_1). \quad (6.14)$$

Выражение (6.14) показывает, что основной магнитный поток прямо пропорционален напряжению  $U_1$  и обратно пропорционален частоте сети  $f$  и числу витков первичной обмотки  $\omega_1$ :

$$\Phi_0 \equiv U_1; \quad \Phi_0 \equiv 1/f; \quad \Phi_0 \equiv 1/\omega_1. \quad (6.15)$$

Это значит, что снижение напряжения  $U_1$  приводит к уменьшению потока  $\Phi_0$ , а снижение  $f$  и  $\omega_1$  — к увеличению потока, и наоборот. Этот вывод справедлив не только для трансформатора, но и для всех магнитных цепей переменного тока.

Из выражения (6.14) следует, что величина основного магнитного потока  $\Phi_0$  не зависит от сопротивления магнитной цепи  $R_M$ , т. е. от длины и сечения магнитопровода. Последнее справедливо только для трансформаторов, у которых  $\dot{I}_0 Z_1 \ll E_1$  и, следовательно,  $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$ . Однако сопротивление  $R_M$  сильно влияет на величину тока холостого хода  $I_0$ , который по существу является намагничивающим током. Действительно, так как

$$\Phi_0 = I_0 \omega_1 / R_m, \quad (6.16)$$

то

$$I_0 = \Phi_0 R_m / \omega_1. \quad (6.17)$$

При постоянных  $U_1$ ,  $f$ ,  $\omega_1$  магнитный поток, как это следует из (6.14), практически постоянен, а это значит, что всякое изменение  $R_m$  ведёт к пропорциональному изменению  $I_0$ .

Магнитный поток холостого хода  $\Phi_0$ , сцепляясь со вторичной обмоткой, наводит в ней э. д. с.  $E_2$ . При холостом ходе, когда  $I_2 = 0$ , эта э. д. с. равна вторичному напряжению трансформатора  $U_{20}$ .

#### § 6.4. Работа трансформатора при нагрузке

При подключении сопротивления нагрузки  $Z_H$  к зажимам вторичной обмотки трансформатора появляется ток  $I_2$  (рис. 6.9). Одновременно ток в первичной обмотке достигает значения  $I_1$ , а магнитный поток в магнитопроводе, созданный м. д. с. первичной обмотки, будет равен  $\Phi_1$ .

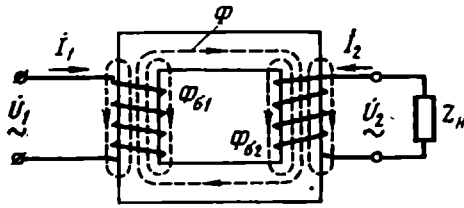


Рис. 6.9. Схема однофазного трансформатора в режиме нагрузки

Ток  $I_2$ , протекая по вторичной обмотке, создает магнитное поле вторичной обмотки. Большая — основная — часть потока вторичной обмотки замыкается по магнитопроводу трансформатора, сцепляясь как со вторичной, так и с первичной его обмотками. Это основной поток вторичной обмотки  $\Phi_2$ . Меньшая часть потока вторичной обмотки сцепляется

только со вторичной обмоткой. Это поток рассеяния вторичной обмотки  $\Phi_{\sigma 2}$ . Он так же, как и поток рассеяния первичной обмотки, проходит большие участки пути по воздуху, поэтому пропорционален току  $I_2$ . Пропорциональна току  $I_2$  и наводимая потоком  $\Phi_{\sigma 2}$  э. д. с. рассеяния вторичной обмотки:

$$\dot{E}_{\sigma 2} = -j x_2 \dot{I}_2, \quad (6.18)$$

здесь  $x_2$  — индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки.

Магнитный поток  $\Phi_2$  вторичной обмотки в соответствии с законом Ленца направлен навстречу потоку первичной обмотки  $\Phi_1$ , который вызвал э. д. с.  $E_2$  и ток  $I_2$ . На первый взгляд кажется, что суммарный поток в магнитопроводе трансформатора

$$\dot{\Phi} = \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2 \quad (6.19)$$

с возрастанием тока  $I_2$ , а следовательно, и потока  $\Phi_2$  будет снижаться. Однако это не так. Если предположить, что суммарный

магнитный поток  $\Phi$  в сердечнике трансформатора с увеличением тока  $I_2$  уменьшится, то уменьшится и э. д. с.  $E_1$ , которая наводится потоком  $\Phi$ , сцепляющимся с первичной обмоткой. Со снижением э. д. с.  $E_1$  напряжение  $\dot{U}_1$ , приложенное к первичной обмотке, не будет уравновешено, а следовательно, ток первичной обмотки  $I_1$  возрастет. В последнем нетрудно убедиться, рассматривая выражения напряжения и тока первичной обмотки, которые согласно уравнению (6.12) в этом случае имеют вид

$$U_1 = (-E_1) + I_1 Z_1; \quad (6.20)$$

$$I_1 = [\dot{U}_1 - (-\dot{E}_1)] / Z_1. \quad (6.21)$$

Увеличение тока  $I_1$  первичной обмотки происходит до тех пор, пока напряжение  $\dot{U}_1$  не будет уравновешено. В трансформаторах мощностью свыше 200 ÷ 300 В·А это произойдет тогда, когда э. д. с. будет примерно равна напряжению  $U_1$  (вследствие малости  $I_1 Z_1$ ):  $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$ . Последнее будет иметь место, когда суммарный магнитный поток в сердечнике трансформатора  $\Phi$  достигнет величины, примерно равной потоку холостого хода  $\Phi_0$ .

Таким образом, магнитный поток  $\Phi$  трансформатора при нагрузке примерно равен потоку холостого хода  $\Phi_0$ . При изменении тока  $I_2$  поток  $\Phi$  практически не изменяется:

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 \approx \Phi_0 \quad 6.23$$

Строго говоря, магнитный поток  $\Phi$  не остается постоянным при изменении тока нагрузки  $I_2$ , поскольку с изменением  $I_2$  меняется и ток  $I_1$ , а следовательно, меняется и падение напряжения  $I_1 Z_1$ . Это ведет к изменению э. д. с.  $E_1$ , величина которой пропорциональна потоку  $\Phi$ . Однако при изменениях нагрузки от нуля (в режиме холостого хода) до номинальной в трансформаторах мощностью свыше 200 ÷ 300 В·А изменение потока  $\Phi$  настолько мало, что его можно не учитывать. Величиной падения напряжения  $I_1 Z_1$  нельзя пренебрегать, а следовательно, нельзя считать поток  $\Phi$  постоянным: в трансформаторах мощностью до 200 В·А во всем диапазоне нагрузок; в трансформаторах большей мощности при нагрузках свыше номинальной, особенно в режимах, близких к режиму короткого замыкания.

Работу трансформатора под нагрузкой с физической точки зрения можно пояснить следующим образом. Ток  $I_2$  вторичной обмотки стремится уменьшить магнитный поток трансформатора  $\Phi$ . Напряжение сети, к которой подключена первичная обмотка, стремится восстановить поток, посылая в трансформатор дополнительный ток  $\Delta I_1$ . Мощность  $I_2 U_2$ , отдаваемая трансформатором нагрузке, поступает в трансформатор из сети в виде величины  $U_1 \Delta I_1$ . Таким образом, магнитный поток сердечника транс-

форматора является как бы упругим телом, с помощью которого передается мощность от первичной обмотки ко вторичной.

При нагрузке ток  $\dot{I}_1$  первичной обмотки можно выразить суммой двух токов: тока холостого хода  $\dot{I}_0$  и тока  $\Delta\dot{I}_1$ , идущего на поддержание магнитного потока сердечника неизменным:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \Delta\dot{I}_1. \quad (6.23)$$

Умножая обе части этого равенства на число витков первичной обмотки  $\omega_1$ , получим уравнение м. д. с.

$$\dot{I}_1\omega_1 = \dot{I}_0\omega_1 + \Delta\dot{I}_1\omega_1. \quad (6.24)$$

При работе трансформатора магнитный поток в сердечнике  $\Phi$ , несмотря на наличие противодействующей м. д. с. вторичной обмотки  $I_2\omega_2$ , остается практически постоянным, примерно равным потоку холостого хода. Это значит, что увеличение м. д. с. первичной обмотки при нагрузке  $\Delta I_1\omega_1$  равно по величине и противоположно по направлению м. д. с. вторичной обмотки:

$$\Delta\dot{I}_1\omega_1 = -\dot{I}_2\omega_2. \quad (6.25)$$

С учетом этого уравнение м. д. с. (6.24) можно записать как

$$\dot{I}_1\omega_1 = \dot{I}_0\omega_1 - \dot{I}_2\omega_2. \quad (6.26)$$

Поделив обе части равенства (6.26) на  $\omega_1$ , получим уравнение токов трансформатора:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2(\omega_2/\omega_1). \quad (6.27)$$

Второй член правой части уравнения называют *током вторичной обмотки, приведенным к числу витков первичной обмотки*, и обозначают как

$$\dot{I}'_2 = \dot{I}_2(\omega_2/\omega_1). \quad (6.28)$$

С учетом (6.28) уравнение токов примет вид

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2, \quad (6.29)$$

или

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \quad (6.30)$$

### § 6.5. Основные уравнения трансформатора

Основными уравнениями трансформатора называют уравнения напряжений его первичной и вторичной обмоток и уравнение токов. Согласно (6.20), (6.30), а также с учетом того, что напряжение вторичной обмотки  $\dot{U}_2$  равно  $\dot{E}_2$  без падения напряжения на внутреннем сопротивлении вторичной обмотки  $Z_2$ , получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= (-\dot{E}_1) + i_1 r_1 + j i_1 x_1; \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - i_2 r_2 - j i_2 x_2; \\ i_1 &= i_0 + (-i_2). \end{aligned} \right\} \quad (6.31)$$

Основные уравнения трансформатора могут изображаться либо аналитически в виде векторных уравнений [см. (6.31)], либо графически в виде векторных диаграмм.

У трансформаторов с большими коэффициентами трансформации токи, напряжения и сопротивления первичной и вторичной обмоток очень сильно отличаются по величине. Например, при  $k=100$  напряжения и токи отличаются в 100 раз. Последнее весьма неудобно, особенно при графическом изображении основных уравнений. Для устранения этого неудобства при исследовании трансформаторов принято приводить все параметры вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки. Иными словами, *заменять реальный трансформатор приведенным, у которого число витков вторичной обмотки равно числу витков первичной обмотки*. При этом все величины вторичной обмотки приводятся к числу витков первичной обмотки таким образом, чтобы физические процессы в приведенном трансформаторе оставались такими же, как в реальном.

Ранее было получено выражение приведенного вторичного тока [см. (6.28)]:

$$I_2' = I_2 (\omega_2 / \omega_1) = I_2 / k, \quad (6.32)$$

откуда следует, что  $I_2 / I_2' = k$ .

Исходя из равенства вторичных мощностей приведенного и реального трансформаторов, с учетом (6.32) получим выражение приведенного вторичного напряжения  $U_2'$ :

$$\begin{aligned} U_2' I_2' &= I_2 U_2; \\ U_2' &= I_2 U_2 / I_2' = U_2 k. \end{aligned} \quad (6.33)$$

Аналогично

$$E_2' = E_2 k. \quad (6.34)$$

На основании равенства электрических потерь во вторичных обмотках приведенного и реального трансформаторов с учетом соотношения (6.32) получим выражение приведенного активного сопротивления

$$\begin{aligned} I_2'^2 r_2' &= I_2^2 r_2; \\ r_2' &= I_2^2 r_2 / I_2'^2 = r_2 k^2. \end{aligned} \quad (6.35)$$

Исходя из постоянства отношений

$$x_2' / r_2' = x_2 / r_2. \quad (6.36)$$

запишем выражение приведенного индуктивного сопротивления рассеяния

$$x'_2 = x_2 k^2. \quad (6.37)$$

Основные уравнения трансформатора в случае приведения величины вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 r_1 + j \dot{I}_1 x_1; \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - \dot{I}_2 r'_2 - j \dot{I}_2 x'_2; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \end{aligned} \right\} \quad (6.38)$$

### § 6.6. Векторная диаграмма трансформатора

Векторная диаграмма трансформатора является графическим изображением его основных уравнений (6.38).

Построим векторную диаграмму для случая активно-индуктивной нагрузки, когда ток  $\dot{I}'_2$  отстает по фазе от напряжения  $\dot{U}'_2$  (рис. 6.10, а).

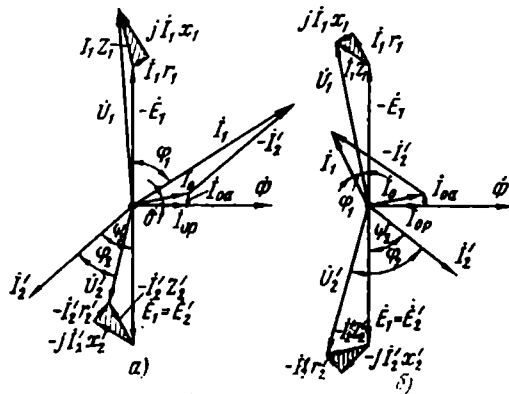


Рис. 6.10. Векторные диаграммы трансформатора

Отложим вектор потока  $\Phi$ . Под углом  $\delta$  к вектору потока проведем вектор тока холостого хода  $\dot{I}_0$ , реактивная составляющая которого  $\dot{I}_{0p}$  совпадает по фазе с потоком  $\Phi$ , а активная составляющая  $\dot{I}_{0a}$  перпендикулярна к нему.

Векторы э. д. с.  $\dot{E}_1$  и  $\dot{E}'_2$  (для приведенного трансформатора они равны:  $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ ) отстают по фазе от потока на  $90^\circ$ . Под углом  $\psi_2$  к вектору э. д. с.  $\dot{E}'_2$  проведем вектор тока  $\dot{I}'_2$ .

При этом

$$\psi_2 = \arctg \frac{x'_2 + x'_n}{r'_2 + r'_n},$$

где  $x'_n$  и  $r'_n$  — приведенные величины индуктивного и активного сопротивлений нагрузки.

Согласно второму уравнению трансформатора (6.38), прибавив к вектору  $\dot{E}_2$  векторы  $-j\dot{I}_2 x_2$  и  $-\dot{I}_2 r_2$ , найдем вектор вторичного напряжения  $\dot{U}_2$  и угол  $\varphi_2$ , на который он опережает по фазе ток  $\dot{I}_2$ .

Далее графически изобразим уравнение токов трансформатора: к вектору  $\dot{I}_0$  прибавим вектор  $-\dot{I}_2$  и получим вектор  $\dot{I}_1$ .

Затем в соответствии с первым основным уравнением трансформатора найдем вектор  $\dot{U}_1$ . Для этого к вектору  $-\dot{E}_1$  прибавим векторы  $\dot{I}_1 r_1$  и  $j\dot{I}_1 x_1$ . Построив вектор  $\dot{U}_1$ , найдем угол  $\varphi_1$  между векторами  $\dot{U}_1$  и  $\dot{I}_1$ .

На рис. 6.10, б аналогично построена векторная диаграмма трансформатора при активно-емкостной нагрузке.

Векторные диаграммы весьма удобны при исследовании трансформаторов: по ним легко судить о соотношениях величин и о фазовых сдвигах между векторными величинами; они позволяют решить целый ряд задач, например определить величину и фазу вторичного напряжения при различных нагрузках и  $\dot{U}_1 = \text{const}$ .

Сравнивая диаграммы, построенные при активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузках, нетрудно заметить, что при активно-индуктивной нагрузке напряжение  $\dot{U}_2 < \dot{E}_2$ , а при активно-емкостной нагрузке, наоборот,  $\dot{U}_2 > \dot{E}_2$ .

### § 6.7. Схема замещения трансформатора

Напряжение  $\dot{U}_1$ , приложенное к первичной обмотке трансформатора, можно выразить как произведение первичного тока  $\dot{I}_1$  на входное сопротивление трансформатора  $Z_{\text{вх}}$ :

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_{\text{вх}}.$$

Входное сопротивление трансформатора можно представить в виде некоторой электрической схемы, называемой *схемой замещения трансформатора*, которую легко получить, анализируя основные уравнения трансформатора.

Выразим  $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$  через произведение сопротивления  $Z_0$  на ток холостого хода  $\dot{I}_0$ :

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2 = -\dot{I}_0 Z_0.$$

Учитывая, что  $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z'_n$  ( $Z'_n$  — приведенное сопротивление нагрузки), перепишем основные уравнения трансформатора (6.38) в следующем виде:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_0 Z_0 + \dot{I}_1 Z_1; \quad (6.39)$$

$$\dot{U}'_2 = -\dot{I}_0 Z_0 - \dot{I}'_2 Z'_2 = \dot{I}'_2 Z_H; \quad (6.40)$$

$$\dot{I}'_2 \approx \dot{I}_0 - \dot{I}_1. \quad (6.41)$$

Подставив в (6.40) выражение тока  $\dot{I}'_2$  из (6.41), после преобразований получим

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 [(Z'_2 + Z'_H)/(Z_0 + Z'_2 + Z'_H)]. \quad (6.42)$$

Подставим  $\dot{I}_0$  из (6.42) в (6.39) и преобразуем его:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_{\text{вх}} = \dot{I}_1 [Z_1 + Z_0 (Z'_2 + Z'_H)/(Z_0 + Z'_2 + Z'_H)]. \quad (6.43)$$

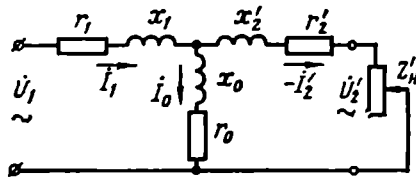


Рис. 6.11. Электрическая схема замещения трансформатора

Сопротивлению  $Z_{\text{вх}}$  соответствует схема, представленная на рис. 6.11. Эта схема и называется схемой замещения трансформатора. В нее входят уже известные сопротивления:  $Z_1 = r_1 + jx_1$ ;  $Z_2 = r_2 + jx_2$ ;  $Z_H = r_H + jx_H$  и сопротивление  $Z_0 = r_0 + jx_0$ , называемое *сопротивлением ветви намагничивания*. Активная его составляющая

$r_0$  — это фиктивное сопротивление, обусловленное потерями в стали трансформатора. Реактивная составляющая  $x_0$  — индуктивное сопротивление взаимной индукции, обусловленное магнитным сопротивлением основному потоку трансформатора  $\Phi$ .

Зная схему замещения трансформатора, параметры которой, за исключением  $Z_H$ , практически постоянны, несложно исследовать схемы, в которые включен трансформатор. Параметры схемы замещения трансформатора можно определить с помощью опытов холостого хода и короткого замыкания.

### § 6.8. Опыты холостого хода и короткого замыкания

Опыт холостого хода проводят в следующем порядке: первичную обмотку включают в сеть, а вторичную обмотку оставляют разомкнутой. При этом ток в первичной обмотке равен  $I_0$ , а во вторичной обмотке  $I_2 = 0$  (рис. 6.12).

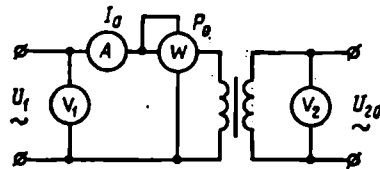


Рис. 6.12. Схема включения трансформатора при опыте холостого хода

Амперметр  $A$  в первичной цепи дает возможность определить ток холостого хода  $I_0$ , величину которого принято измерять в процентах от номинального первичного тока:

$$i_0 = (I_0 / I_{\text{ном}}) 100. \quad (6.44)$$



В трансформаторах большой и средней мощности  $i_0 = (2 \div 10) \%$ , в трансформаторах малой мощности эта величина несколько больше, при очень малой мощности трансформатора она может достигать 40% и более.

Ток холостого хода  $I_0$  наряду с реактивной составляющей  $I_{0r}$ , которая создает основной магнитный поток, имеет активную составляющую  $I_{0a}$ , которая обусловлена магнитными потерями в магнитопроводе трансформатора и обычно не превышает 10% тока холостого хода:

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}. \quad (6.45)$$

При опыте холостого хода  $U_{20} = E_2$  и  $U_1 \approx E_1$ , поэтому с достаточной точностью, используя показания вольтметров  $V_1$  и  $V_2$ , можно определить коэффициент трансформации

$$k = U_1 / U_{20}.$$

Ваттметром  $W$  в первичной цепи трансформатора измеряют мощность  $P_0$ , потребляемую трансформатором в режиме холостого хода. Электрические потери в первичной обмотке, т. е. потери на ее нагрев, в режиме холостого хода вследствие небольшой величины тока  $I_0$  весьма малы. Поэтому мощность холостого хода идет в основном на покрытие магнитных потерь в трансформаторе (см. § 6.10).

По данным опыта холостого хода определяют коэффициент мощности при холостом ходе

$$\cos \varphi_0 = P_0 / (I_0 U_{1ном}). \quad (6.46)$$

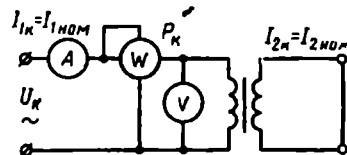
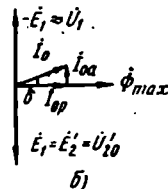
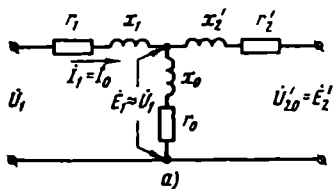


Рис. 6.13. Схема замещения и векторная диаграмма трансформатора при опыте холостого хода

Рис. 6.14. Схема включения трансформатора при опыте короткого замыкания

Схема замещения и векторная диаграмма трансформатора в режиме холостого хода представлены на рис. 6.13, а и б соответственно.

Пренебрегая падением напряжения в первичной обмотке трансформатора  $I_0 Z_1$ , которое в режиме холостого хода весьма мало, по данным опыта холостого хода легко определить параметры ветви намагничивания схемы замещения (см. рис. 6.11):

$$\left. \begin{aligned} z_0 &= U_{1ном} / I_0; \\ r_0 &= z_0 \cos \varphi_0; \quad x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2}. \end{aligned} \right\} \quad (6.47)$$

Для определения других параметров трансформатора проводят опыт короткого замыкания. При этом вторичную обмотку трансформатора замыкают накоротко (рис. 6.14), а к первичной обмотке подводят такое пониженное напряжение  $U_k$  — напряжение короткого замыкания, при котором токи в обмотках имеют номинальные значения ( $I_{1k} = I_{1ном}$  и  $I_{2k} = I_{2ном}$ ). Это напряжение называется *номинальным напряжением короткого замыкания*. Его принято выражать в процентах от номинального первичного напряжения:

$$u_k = (U_k / U_{1ном}) 100. \quad (6.48)$$

Обычно  $u_k = (5 + 10)\%$ .

Как известно, магнитный поток  $\Phi$  пропорционален напряжению  $U_1$ . Но так как  $U_k$  составляет всего лишь 5+10% от  $U_{1ном}$ , то для создания магнитного потока при опыте короткого замыкания требуется настолько небольшой намагничивающий ток  $I_0$ , что им можно пренебречь [см. (6.31)] и принять  $I_{1k} = -I_{2k}$ .

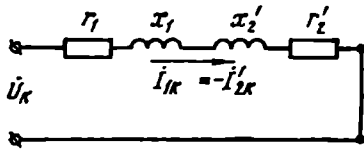


Рис. 6.15. Схема замещения трансформатора при опыте короткого замыкания

При таком допущении схема замещения трансформатора не будет содержать ветви намагничивания и примет вид, представленный на рис. 6.15.

При коротком замыкании сопротивление трансформатора

$$Z_k = r_k + jx_k, \quad (6.49)$$

здесь  $r_k = r_1 + r_2'$ ;  $x_k = x_1 + x_2'$ .

На основании данных опыта короткого замыкания ( $P_k$ ,  $U_k$ ,  $I_k$ ) по формулам, аналогичным (6.46), (6.47), определяют  $\cos \varphi_k$ ,  $Z_k$ ,  $r_k$  и  $x_k$ .

Активное сопротивление  $r_k$  обычно приводят к температуре 75°С:

$$r_{k75} = r_k [1 + \alpha (75 - \theta_1)], \quad (6.50)$$

где  $\alpha$  — температурный коэффициент;  $\theta_1$  — температура обмоток во время опыта, при этом

$$Z_{k75} = \sqrt{r_{k75}^2 + x_k^2}$$

Сопротивления обмоток трансформатора приближенно определяют по формулам

$$r_1 \approx r_2' \approx 0,5 r_{k75}; \quad x_1 \approx x_2' \approx 0,5 x_k. \quad (6.51)$$

При опыте короткого замыкания магнитные потери вследствие незначительной величины  $\Phi$  практически равны нулю и потребляемая трансформатором мощность  $P_k$  почти полностью затрачивается на покрытие электрических потерь (см. § 6.10).

### § 6.9. Изменение вторичного напряжения трансформатора

При изменении нагрузки трансформатора (тока  $I_2$ ) его вторичное напряжение  $U_2$  не остается неизменным [см. (6.31)]:

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2.$$

С ростом тока  $I_2$  увеличивается падение напряжения  $I_2 Z_2$ ; кроме того, вследствие некоторого изменения потока  $\Phi$  меняется э. д. с.  $E_2$ .

Вторичное напряжение  $U_2$  можно выразить через постоянное по величине первичное напряжение  $U_1$ , если рассмотреть упрощенную схему замещения трансформатора, представленную на рис. 6.16. В этой схеме отсутствует ветвь намагничивания. Такое упрощение для большинства трансформаторов вполне правомерно, так как обычно  $I_0 \ll I_2$  и им можно пренебречь (6.29), считая, что  $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2'$ .

Из упрощенной схемы замещения следует, что

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

Изменение вторичного напряжения при переходе от режима холостого хода к режиму нагрузки выражают в процентах от номинального напряжения:

$$\Delta U = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} 100 = \frac{U_{1ном} - U_2'}{U_{1ном}} 100.$$

Величина  $\Delta U$  зависит как от величины нагрузки, так и от ее характера и рассчитывается по формуле

$$\Delta U = \beta u_K (\cos \varphi_K \cos \varphi_2 + \sin \varphi_K \sin \varphi_2), \quad (6.52)$$

где  $u_K$  можно получить из (6.48), а  $\beta$  — коэффициент нагрузки, представляющий собой отношение действительного тока нагрузки  $I_2$  к его номинальному значению  $I_{2ном}$ :  $\beta = I_2 / I_{2ном}$ .

Зависимость вторичного напряжения трансформатора  $U_2$  от тока нагрузки  $I_2$  при  $U_1 = U_{1ном} = \text{const}$  и  $\cos \varphi_2 = \text{const}$  называется *внешней характеристикой трансформатора*.

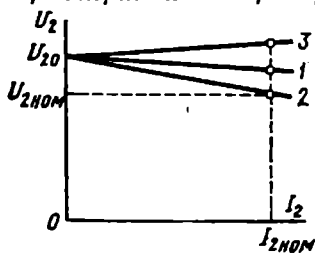


Рис. 6.17. Внешние характеристики трансформатора

На рис. 6.17 представлены внешние характеристики трансформатора для различных по характеру нагрузок. При чисто активной ( $\cos \varphi_2 = 1$ , кривая 1) и активно-индуктивной ( $\cos \varphi_2 < 1$ , кривая 2) нагрузках внешние характеристики имеют падающий вид, а при активно-емкостной нагрузке ( $\cos \varphi_2 < 1$ , кривая 3) — восходящий, т. е. при работе с опережающим током рост нагрузки сопровождается увеличением напряжения на выходе трансформатора.

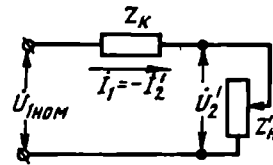


Рис. 6.16. Упрощенная схема замещения трансформатора

Крутизна внешней характеристики, т. е.  $\Delta U$ , зависит от  $\cos \varphi_2$  и достигает наибольшего значения при  $\cos \varphi_2 = \cos \varphi_k$ .

### § 6.10. Потери и коэффициент полезного действия трансформатора

В процессе работы в трансформаторе имеют место два вида потерь: магнитные и электрические.

*Магнитные потери* — это потери в магнитопроводе трансформатора, состоящие из потерь на перемагничивание магнитопровода (гистерезис) и потерь на вихревые токи. Величина магнитных потерь  $P_m$  зависит от значения магнитной индукции трансформатора, а также от частоты ее изменений.

Магнитный поток при неизменных первичном напряжении и частоте практически постояен, поэтому величина магнитных потерь также практически неизменна, т. е. не зависит от нагрузки трансформатора и равна потерям мощности холостого хода  $P_0$ . При номинальном напряжении  $U_{1\text{ном}}$  потери мощности холостого хода обозначаются как  $P_{0\text{ном}}$ .

*Электрические потери* — это потери, идущие на нагрев обмоток трансформатора протекающими по ним токами:

$$P_2 = P_{21} + P_{22} = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2.$$

Величина электрических потерь зависит от нагрузки трансформатора, т. е. от величины первичного и вторичного токов. Для определения электрических потерь пользуются выражением

$$P_2 = \beta^2 P_{k.\text{ном}}, \quad (6.53)$$

где  $\beta$  — коэффициент нагрузки трансформатора;  $P_{k.\text{ном}}$  — мощность короткого замыкания при номинальных токах в обмотках, Вт.

Сумма потерь в трансформаторе

$$\Sigma P = P_{0\text{ном}} + \beta^2 P_{k.\text{ном}}. \quad (6.54)$$

*Коэффициент полезного действия трансформатора* представляет собой отношение активной мощности  $P_2$  на выходе трансформатора к активной мощности  $P_1$  на его входе:

$$\eta = P_2 / P_1 = P_2 / (P_2 + \Sigma P). \quad (6.55)$$

Мощность на выходе

$$P_2 = \beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2, \quad (6.56)$$

где  $S_{\text{ном}} = I_{2\text{ном}} U_{2\text{ном}}$  — номинальная полная мощность трансформатора, В·А.

Подставив выражения (6.54) и (6.56) в (6.55), получим

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma P} = \frac{\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2}{\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 + P_{0\text{ном}} + \beta^2 P_{k.\text{ном}}}. \quad (6.57)$$

Таким образом, к. п. д. трансформатора зависит как от величины нагрузки, так и от ее характера, т. е. от коэффициента мощности

$\cos \varphi_2$ . На рис. 6.18 представлены графики  $\eta = f(\beta)$  для разных значений коэффициента мощности:  $\cos \varphi_2 = 1$  (кривая 1) и  $\cos \varphi_2 = 0,8$  (кривая 2).

Наибольшее значение к. п. д.  $\eta_{\max}$  соответствует нагрузке  $\beta'$ , при которой магнитные потери равны электрическим:

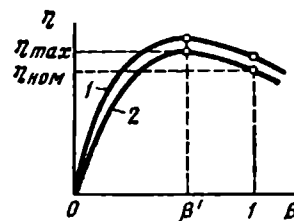
$$P_{\text{оном}} = \beta'^2 P_{\text{к. ном.}}$$

откуда коэффициент нагрузки, соответствующий  $\eta_{\max}$ ,

$$\beta' = \sqrt{P_{\text{оном}}/P_{\text{к. ном.}}} \quad (6.58)$$

Статистика показывает, что большинство трансформаторов значительную часть времени работают с коэффициентом нагрузки  $\beta = 0,5 \div 0,8$ . Для обеспечения максимума к. п. д. при  $\beta = 0,5 \div 0,8$  трансформаторы рассчитывают таким образом, чтобы отношение

$$P_{\text{оном}}/P_{\text{к. ном.}} = 0,25 \div 0,64. \quad \text{Рис. 6.18. Зависимость } \eta = f(\beta)$$



К. п. д. трансформатора выше к. п. д. электрических машин, что объясняется отсутствием в трансформаторах механических потерь. В трансформаторах средней и большой мощности  $\eta = 95 \div 99\%$ ; в трансформаторах малой мощности к. п. д. значительно ниже ( $60 \div 90\%$ ).

### § 6.11. Трехфазные трансформаторы

Трансформирование трехфазного тока можно осуществить тремя однофазными трансформаторами, соединенными в трансформаторную группу (рис. 6.19, а). Однако чаще всего для этого применяют трехфазные трансформаторы (рис. 6.19, б), состоящие из

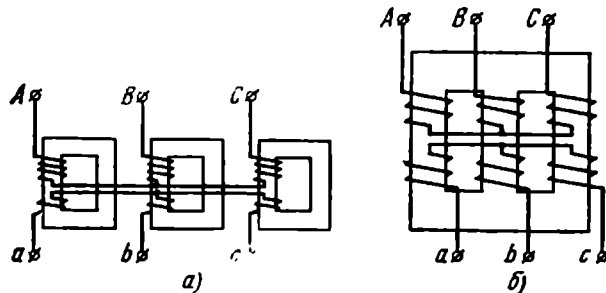


Рис. 6.19. Трансформаторная группа и трехфазный трансформатор

трехстержневого магнитопровода, на каждом стержне которого располагают первичную и вторичную обмотки одной фазы.

Рассмотренные ранее уравнения э. д. с. и токов, а также схемы

Таблица 6.1

Тип трансформатора	Обмотки ВН			Обмотки НН		
	начало	конец	ней-траль	начало	конец	ней-траль
Однофазный . . . . .	A	X	—	a	x	—
Трехфазный . . . . .	A, B, C	X, Y, Z	O	a, b, c	x, y, z	o

замещения и векторные диаграммы могут быть применены для одной фазы трехфазного трансформатора.

Обозначения выводов обмоток трансформаторов приведены в табл. 6.1. Обмотки трехфазных трансформаторов могут быть соединены в «звезду» (Y) или «треугольник» ( $\Delta$ ). При этом схемы соединения обозначают дробью, указывая в числителе схему соединения обмоток высшего напряжения, а в знаменателе — обмоток низшего напряжения, например Y/Y или  $\Delta/Y$ .

При соединении обмоток в звезду линейное напряжение больше фазного:  $U_{л} = \sqrt{3} U_{ф}$ , а при соединении обмоток в треугольник линейное напряжение равно фазному:  $U_{л} = U_{ф}$ . Следовательно, отношение линейных напряжений в трехфазном трансформаторе — коэффициент трансформации  $k$  — определяется не только отношением чисел витков фазных обмоток, но и схемой их соединения (табл. 6.2).

Таблица 6.2

Схема соединения обмоток	Y/Y	$\Delta/Y$	$\Delta/\Delta$	Y/ $\Delta$
Коэффициент трансформации $k$	$\frac{\omega_1}{\omega_2}$	$\frac{\omega_1}{\sqrt{3}\omega_2}$	$\frac{\omega_1}{\omega_2}$	$\frac{\sqrt{3}\omega_1}{\omega_2}$

### § 6.12. Автотрансформатор

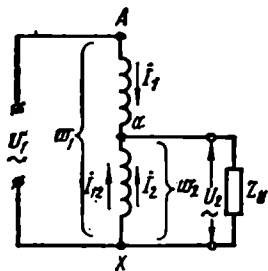


Рис. 6.20. Принципиальная схема однофазного автотрансформатора

Автотрансформатор в отличие от трансформатора имеет одну обмотку, часть которой принадлежит одновременно первичной и вторичной цепям.

На рис. 6.20 показана схема понижающего автотрансформатора, где общей частью обмотки является участок  $ax$ , ток в котором  $i_{12}$  равен разности вторичного  $i_2$  и первичного  $i_1$  токов:

$$i_{12} = i_2 - i_1. \quad (6.59)$$

Мощность, передаваемая во вторичную цепь автотрансформатора,

$$S = U_2 I_2.$$

Так как согласно уравнению (6.59)

$$I_2 = I_1 + I_{12}.$$

то

$$S = U_2 (I_1 + I_{12}) = U_2 I_1 + U_2 I_{12} = S_0 + S_{\text{эм}}, \quad (6.60)$$

здесь  $S_0 = U_2 I_1$  — мощность, передаваемая во вторичную цепь автотрансформатора *электрическим* путем, в результате электрической связи между первичной и вторичной цепями:  $S_{\text{эм}} = U_2 I_{12}$  — мощность, передаваемая во вторичную цепь *электромагнитным* путем, посредством магнитного потока.

Габариты трансформаторов и автотрансформаторов определяются их электромагнитными мощностями  $S_{\text{эм}} = E_2 I_{12}$  (считаем  $U_2 \approx E_2$ ). В этом нетрудно убедиться, проанализировав выражение электромагнитной мощности:

$$S_{\text{эм}} = E_2 I_{12} = 4,44 f \omega_2 \Phi_{\text{max}} I_{12}.$$

Магнитный поток  $\Phi$  представим произведением магнитной индукции  $B$  на площадь поперечного сечения стержня  $Q_{\text{Fe}}$ :

$$\Phi = B Q_{\text{Fe}},$$

а ток  $I_{12}$  — произведением плотности тока  $\Delta$  на площадь сечения провода обмотки  $q_{\text{Cu}}$ :

$$I_{12} = \Delta q_{\text{Cu}}.$$

В результате получим

$$S_{\text{эм}} = 4,44 f \omega_2 B Q_{\text{Fe}} \Delta q_{\text{Cu}} = C Q_{\text{Fe}} Q_{\text{Cu}}, \quad (6.61)$$

где  $C = 4,44 f B \Delta$  — величина постоянная, так как частота тока  $f$ , магнитная индукция  $B$  и плотность тока  $\Delta$  являются величинами вполне определенными;  $Q_{\text{Cu}} = \omega_2 q_{\text{Cu}}$  — общая площадь сечения меди в обмотке.

Из выражения (6.61) следует, что именно величина электромагнитной мощности определяет сечение меди и стали автотрансформатора, т. е. его габариты. В автотрансформаторе электромагнитным путем во вторичную цепь передается лишь часть мощности, что дает возможность уменьшить сечение магнитопровода и обмоток, а также их вес. В результате снижаются магнитные и электрические потери.

Таким образом, двухобмоточный автотрансформатор по сравнению с двухобмоточным трансформатором равной мощности обладает рядом преимуществ: меньшими размерами и весом, более высоким к. п. д., меньшей стоимостью. Указанные преимущества тем значительнее, чем больше мощность  $S_0$ , передаваемая во вторичную цепь электрическим путем. Величина мощности  $S_0$  обратно пропорциональна коэффициенту трансформации

$$S_0 = S (1/k), \quad (6.62)$$

где  $k$  — коэффициент трансформации автотрансформатора:

$$k = \omega_{Ax} / \omega_{ax}$$

· Электромагнитная мощность

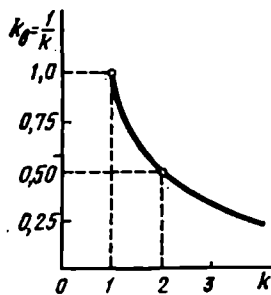


Рис. 6.21. График зависимости коэффициента выгодности автотрансформатора от коэффициента трансформации

$$S_{эм} = S(1 - 1/k)$$

Величину, обратную коэффициенту трансформации автотрансформатора, назовем коэффициентом выгодности  $k_v = 1/k$ . На рис. 6.21 показан график  $k_v = f(k)$ , из которого видно, что с увеличением коэффициента трансформации уменьшаются преимущества автотрансформатора по сравнению с обычным трансформатором такой же мощности. Применение автотрансформаторов дает значительные преимущества лишь при  $k \leq 2$ .

Наряду с преимуществами автотрансформатор имеет и недостатки, основными из которых являются:

- 1) большой ток короткого замыкания, что объясняется выключением из цепи (шунтированием) значительной части витков (на рис. 6.20 это часть обмотки  $ax$ );
- 2) электрическая связь между первичной и вторичной цепями, что в некоторых схемах недопустимо;
- 3) резкое повышение напряжения на стороне НН до уровня напряжения на стороне ВН (при определенных условиях, например, при обрыве обмотки на участке  $ax$  или при коротком замыкании участка  $Aa$ ), что весьма опасно для приборов и оборудования, включенного на стороне НН.

Автотрансформаторы могут быть и трехфазными. Обмотки такого автотрансформатора соединяют в звезду (рис. 6.22).

Промышленностью выпускаются также регулируемые автотрансформаторы для лабораторий — типа ЛАТР, позволяющие плавно регулировать напряжение от 0 до 250 В.

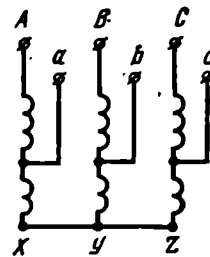


Рис. 6.22. Принципиальная схема трехфазного автотрансформатора

## ГЛАВА VII. ТРАНСФОРМАТОРЫ СПЕЦИАЛЬНОГО ПРИМЕНЕНИЯ

### § 7.1. Многообмоточный трансформатор

Многообмоточный трансформатор имеет одну первичную и несколько вторичных обмоток, рассчитанных на разные напряжения. Первичная обмотка рассчитывается исходя из суммарной мощности вторичных обмоток.



Многообмоточные трансформаторы большой мощности широко применяются в промышленности, особенно там, где номинальные нагрузки вторичных цепей сдвинуты во времени.

Силовые многообмоточные трансформаторы малой мощности применяются для питания устройств автоматики, радио, связи и т. д. Такие трансформаторы мощностью от нескольких единиц до нескольких сотен вольт-ампер изготовляют на частоту  $50 \div 2000$  Гц и выше.

На рис. 7.1 показана принципиальная схема силового многообмоточного трансформатора, применяемого в электронных устройствах. Первичная обмотка этого трансформатора разделена на две части, каждая из которых имеет выводы, позволяющие включать трансформатор в сеть с напряжением 127 и 220 В. При включении трансформатора в сеть с напряжением 127 В клеммы 1 и 2 или 3 и 4 соединяют попарно.

В этом случае обе части первичной обмотки оказываются соединенными параллельно. При включении трансформатора в сеть с напряжением 220 В части обмотки соединяют последовательно, для чего замыкают клеммы 2 и 3. Для уменьшения помех, проникающих из сети, между первичной и вторичными обмотками помещают экранирующую обмотку, один конец которой заземляют.

Многообмоточный трансформатор заменяет несколько двухобмоточных, он дешевле, имеет меньшие габариты и вес.

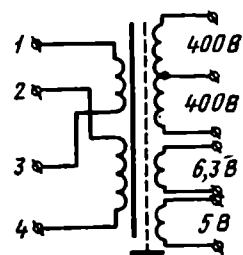


Рис. 7.1. Принципиальная схема силового многообмоточного трансформатора

## § 7.2. Импульсные трансформаторы

Импульсные трансформаторы применяются в устройствах импульсной техники для изменения амплитуды импульсов, исключения постоянной составляющей, размножения импульсов и т. п.

Одно из основных требований, предъявляемых к импульсным трансформаторам, — минимальное искажение формы трансформируемых импульсов.

Для выяснения принципиальной возможности трансформирования кратковременных однополярных импульсов рассмотрим идеальный трансформатор (без потерь и паразитных емкостей), работающий без нагрузки. Допустим, на вход этого трансформатора поступают однополярные импульсы прямоугольной формы продолжительностью  $t_n$  с периодом  $T$  (рис. 7.2, а). Первичный контур трансформатора обладает некоторой постоянной времени  $\tau = L_1/r_1$ , обусловленной индуктивностью этого контура  $L_1$ .

Рассмотрим случай, когда постоянная времени намного меньше продолжительности импульса ( $\tau \ll t_n$ ). При этом график первичного

тока  $i_1(t)$  имеет вид кривой, отличающейся от прямоугольника. Кривая же вторичного напряжения  $u_2(t)$  значительно искажена. При этом в интервале времени 1—2 напряжение  $U_2=0$ , так как при  $i_1 = \text{const}$  э. д. с.  $e_2 = M(di/dt) = 0$ , где  $M$  — взаимная индуктивность между обмотками. Следовательно, при  $\tau \ll t_n$  трансформирование импульсов невозможно.

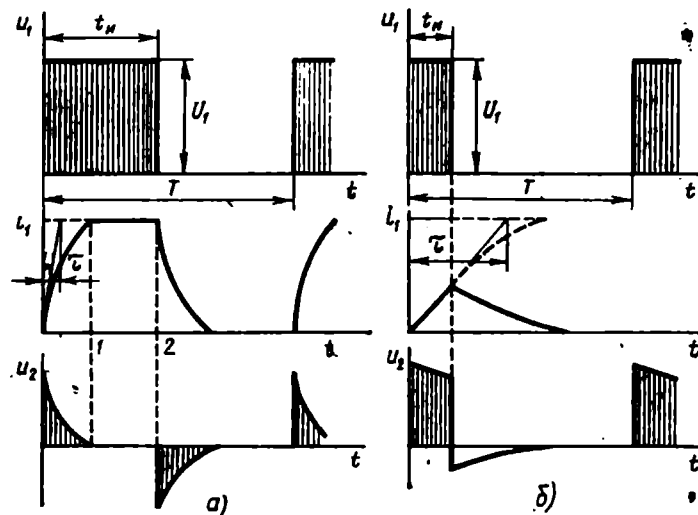


Рис. 7.2. Кривые напряжения в импульсном трансформаторе

Рассмотрим другой случай, когда  $\tau \gg t_n$ . Этот случай более реален, так как продолжительность импульсов обычно не превышает  $10^{-4}$  с. Теперь, когда импульс  $u_1$  прекращается еще до окончания переходного процесса в первичной цепи, импульсы на выходе трансформатора  $u_2$  не имеют значительных искажений (рис. 7.2, б). При этом отрицательная часть импульса  $u_2$  легко устраняется включением диода во вторичную цепь трансформатора.

Рассмотренные явления выявляют лишь принципиальную возможность трансформирования кратковременных однополярных импульсов без особых искажений их формы. При более подробном рассмотрении работы импульсного трансформатора электромагнитные процессы в нем оказываются намного сложнее, так как на них значительное влияние оказывают явление гистерезиса, вихревые токи, паразитные емкостные связи (между витками и обмотками), индуктивности рассеяния обмоток. Для ослабления нежелательного влияния перечисленных факторов импульсные трансформаторы проектируют таким образом, чтобы они работали с линейной магнитной характеристикой, т. е. с таким значением магнитной индукции в сердечнике, при котором рабочая точка расположена ниже зоны магнитного насыщения на кривой намагни-

чивания трансформатора. Кроме того, магнитный материал сердечника должен обладать небольшой величиной остаточной индукции (малой коэрцитивной силой). Для понижения остаточной индукции магнитопровод импульсного трансформатора в некоторых случаях снабжают небольшим воздушным зазором. С этой же целью иногда применяют подмагничивание трансформатора постоянным током, полярность которого противоположна полярности трансформируемых импульсов. Это мероприятие позволяет снизить магнитную индукцию в сердечнике в интервале между импульсами.

Магнитопроводы импульсных трансформаторов изготавливают из магнитных материалов с повышенной магнитной проницаемостью (холоднокатаная сталь, железоникелевые сплавы и др.) при толщине ленты  $0,02 \div 0,35$  мм. Иногда магнитопровод делают из феррита. Сердечники импульсных трансформаторов обычно делают тороидальными (см. рис. 6.7).

Чтобы уменьшить паразитные емкости и индуктивности рассеяния обмоток, их стараются делать с небольшим числом витков. При этом весьма малая продолжительность импульсов позволяет выполнять обмотки импульсных трансформаторов проводом уменьшенного сечения (применять повышенные плотности тока), не вызывая недопустимых перегревов. Последнее способствует уменьшению габаритов импульсных трансформаторов.

### § 7.3. Пик-трансформаторы

Пик-трансформаторы предназначены для преобразования напряжения синусоидальной формы в импульсы напряжения пикообразной формы. Такие импульсы напряжения необходимы в цепях управления управляемых диодов (тиристоров), тиратронов и т. п. Принцип работы пик-трансформатора основан на явлении магнитного насыщения ферромагнитного материала.

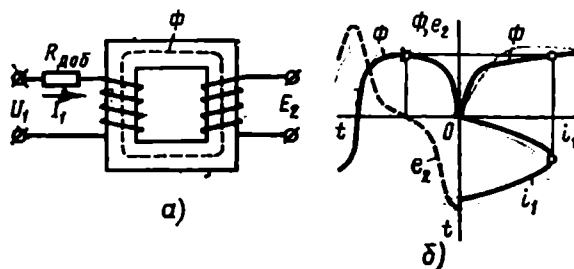


Рис. 7.3. Пик-трансформатор с активным сопротивлением.

Рассмотрим пик-трансформатор с активным сопротивлением. Первичную обмотку трансформатора подключают к сети синусоидального напряжения  $U_1$  через большое активное добавочное

сопротивление  $R_{доб}$  (рис. 7.3, а). Магнитную индукцию выбирают такой, чтобы магнитопровод находился в состоянии сильного магнитного насыщения. Однако намагничивающий ток  $i_1$  при этом будет иметь синусоидальную форму, так как его величина определяется сопротивлением  $R_{доб}$ . Магнитный поток  $\Phi$  в магнитопроводе изменяется по уплощенной кривой (рис. 7.3, б), а вторичная э. д. с.

$$e_2 = -\omega_2 d\Phi/dt \quad (7.1)$$

имеет пикообразную форму (штриховая кривая), достигая максимальных (пиковых) значений в моменты времени, когда магнитный поток  $\Phi$  и ток  $i_1$  равны нулю, т. е. когда скорости их изменения максимальны.

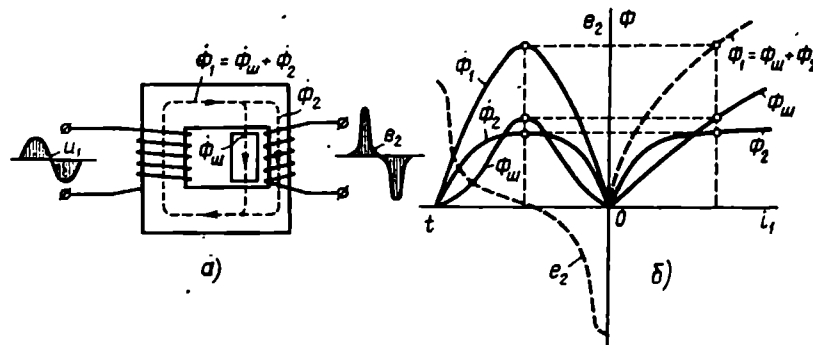


Рис. 7.4. Пик-трансформатор с магнитным шунтом

Большое распространение получили пик-трансформаторы с шунтом (рис. 7.4, а). Здесь вторичная обмотка расположена на стержне уменьшенного сечения, находящемся в состоянии сильного магнитного насыщения (кривая потока  $\Phi_2$  имеет уплощенную форму). Остальные участки магнитопровода магнитно ненасыщены, а поэтому кривая потока  $\Phi_1 = \Phi_{ш} + \Phi_2$  имеет синусоидальную форму (рис. 7.4, б). Уплощенная форма кривой  $\Phi_2 = f(t)$  обеспечивает получение пикообразной формы вторичной э. д. с.  $e_2$  — штриховая кривая [см. (7.1)].

Магнитопроводы пик-трансформаторов изготавливают обычно из железоникелевого сплава (пермаллоя).

#### § 7.4. Трансформаторы с регулируемым вторичным напряжением

В случае необходимости регулирования вторичного напряжения при неизменном первичном применяют трансформаторы и автотрансформаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов и обозначаемые соответственно ТРПШ и АРПШ.

Рассмотрим принцип действия однофазного ТРПШ. Магнитопровод трансформатора состоит из четырех стержней (рис. 7.5, а): двух крайних, называемых *главными стержнями*, и двух средних, называемых *шунтами*. Первичная обмотка состоит из трех катушек: две катушки ( $w'_{1г}$  и  $w''_{1г}$ ) расположены на главных стержнях и одна катушка ( $w_{1ш}$ ) — на шунтах. При этом все три катушки соединены последовательно и согласно. Вторичная обмотка также состоит из трех последовательно соединенных катушек ( $w'_{2г}$ ,  $w''_{2г}$  и  $w_{2ш}$ ), расположенных аналогично первичным, но катушка  $w_{2ш}$  включена встречно относительно катушек  $w'_{2г}$  и  $w''_{2г}$ .

Кроме катушек переменного тока ТРПШ имеет две катушки постоянного тока — катушки подмагничивания ( $w_n$ ), расположенные на шунтах и соединенные последовательно.

При включении первичной обмотки в сеть переменного тока катушки  $w'_{1г}$  и  $w''_{1г}$  создают переменный магнитный поток  $\Phi_r$ , который замыкается по главным стержням и ярмам, сцепляется с катушками  $w'_{2г}$  и  $w''_{2г}$ , и наводит в них э. д. с.

$\dot{E}'_{2г}$  и  $\dot{E}''_{2г}$ . Катушка  $w_{1ш}$  также создает переменный магнитный поток  $\Phi_{ш}$ , разделенный на две части, каждая из которых замыкается по одному из шунтов и одному из главных стержней. При этом в одном из стержней (правом) потоки  $\Phi_r$  и  $0,5\Phi_{ш}$  складываются, а в другом (левом) — вычитаются. Магнитный поток  $\Phi_{ш}$ , сцепляясь с катушкой  $w_{2ш}$ , наводит в ней э. д. с.  $\dot{E}_{2ш}$ , но так как  $w_{2ш}$  включена встречно вторичным катушкам главных стержней, то напряжение на выходе трансформатора

$$\dot{U}_2 = \dot{E}'_{2г} + \dot{E}''_{2г} - \dot{E}_{2ш}. \quad (7.2)$$

При прохождении постоянного тока по катушкам подмагничивания возрастает магнитное насыщение шунтов, при этом их магнитное сопротивление увеличивается, магнитный поток  $\Phi_{ш}$  уменьшается. В итоге снижается э. д. с.  $E_{2ш}$ , что вызывает рост вторичного напряжения [см. (7.2)]. Следовательно, плавное изменение постоянного тока в цепи подмагничивания сопровождается плавным изменением напряжения на выходе ТРПШ (рис. 7.5, б). Рассмотренный принцип позволяет применить весьма несложные схемы дистанционного управления трансформатором или даже его автоматизации.

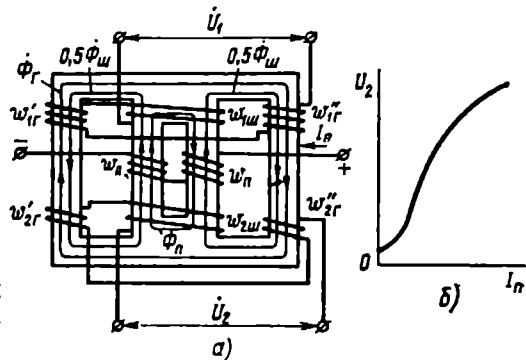


Рис. 7.5. Трансформатор, регулируемый подмагничиванием шунтов

Наряду с однофазными существуют трехфазные ТРПШ и АРПШ.

### § 7.5. Трансформаторы для выпрямительных установок

Во вторичные обмотки рассматриваемых трансформаторов включены вентили — устройства, обладающие односторонней проводимостью.

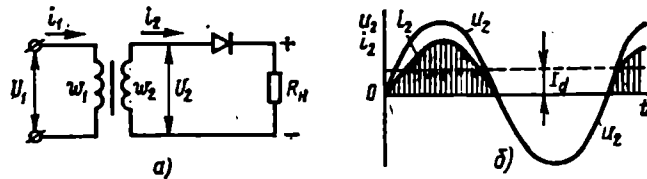


Рис. 7.6. Однофазная однополупериодная схема выпрямления

Поясним работу однофазного трансформатора в схеме однополупериодного выпрямления (рис. 7.6, а). Ток во вторичной обмотке этого трансформатора  $i_2$  является пульсирующим, так как он создается только положительными полуволнами вторичного напряжения  $u_2$  (рис. 7.6, б). Пульсирующий ток имеет две составляющие: постоянную

$$I_d = (\sqrt{2}/\pi) (U_2/R) \quad (7.3)$$

и переменную

$$i_{\text{пер}} = i_2 - I_d. \quad (7.4)$$

Пренебрегая током холостого хода и учитывая (7.4), уравнение м. д. с. рассматриваемого трансформатора можно записать в виде

$$i_1 \omega_1 + i_{\text{пер}} \omega_1 + I_d \omega_2 = 0. \quad (7.5)$$

В первичную обмотку трансформируется лишь переменная составляющая вторичного тока (7.4), поэтому м. д. с.  $I_d \omega_2$  остается неуравновешенной и создает в магнитопроводе трансформатора постоянный магнитный поток  $\Phi_d$ , называемый *поток вынужденного намагничивания*. Поток  $\Phi_d$  вызывает дополнительное магнитное насыщение элементов магнитопровода. Для того чтобы это насыщение не превысило допустимого значения, необходимо увеличить сечение сердечников и ярем. Подобная мера вызывает увеличение расхода стали и меди, т. е. повышение габаритов, веса и стоимости трансформатора.

В двухполупериодных схемах, когда ток во вторичной цепи трансформатора создается в течение обоих полупериодов, условия работы трансформатора оказываются намного лучше и неуравновешенных м. д. с. не возникает.

Еще одним обстоятельством, нежелательно влияющим на работу трансформаторов в схемах выпрямления, является несинусоидальная форма токов в обмотках. В результате в первичной и вторичной обмотках появляются токи высших гармоник, ухудшающие эксплуатационные показатели трансформатора, в частности снижающие его к. п. д.

Количественно влияние различных причин на работу трансформаторов в схемах выпрямления зависит от ряда факторов; схем выпрямления и сглаживающего фильтра, характера нагрузки.

В связи с тем, что первичный и вторичный токи трансформаторов имеют разные действующие значения (из-за их несинусоидальности), расчетные мощности первичной и вторичной обмоток одного и того же трансформатора неодинаковы ( $S_{1н} \neq S_{2н}$ ). Поэтому для оценки мощности трансформатора, работающего в выпрямительной схеме, вводятся понятия *типовой мощности*

$$S_T = 0,5(S_{1ном} + S_{2ном}) = 0,5(I_{1ном}U_{1ном} + I_{2ном}U_{2ном}) \quad (7.6)$$

и коэффициента типовой мощности

$$k_T = S_T / P_{дном} \quad (7.7)$$

где  $P_{дном}$  — выходная мощность, т. е. мощность, поступающая в потребитель постоянного тока в номинальном режиме, т. е. при номинальных напряжении  $U_{дном}$  и токе  $I_{дном}$ :

$$P_{дном} = U_{дном} I_{дном} \quad (7.8)$$

Типовая мощность трансформатора всегда больше его выходной мощности, т. е.  $k_T > 1$ . Объясняется это тем, что при любой схеме выпрямления  $U_2 > U_d$  и  $I_2 > I_d$ .

Из этого следует, что габариты и вес трансформаторов для выпрямителей с несинусоидальными токами в обмотках всегда больше, чем трансформаторов такой же выходной мощности, но с синусоидальными токами в обмотках. Это объясняется тем, что в трансформаторах, работающих в выпрямительных схемах, полезная мощность определяется постоянной составляющей вторичного

Таблица 7.1

Схема выпрямления	Коэффициент типовой мощности $k_T$	Схема выпрямления	Коэффициент типовой мощности $k_T$
Однофазная однополупериодная	3,09	Трехфазная однополупериодная при соединении вторичной обмотки в звезду с нулевым выводом	1,34
Однофазная двухполупериодная с нулевым выводом вторичной обмотки	1,48	Трехфазная двухполупериодная мостовая	1,05
Однофазная двухполупериодная мостовая	1,23		

тока  $I_d$ , а нагрев обмоток — полными вторичным  $I_2$  и первичным  $I_1$  токами, содержащими высшие гармоники.

Значения коэффициента типовой мощности для некоторых наиболее распространенных схем выпрямления при идеализированных условиях (отсутствии пульсаций выпрямленного тока и потерь в трансформаторе) приведены в табл. 7.1. При выборе трансформатора для выпрямительной установки или же при его проектировании необходимо знать коэффициент  $k_T$ .



## Раздел третий АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

---

### ГЛАВА VIII. ТРЕХФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

#### § 8.1. Общие сведения. Устройство асинхронного двигателя

Асинхронные машины в настоящее время являются самыми распространенными электрическими машинами в народном хозяйстве. В основном они используются как двигатели, реже — как генераторы. На долю асинхронных двигателей приходится не менее 80% всех электродвигателей, выпускаемых электропромышленностью. Они широко используются в устройствах автоматики и телемеханики, бытовых и медицинских приборах, устройствах звукозаписи и т. п.

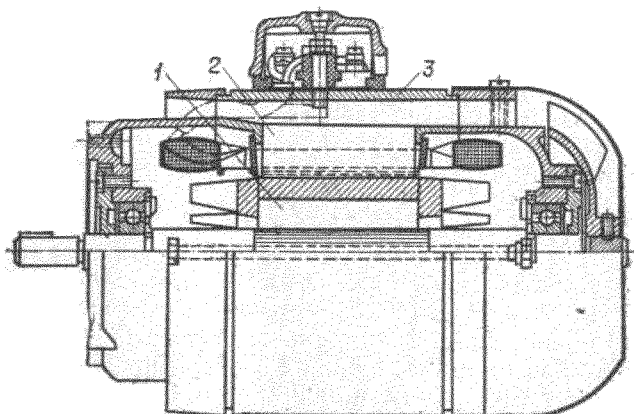


Рис. 8.1. Конструкция трехфазного асинхронного двигателя одной серии АОЛ

Широкое распространение асинхронных двигателей объясняется простотой их конструкции, надежностью в работе, хорошими эксплуатационными свойствами, невысокой стоимостью и простотой в обслуживании.

Основными частями любого асинхронного двигателя (рис. 8.1) являются: неподвижная часть 2, называемая *статором*, и вращающаяся часть 1, называемая *ротором*. Статор и ротор разделены

воздушным зазором, величина которого колеблется от 0,1 мм в двигателях малой мощности до 1,5 мм в двигателях большой мощности. Неподвижный корпус *З* имеет вид трубы, выполненной из стали или алюминия. В корпусе размещается ферромагнитный сердечник — пакет стали статора.

Для уменьшения потерь на вихревые токи сердечник статора набирают из штампованных листов электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм. Листы штампуют в виде колец *1* (рис. 8.2).

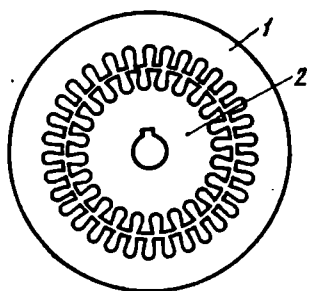


Рис. 8.2. Листы стали статора и ротора

На внутренней стороне колец имеются углубления — пазы, в которые укладывают провода обмотки статора. Листы стали перед сборкой в пакет изолируют, покрывая слоем лака.

Пазы статора могут быть полузакрытыми и полуоткрытыми. В машинах переменного тока малой и средней мощности применяют полузакрытые пазы (рис. 8.3). Каждый паз изолируют *1*, а затем заполняют проводниками обмотки *2*. Обмотку статора закрепляют в пазах с помощью деревянных или пластмассовых клиньев *З*. В трехфазных двигателях обмотка статора трехфазная; фазы

сдвинуты в пространстве относительно друг друга на 120 эл. град.

Концы фаз обмотки статора выводят на зажимы коробки выводов и обозначают: начало фаз — *C1, C2, C3*; концы соответствующих фаз — *C4, C5, C6* (рис. 8.4, *а*). Трехфазную обмотку статора можно соединять в звезду и треугольник (рис. 8.4, *б*) в зависимости от напряжения сети. Например, если в паспорте двигателя указаны напряжения 220/380 В, то при напряжении сети 380 В обмотку статора соединяют в звезду; если же в сети напряжение 220 В, то обмотку статора соединяют в треугольник. В обоих случаях на фазу приходится напряжение в 220 В.

Ротор *1* (см. рис. 8.1) асинхронного двигателя обычного исполнения представляет собой набранный из штампованных листов электротехнической стали сердечник с пазами, насаженный на вал. Сердечник ротора имеет форму цилиндра, на поверхности которого имеются продольные пазы для обмотки. Листы сердечника ротора *2* (рис. 8.2) специально не изолируют, так как в большинстве случаев вполне достаточной изоляцией оказывается пленка окалина, имеющаяся на поверхности листов.

В зависимости от типа обмотки роторы асинхронных двигателей делятся на короткозамкнутые и фазные.

В машинах малой и средней мощности чаще всего применяют короткозамкнутые роторы. В пазах таких роторов располагают медные или алюминиевые стержни, соединяющиеся с торцов короткозамыкающими кольцами. Таким образом, обмотка короткозамкнутого ротора имеет вид беличьей клетки (рис. 8.5, *а*).

Чаще всего короткозамкнутая обмотка получается в результате заливки пакета стали ротора алюминием. В этом случае короткозамыкающие кольца снабжают выступами — вентиляционными лопастями, которые при вращении ротора перемешивают воздух, что способствует лучшему охлаждению машины (рис. 8.5, б).

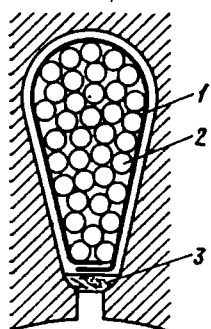


Рис. 8.3. Полу-закрытый паз статора

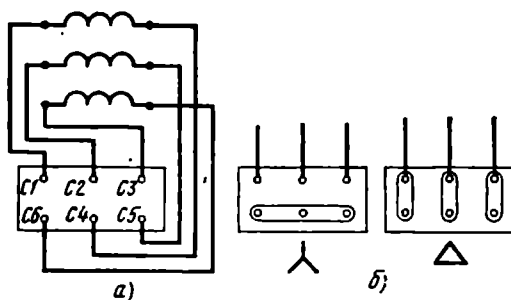


Рис. 8.4. Расположение выводов обмотки статора на клеммной щитке двигателя и способы соединения обмотки статора

В асинхронных машинах большой мощности и в некоторых специальных машинах малой мощности для получения большого пускового момента, широкого диапазона регулирования частоты вращения, а также для использования ма-

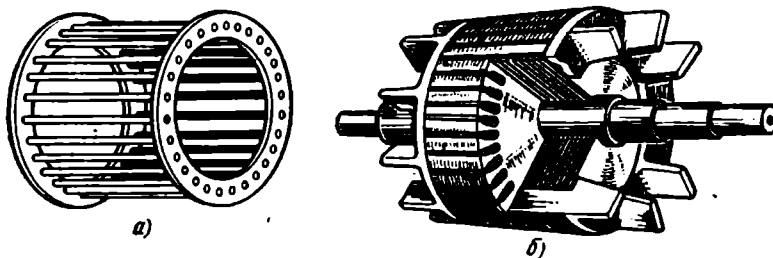


Рис. 8.5. Короткозамкнутая клетка и ротор с обмоткой из алюминия

шины в качестве преобразователя применяются *фазные* роторы. В пазах такого ротора укладывают не стержни, а изолированные проводники катушек (секций) трехфазной обмотки, выполненной аналогично обмотке статора и соединенной в звезду. Концы фаз обмотки ротора присоединяют к изолированным друг от друга и от вала двигателя контактными кольцами, по которым при вращении ротора скользят укрепленные в щеткодержателях щетки. С помощью контактных колец и щеток обмотка ротора выводами  $P_1$ ,  $P_2$  и  $P_3$  соединяется с пусковыми  $ПР$  (рис. 8.6) или регулировочными реостатами.

Вал двигателя вращается в подшипниках, укрепленных в подшипниковых щитах — крышках (см. рис. 8.1), которые выполняют из того же материала, что и корпус машины. Для асинхронных двигателей чаще всего используют подшипники качения: шариковые или роликовые. Последние встречаются обычно в крупных ма-

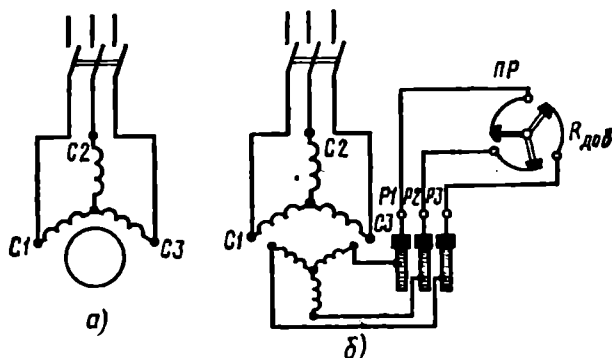


Рис. 8.6. Принципиальные схемы асинхронных двигателей

шинах. Лишь для двигателей, от которых требуется бесшумная работа, применяют подшипники скольжения — бронзовые или бронзографитовые.

Принципиальные схемы асинхронных двигателей с короткозамкнутым и фазным ротором приведены на рис. 8.6, а и б.

## § 8.2. Обмотка статора

Обмотки статоров машин переменного тока делают распределенными. Распределенная обмотка состоит из секций, которые могут быть одновитковыми или, как правило, многовитковыми. Секции изготовляют из изолированного медного или алюминиевого провода круглого или прямоугольного сечения.

Расстояние между активными сторонами каждой секции называется *шагом обмотки*  $y$ . Если шаг равен полюсному делению ( $y = \tau$ ), то он называется *полным* или *диаметральным*. Шаг может быть и *укороченным*, тогда он меньше полюсного деления ( $y < \tau$ ). Чаще применяют обмотки с укороченным шагом, так как укорочение шага улучшает форму кривой м. д. с., приближая ее к синусоиде, и дает некоторую экономию меди за счет сокращения лобовых частей.

Обмотки статора бывают двух- и однослойными. Двухслойную обмотку выполняют аналогично обмотке якоря машины постоянного тока, т. е. активные стороны секции располагают в пазах статора в два слоя. В однослойных обмотках секции располагают в пазах статора в один слой.

Обмотки статора могут быть одно-, двух- и трехфазными. Трехфазная обмотка состоит из трех однофазных обмоток, сдвинутых в пространстве по окружности статора относительно друг друга на 120 эл. град, т. е. на  $\frac{1}{3}$  двойного полюсного деления.

В асинхронных двигателях нет явно выраженных полюсов. Однако обмотки статора могут быть двух-, четырех- и многополюсными. Это зависит от магнитного поля, образующегося при проте-

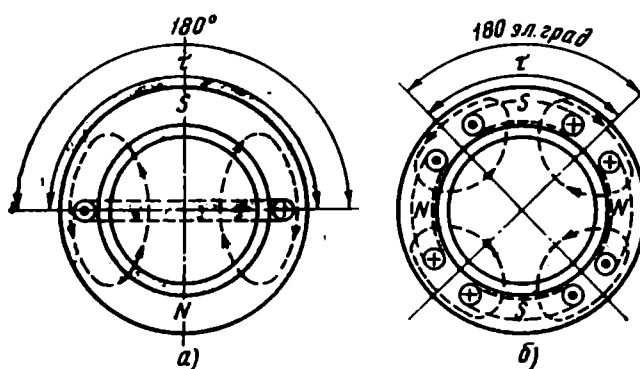


Рис. 8.7. К понятию об электрических градусах

канию тока по обмотке статора. Последнее определяется длиной шага обмотки и схемой ее соединения. Для пояснения рассмотрим рис. 8.7, на котором изображены два статора с однофазными обмотками: обмотка первого статора создает двухполюсное поле ( $2p=2$ ); обмотка второго статора — четырехполюсное поле ( $2p=4$ ).

Если на статоре расположена двухполюсная обмотка (рис. 8.7, а), то 1 геом. град соответствует 1 эл. град (одно полюсное деление  $\tau$  соответствует 180 эл. град). Если же на статоре расположена четырехполюсная обмотка (рис. 8.7, б), то 1 геом. град соответствует 2 эл. град, так как полюсное деление  $\tau$  (180 эл. град) занимает четверть окружности, т. е. 90 геом. град. В общем случае 1 геом. град соответствует  $p$  эл. град ( $p$  — число пар полюсов).

На рис. 8.7 изображены только те пазы статора, которые заняты одной фазой обмотки статора. В трехфазной машине три фазы и каждая из них занимает одинаковое число пазов статора. На каждом полюсном делении располагаются пазы с проводниками всех трех фаз. Число пазов полюсного деления, занятое проводниками одной фазы, обычно обозначается через  $q$  и называется *числом пазов на полюс и фазу*:

$$q = Z / (2p m_1), \quad (8.1)$$

где  $Z$  — число пазов статора;  $2p$  — число полюсов;  $m_1$  — число фаз.

У большинства машин число пазов на полюс и фазу больше единицы:  $q > 1$ .

На рис. 8.8 изображены два статора с  $Z=12$ ,  $2p=2$ ,  $m_1=3$ : на первом из них (рис. 8.8, а) схематично показана трехфазная обмотка (индекс «н» означает начало фазы, индекс «к» — конец); на втором (рис. 8.8, б) показана та же обмотка, но с отогнутыми к торцам статора лобовыми частями. Число пазов на полюс и фазу этой обмотки

$$q = 12 / (2 \cdot 3) = 2.$$

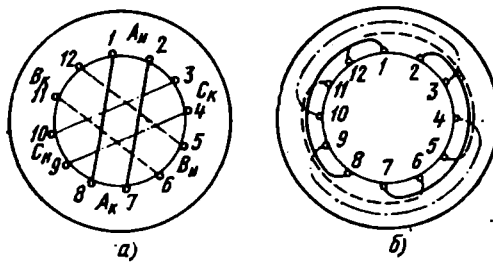


Рис. 8.8. Принцип выполнения трехфазной обмотки статора

Изображенная на рис. 8.8 обмотка является однослойной — ее секции (катушки) расположены в пазах статора в один слой.

На рис. 8.9 изображена развернутая схема однослойной обмотки, а на рис. 8.10 — схема трехфазной двухслойной обмотки с укороченным шагом:  $y=7$ ,  $q=3$ ;  $2p=2$ . Из этих схем видно, что как однослойная,

так и двухслойная обмотки состоят из отдельных секционных групп. В каждую фазу входит число секционных групп, равное или кратное числу полюсов. Секционные группы могут соединяться либо последовательно, либо параллельно. Параллельное соединение обычно применяется в машинах низкого напряжения.

Однослойная обмотка в изготовлении проще двухслойной, однако она обладает рядом недостатков, основной из которых — ее нельзя выполнить с укороченным шагом секций, что бывает необходимо для уменьшения высших гармоник м. д. с. и э. д. с.

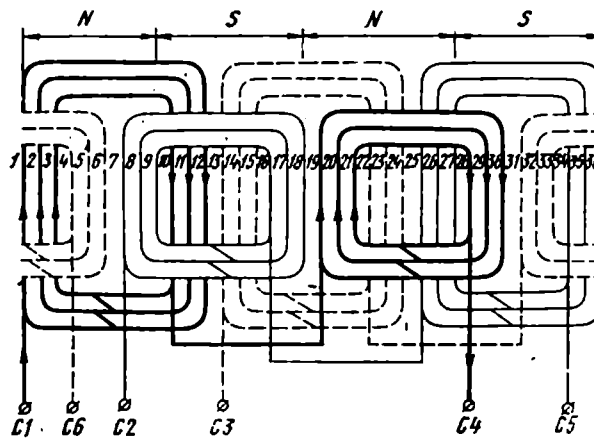


Рис. 8.9. Развернутая схема трехфазной однослойной двухплоскостной обмотки статора

Обмотки статора машин переменного тока обычно выполняют с числом пазов на полюс и фазу  $q > 1$ . В такой обмотке суммарная м. д. с.  $F_\Sigma$  не равна арифметической сумме м. д. с. отдельных секций ( $F_1, F_2, \dots$ ). В последнем можно убедиться, рассматривая рис. 8.11, на котором изображены кривые м. д. с. первых гармоник трех секций распределенной обмотки статора.

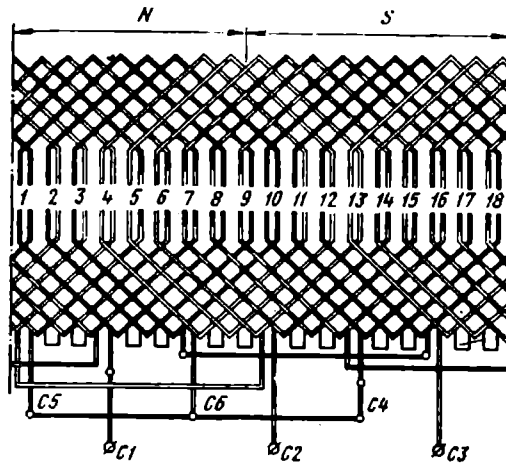


Рис. 8.10. Развернутая схема трехфазной двухслойной обмотки статора с укороченным шагом

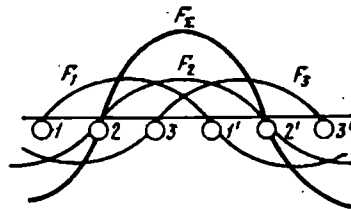


Рис. 8.11. К понятию о результирующей м. д. с. распределенной обмотки статора

Чтобы учитывать влияние распределения обмотки на величину м. д. с. (или э. д. с.), вводят коэффициент распределения  $k_p$ , на который умножают фактическое число витков секционной группы. Укорочение шага секций ( $y < \tau$ ) также ведет к уменьшению м. д. с. (и э. д. с.). Влияние укорочения учитывается коэффициентом укорочения  $k_y$ . Коэффициенты  $k_p$  и  $k_y$  меньше единицы. Их произведение обозначают через  $k_w = k_p k_y$  и называют *обмоточным коэффициентом*. Произведение фактического числа витков  $\omega_1$  фазы (или секционной группы) на обмоточный коэффициент  $k_w$  называется *эффективным числом витков*

$$\omega_{\text{эф}} = \omega_1 k_w.$$

Эффективное число витков  $\omega_{\text{эф}}$  — это число витков диаметральной сосредоточенной обмотки, выполненной по типу обмотки возбуждения машины постоянного тока, которая по своим электромагнитным свойствам эквивалентна данной распределенной обмотке с числом витков  $\omega_1$ . Умножая  $\omega_1$  на  $k_w$ , можно привести распределенную обмотку к сосредоточенной. Обмоточный коэффициент  $k_w < 1$ , поэтому  $\omega_{\text{эф}} < \omega_1$ .

### § 8.3. Принцип образования вращающегося магнитного поля

На статоре трехфазной машины имеются три обмотки (фазы), смещенные в пространстве относительно друг друга на 120 эл. град. Токи фаз сдвинуты относительно друг друга во времени на  $1/3$  периода (120 град):

$$\begin{aligned} i_A &= I_{\max} \sin \omega t; \\ i_B &= I_{\max} \sin (\omega t - 2\pi/3); \\ i_C &= I_{\max} \sin (\omega t + 2\pi/3). \end{aligned}$$

Чтобы понять принцип образования вращающегося магнитного поля в трехфазной машине, рассмотрим рис. 8.12, на котором

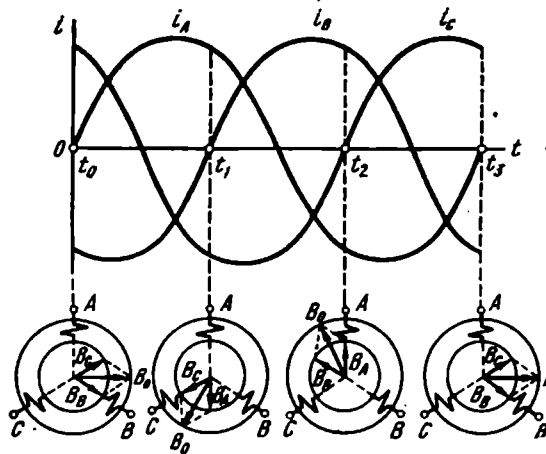


Рис. 8.12. Принцип получения вращающегося магнитного поля с помощью трехфазного переменного тока

изображены катушки трех фаз (A, B и C), сдвинутые в пространстве на 120°. Там же представлены графики токов трехфазной системы.

Ток, проходя по катушке, создает пульсирующее магнитное поле, ось которого совпадает с осью катушки, а направление и величина определяются направлением и величиной тока. Будем считать, что магнитная цепь машины ненасыщена и величина магнитной индукции в воз-

душном зазоре  $B_0$  пропорциональна току. Условимся за положительное направление поля (при положительном токе) считать направление от катушки к центру машины, причем поля фаз будем изображать векторами  $\vec{B}_A$ ,  $\vec{B}_B$ ,  $\vec{B}_C$ , а результирующее поле — вектором  $\vec{B}_0$ .

В момент времени  $t_0$  ток в фазе A отсутствует, следовательно, поле обмоткой A не создается. В это же время фазы B и C создают соответственно поля  $\vec{B}_B$  и  $\vec{B}_C$ . Результирующее (суммарное) поле в момент времени  $t_0$  изображается вектором  $\vec{B}_0$ .

Через  $1/3$  периода ток в фазе B отсутствует и в момент времени  $t_1$  трехфазная обмотка создает магнитное поле, вектор которого  $\vec{B}_0$  окажется повернутым на 120° относительно своего положения в момент времени  $t_0$ .

Аналогично, рассматривая магнитные поля в моменты време-



ни  $t_2$  и  $t_3$ , можно заметить, что результирующее поле трехфазной обмотки, оставаясь постоянным по величине, непрерывно меняет свое направление.

Величина индукции  $B_0$  вращающегося поля равна  $2/3$  от максимальной индукции поля любой из фаз.

Частота вращения поля в пространстве зависит от частоты тока и числа полюсов. В рассматриваемом случае ( $2p=2$ ) за один период изменения тока поле делает полный оборот. При частоте переменного тока  $f_1$  [пер/с] частота вращения поля  $n_1=f_1$  [об/с] или  $n_1=60f_1$  [об/мин].

Рассматриваемое вращающееся магнитное поле эквивалентно полю двух полюсов магнита, вращающегося в пространстве с частотой  $n_1$ .

Как уже указывалось, при определенной схеме соединения проводников обмотки статора, токи, протекающие по этой обмотке, могут создавать вращающееся магнитное поле, эквивалентное полю четырех, шести и т. д. полюсов магнитов, вращающихся в пространстве. В соответствии с этим асинхронный двигатель будет называться *четырёхполюсным* ( $2p=4$ ;  $p=2$ ), *шестиполюсным* и т. д.

За один период переменного тока магнитное поле поворачивается в пространстве на угол, соответствующий двум полюсным делениям —  $2\tau$ , т. е. одной паре полюсов. Таким образом, чем больше полюсов у поля обмотки статора, тем меньше пространственный угол поворота магнитного поля за один период переменного тока, а следовательно, тем меньше синхронная частота вращения поля статора, об/мин:

$$n_1 = \frac{60f_1}{p} \quad (8.2)$$

При промышленной частоте 50 Гц максимальная синхронная частота вращения, которую может иметь поле асинхронного двигателя (при  $2p=2$ ), равна 3000 об/мин.

При большем числе полюсов синхронная частота соответственно меньше:

$2p$ . . . . .	2	4	6	8	10	12
$n_1$ , об/мин. . . . .	3000	1500	1000	750	600	500

При необходимости получить частоту вращения более 3000 об/мин можно применить либо двигатель постоянного тока либо асинхронный двигатель, работающий от сети переменного тока повышенной частоты: 400, 500, 1000 Гц и более.

Ниже приведены значения наибольших синхронных частот вращения (при  $2p=2$ ), соответствующие различным частотам переменного тока:

$f_1$ , Гц . . . . .	50	100	200	400	500	1000	2000
$n_1$ , об/мин. . . . .	3000	6000	12 000	24 000	30 000	60 000	120 000

### § 8.4. Принцип действия асинхронного двигателя

Основными частями асинхронного двигателя (см. рис. 8.1) являются неподвижная часть, называемая *статором 2*, и вращающаяся часть, называемая *ротором 1*.

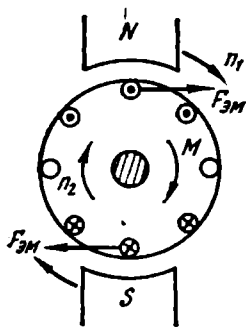


Рис. 8.13. Модель трехфазного асинхронного двигателя

Рассмотрим принцип действия асинхронного двигателя. На рис. 8.13 вращающееся поле статора условно показано в виде поля полюсов постоянного магнита, вращающихся с частотой  $n_1$ . Обмотка ротора короткозамкнутая. Поле статора при вращении пересекает проводники обмотки ротора и наводит в них э. д. с. Так как обмотка ротора замкнута, то в проводниках этой обмотки возникают токи. Ток в каждом из проводников обмотки ротора, взаимодействуя с полем статора, создает электромагнитную силу  $F_{эм}$ . Совокупность  $F_{эм}$  создает электромагнитный момент  $M$ , который приводит ротор во вращение с частотой  $n_2$  в направлении вращающегося поля. Таким образом, электрическая энергия, поступающая из сети в обмотку статора, преобразуется в механическую энергию вращения ротора.

Частота вращения ротора  $n_2$  (асинхронная частота) всегда меньше синхронной частоты, т. е. ротор асинхронного двигателя всегда отстает от поля статора. Это явление может быть объяснено следующим образом: если бы ротор вращался с частотой вращающегося поля, то это поле не пересекало бы проводники обмотки ротора. В последних не наводилась бы э. д. с. и не было бы токов, а это значит, что вращающий момент на роторе был бы равен нулю. Таким образом, ротор асинхронного двигателя принципиально не может вращаться с синхронной частотой.

Разность между частотой вращения поля статора и частотой вращения ротора ( $n_1 - n_2$ ) называется *частотой скольжения*  $n_s$ . Это та частота вращения, с которой поле пересекает проводники обмотки ротора:

$$n_s = n_1 - n_2.$$

Отношение частоты скольжения к частоте вращения поля называется *скольжением*:

$$s = (n_1 - n_2) / n_1. \quad (8.3)$$

Иногда скольжение измеряют в процентах, тогда в формулу (8.3) вводят множитель 100.

С появлением противодействующего момента на валу двигателя скольжение несколько повышается, что вызывает увеличение тока в проводниках обмотки ротора, а следовательно, и электромагнитного момента. Таким образом, скольжение асинхронного двигателя,

а следовательно, и частота вращения ротора зависят от нагрузки, с увеличением которой частота вращения уменьшается (скольжение возрастает).

В общем случае скольжение асинхронного двигателя может изменяться в диапазоне от нуля (режим холостого хода) до единицы (пуск двигателя). Скольжение и частота вращения, соответствующие номинальной нагрузке, называются *номинальными*. Номинальное скольжение асинхронных двигателей общего применения обычно составляет 1÷8%, при этом большие значения скольжения соответствуют двигателям меньшей мощности.

Преобразуя выражение (8.3), получим выражение частоты вращения ротора

$$n_2 = n_1 (1 - s),$$

или, учитывая выражение (8.2),

$$n_2 = \frac{60f_1}{p} (1 - s). \quad (8.4)$$

Например, если скольжение двухполюсного асинхронного двигателя, включенного в сеть с частотой  $f_1 = 50$  Гц, составляет 7%, то частота вращения ротора

$$n_2 = 60 \cdot 50 (1 - 0,07) / 2 = 2790 \text{ об/мин.}$$

Обмотка ротора асинхронного двигателя электрически не связана с обмоткой статора. Энергия, поступающая из сети в обмотку статора, передается ротору посредством магнитного поля. В этом отношении *асинхронный двигатель подобен трансформатору*, в котором обмотка статора является первичной обмоткой, а обмотка ротора — вторичной. Разница между асинхронным двигателем и трансформатором состоит в том, что э. д. с. в обмотках трансформатора наводится пульсирующим — изменяющимся во времени магнитным потоком, а э. д. с. в обмотках асинхронного двигателя — вращающимся потоком, постоянным по величине, но изменяющим свое направление в пространстве. Однако эффект и в том и другом случае одинаков — потокосцепление между обмотками  $\Psi = \omega \Phi$  изменяется во времени. В отличие от трансформатора вторичная обмотка асинхронного двигателя — обмотка ротора вращается в пространстве.

Э. д. с. обмотки ротора как по величине, так и по частоте зависят от частоты вращения ротора  $n_2$ . В последнем нетрудно убедиться, анализируя процессы, протекающие в асинхронном двигателе. Вращающееся в пространстве с синхронной частотой  $n_1$  магнитное поле статора перемещается относительно ротора, а следовательно, и относительно его обмотки с частотой скольжения  $n_s = n_1 - n_2$ . Оно наводит в обмотке ротора э. д. с.  $E_{2s}$ , частота которой [см. (8.2)]

$$f_s = \frac{pn_s}{60} = \frac{p(n_1 - n_2)}{60} \cdot \frac{n_1}{n_1} = \frac{pn_1}{60} \cdot \frac{n_1 - n_2}{n_1},$$

или, с учетом того, что

$$\begin{aligned} p n_1 / 60 = f_1, \quad (n_1 - n_2) / n_1 = s, \\ f_2 = f_1 s. \end{aligned} \quad (8.5)$$

Из выражения (8.5) видно, что частота э. д. с. ротора  $E_{2s}$  зависит от скольжения, т. е. от частоты вращения ротора  $n_2$ . Она равна частоте сети ( $f_2 = f_1$ ) при неподвижном роторе, когда  $n_2 = 0$  и  $s = 1$ , и нулю ( $f_2 = 0$ ) при идеальном холостом ходе, когда  $n_2 = n_1$ ,  $s = 0$ .

Асинхронные двигатели общего применения в номинальном режиме работают с небольшим скольжением ( $1 + 8\%$ ). Это значит, что частота э. д. с. ротора  $f_2 = f_1 s$  в номинальном режиме при промышленной частоте сети 50 Гц составляет всего  $0,5 + 4$  Гц.

### § 8.5. Магнитные поля и э. д. с. асинхронной машины

Под действием подводимого к фазам обмотки статора напряжения  $U_1$  в них возникают токи  $I_1$ , создающие вращающееся магнитное поле. Большая часть этого поля (поток  $\Phi_1$ ) сцепляется как с обмоткой ротора, так и с обмоткой статора и называется *основным потоком обмотки статора*.

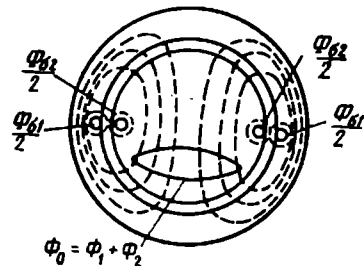


Рис. 8.14. Магнитные потоки в асинхронном двигателе

Меньшая часть поля статора (поток  $\Phi_{21}$ ) сцепляется только с витками обмотки статора (рис. 8.14) и называется *поток рассеяния статора*.

Токи  $I_2$  ротора, проходя по проводникам обмотки ротора, создают свое магнитное поле, часть которого (поток  $\Phi_2$ ) сцепляется с обеими обмотками (статора и ротора) и называется *основным потоком ротора*. Другая часть (поток  $\Phi_{22}$ ) сцепляется только с витками обмотки ротора и называется *поток рассеяния ротора*.

Основные потоки статора  $\Phi_1$  и ротора  $\Phi_2$  вращаются в пространстве с одинаковой частотой  $n_1$  и не перемещаются относительно друг друга.

В последнем легко убедиться. Поле статора, вращаясь в пространстве с синхронной частотой  $n_1$ , наводит в обмотке ротора э. д. с., которая изменяется с частотой  $f_2 = f_1 s$ . Токи ротора, изменяясь с такой же частотой, создают поле ротора, которое вращается относительно ротора с частотой  $n_{22}$  в ту же сторону, что и ротор:

$$n_{22} = 60 f_2 / p = 60 f_1 s / p = n_1 s. \quad (8.6)$$

Частота вращения поля ротора в пространстве может быть най-

дена как сумма частот вращения ротора  $n_2$  и  $n_{2s}$ . Эта сумма с учетом соотношений (8.4) и (8.6) равна синхронной частоте вращения:

$$n_2 + n_{2s} = (1 - s)n_1 + sn_1 = n_1.$$

Потоки  $\dot{\Phi}_1$  и  $\dot{\Phi}_2$ , складываясь, создают основное (рабочее) поле асинхронного двигателя  $\dot{\Phi}$ , которое, как и в трансформаторе (см. § 6.4), при изменении нагрузки от нуля (в режиме холостого хода) до номинальной практически остается неизменным, примерно равным потоку холостого хода  $\dot{\Phi}_0$ :

$$\dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2 = \dot{\Phi}_0 = \dot{\Phi} \approx \text{const.} \quad (8.7)$$

Равенство (8.7), так же как и все рассуждения о потоках  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ ,  $\Phi_0$ , справедливо лишь для ненасыщенной машины. Для придания рассуждениям более строгого характера целесообразно потоки заменить соответствующими им м. д. с., т. е. равенство (8.7) записать в виде

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0 \approx \text{const}, \quad (8.8)$$

здесь  $\dot{F}_1 \equiv I_1 \omega_1 k_{w1}$  — м. д. с. обмотки статора;  $\dot{F}_2 \equiv I_2 \omega_2 k_{w2}$  — м. д. с. обмотки ротора;  $\dot{F}_0 \equiv I_0 \omega_1 k_{w1}$  — м. д. с. холостого хода.

Основной (рабочий) поток асинхронного двигателя, вращаясь в пространстве, пересекает обмотку статора с частотой  $n_1$  и обмотку ротора с частотой  $n_2 = n_1 - n_s$  и наводит в них э. д. с.

$$E_1 = 4,44 f_1 \omega_1 k_{w1} \Phi; \quad (8.9)$$

$$E_{2s} = 4,44 f_2 \omega_2 k_{w2} \Phi, \quad (8.10)$$

где  $\omega_1 k_{w1}$  и  $\omega_2 k_{w2}$  — произведения чисел витков на обмоточные коэффициенты соответственно обмоток статора и ротора.

Э. д. с.  $E_{2s}$ , так же как и частота ее изменения  $f_2$ , зависит от скольжения  $s$  или, что одно и то же, от частоты вращения ротора  $n_2$ . В этом нетрудно убедиться, подставив в равенство (8.10) значение  $f_2 = f_1 s$ :

$$E_{2s} = 4,44 f_1 \omega_2 k_{w2} \Phi s = E_2 s. \quad (8.11)$$

Здесь  $E_2 = 4,44 f_1 \omega_2 k_{w2} \Phi$  — э. д. с., наводимая вращающимся в пространстве потоком  $\Phi$  в обмотке неподвижного ротора (когда  $n_2 = 0$ ;  $s = 1$ ,  $f_2 = f_1$ ).

Таким образом, э. д. с. ротора  $E_{2s}$  изменяется прямо пропорционально скольжению  $s$ . Она максимальна при пуске ( $n_2 = 0$ ,  $s = 1$ ) и равна нулю при идеальном холостом ходе ( $n_2 = n_1$ ,  $s = 0$ ).

Потоки рассеяния статора  $\Phi_{\sigma 1}$  и ротора  $\Phi_{\sigma 2}$  наводят э. д. с. рассеяния  $E_{\sigma 1}$  и  $E_{\sigma 2}$ , которые, как и в трансформаторе, могут быть выражены через соответствующие токи  $I_1$  и  $I_2$  и индуктивные сопротивления:

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j \dot{I}_1 x_1; \quad (8.12)$$

$$\dot{E}_{\sigma 2} = -j \dot{I}_2 x_{2s}, \quad (8.13)$$

где  $x_1 = 2\pi f_1 L_{\sigma 1}$  и  $x_{2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2}$  — индуктивные сопротивления рас-

сеяния обмоток статора и ротора;  $L_{\sigma 1}$  и  $L_{\sigma 2}$  — индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора.

Так как  $f_2 = f_1 s$ , то

$$x_{2s} = 2\pi f_1 L_{\sigma 2} s = x_2 s. \quad (8.14)$$

Следовательно, индуктивное сопротивление рассеяния ротора  $x_{2s}$  при любом скольжении равно индуктивному сопротивлению неподвижной обмотки ротора  $x_2$ , умноженному на скольжение  $s$ .

### § 8.6. Основные уравнения. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

Напряжение  $\dot{U}_1$ , приложенное к фазе обмотки статора, уравновешивается: э. д. с.  $\dot{E}_1$ , наведенной в обмотке статора основным (рабочим) магнитным потоком, э. д. с. рассеяния  $\dot{E}_{\sigma 1}$  и падением напряжения на активном сопротивлении обмотки статора  $\dot{I}_1 r_1$ :

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + (-\dot{E}_{\sigma 1}) + \dot{I}_1 r_1, \quad (8.15)$$

или с учетом (8.12)

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + j\dot{I}_1 x_1 + \dot{I}_1 r_1 = (-\dot{E}_1) + \dot{I}_1 \dot{Z}_1, \quad (8.16)$$

где  $Z_1 = r_1 + jx_1$  — сопротивление фазы обмотки статора.

Уравнение (8.16) является уравнением напряжений обмотки статора.

При нагрузках двигателя, не превосходящих номинальную,  $\dot{I}_1 Z_1 \ll E_1$ , поэтому без большой погрешности можно считать, что

$$U_1 \approx E_1 = 4,44 f_1 \omega_1 k_{w1} \Phi. \quad (8.17)$$

Так как действующее значение напряжения  $U_1$  при работе двигателя неизменно, то и магнитный поток  $\Phi$  практически постоянен. Он, как и в трансформаторе, примерно равен потоку холостого хода  $\Phi_0$  и также зависит от частоты  $f_1$  и числа витков  $\omega_1$  (см. § 6.4).

Э. д. с.  $E_{2s}$  и  $E_{\sigma 2s}$ , наводимые потоками  $\Phi$  и  $\Phi_{\sigma 2}$  в обмотке ротора, уравновешиваются падением напряжения  $\dot{I}_2 r_2$  на активном сопротивлении обмотки ротора:

$$\dot{E}_{2s} + \dot{E}_{\sigma 2s} = \dot{I}_2 r_2. \quad (8.18)$$

Учитывая (8.13) и преобразуя (8.18), получим

$$0 = \dot{E}_{2s} - \dot{I}_2 r_2 - j\dot{I}_2 x_{2s}. \quad (8.19)$$

Это уравнение аналогично уравнению напряжений вторичной обмотки трансформатора [см. (6.31)] в режиме короткого замыкания, когда  $U_2 = 0$ . Однако в отличие от уравнения трансформатора, здесь имеются изменяющиеся с изменением частоты вращения двигателя (скольжения  $s$ ) величины  $E_{2s}$  и  $x_{2s}$  [см. (8.11) и (8.14)]. Наличие

этих величин объясняется тем, что вторичная обмотка (обмотка ротора) вращается в пространстве.

Перепишем уравнение (8.19) с учетом того, что  $E_{2s} = E_2 s$  и  $x_{2s} = x_2 s$ :

$$0 = \dot{E}_2 s - \dot{I}_2 r_2 - j \dot{I}_2 x_2 s. \quad (8.20)$$

Поделив обе части уравнения на  $s$ , получим

$$0 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 r_2 / s - j \dot{I}_2 x_2. \quad (8.21)$$

В уравнении (8.21) э. д. с.  $\dot{E}_2$  и сопротивление  $x_2$  не зависят от скольжения. Они представляют собой э. д. с. и индуктивное сопротивление рассеяния при неподвижном роторе (при  $s=1$ ). Однако в уравнении появилось сопротивление  $r_2/s$ , зависящее от скольжения  $s$ . Таким образом, вращающийся ротор машины (с переменной  $E_{2s}$ ) можно привести к неподвижному (с постоянной  $E_2$ ), если вместо сопротивления  $x_{2s}$  включить сопротивление  $x_2$ , а вместо сопротивления  $r_2$  — сопротивление  $r_2/s$ .

Вычтем из сопротивления  $r_2/s$  сопротивление  $r_2$ :

$$r_2/s - r_2 = r_2(1-s)/s. \quad (8.22)$$

Сопротивление  $r_2/s$  может быть записано в виде суммы двух сопротивлений:  $r_2$  и  $r_2(1-s)/s$ , т. е.

$$r_2/s = r_2 + r_2(1-s)/s. \quad (8.23)$$

Преобразовав равенство (8.21) с учетом (8.23), запишем

$$\dot{I}_2 r_2(1-s)/s = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 r_2 - j \dot{I}_2 x_2, \quad (8.24)$$

или

$$\dot{I}_2 r_2(1-s)/s = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2, \quad (8.25)$$

где  $Z_2 = r_2 + jx_2$  — сопротивление фазы обмотки ротора при  $n_2 = 0$  ( $s=1$ ).

Уравнение (8.25) аналогично уравнению напряжений вторичной обмотки трансформатора с той лишь разницей, что вместо  $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_2$  — выходного напряжения трансформатора, здесь в левой части стоит величина  $\dot{I}_2 r_2(1-s)/s$ , по размерности одинаковая с выходным напряжением трансформатора  $\dot{U}_2$ . Это значит, что обмотка вращающегося ротора асинхронной машины подобна вторичной обмотке трансформатора, включенной на сопротивление  $Z_2 = r_2(1-s)/s$ , зависящее от скольжения  $s$  (частоты вращения  $n_2$ ). Так же, как и в трансформаторе, величина  $\dot{I}_2 r_2(1-s)/s$  зависит от нагрузки, определяемой в асинхронном двигателе скольжением.

Уравнение м. д. с. асинхронной машины согласно (8.8) может быть записано в виде

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_0 - \dot{F}_2. \quad (8.26)$$

или, если выразить м. д. с. через токи  $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_0$ , число полюсов  $p$ , числа витков  $w_1$  и  $w_2$ , обмоточные коэффициенты  $k_{w1}$  и  $k_{w2}$ , а также и числа фаз  $m_1$  и  $m_2$ :

$$0,45 \frac{m_1 k_{w1}}{p} \omega_1 i_1 = 0,45 \frac{m_1 k_{w1}}{p} \omega_1 i_0 - 0,45 \frac{m_2 k_{w2}}{p} \omega_2 i_2'$$

Разделив обе части равенства на  $0,45 \frac{m_1 k_{w1}}{p} \omega_1$ , получим уравнение токов асинхронного двигателя

$$\boxed{i_1 = i_0 + (-i_2')} \quad (8.27)$$

где  $i_2' = I_2 \frac{m_2 \omega_2 k_{w2}}{m_1 \omega_1 k_{w1}} = I_2 \frac{1}{k_t}$  — ток ротора, приведенный к числам витков и фаз обмотки статора.

Коэффициент приведения тока  $k_t$  отличается от коэффициента трансформации трансформатора только наличием чисел фаз статора  $m_1$ , ротора  $m_2$  и обмоточных коэффициентов  $k_{w1}$  и  $k_{w2}$ .

Э. д. с. и сопротивления обмотки ротора, так же как э. д. с. и сопротивления вторичной обмотки трансформатора, обычно приводятся к числам витков и фаз первичной обмотки — обмотки статора:

$$E_2' = E_2 k_e; \quad r_2' = r_2 k_e k_i; \quad x_2' = x_2 k_e k_i. \quad (8.28)$$

Здесь  $k_e = \omega_1 k_{w1} / (\omega_2 k_{w2})$  — коэффициент приведения э. д. с.

Уравнение напряжений обмотки ротора (8.24) в приведенных величинах имеет вид

$$\boxed{i_2' r_2' \frac{(1-s)}{s} = E_2' - i_2' r_2' - j i_2' x_2'} \quad (8.29)$$

Уравнения напряжений обмотки статора (8.16), напряжений (э. д. с.) обмотки ротора (8.29) и токов (8.27) считаются основными уравнениями асинхронной машины.

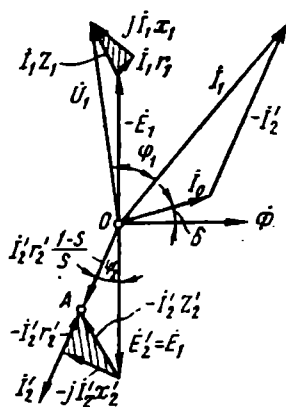


Рис. 8.15. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

Из рассмотрения этих уравнений следует, что они практически аналогичны основным уравнениям трансформатора, нагруженного сопротивлением  $r_2' (1-s)/s$ . Это значит, что электромагнитные процессы, протекающие в асинхронной машине и в трансформаторе, нагруженном сопротивлением  $r_2' (1-s)/s$ , аналогичны.

Основные уравнения асинхронной машины могут быть выражены не только аналитически [см. (8.16), (8.29) и (8.30)], но и графически — в виде векторной диаграммы (рис. 8.15). Эта диаграмма аналогична векторной диаграмме трансформатора (см. рис. 6.10) и строится в такой же последовательности. Угол между векторами  $E_2'$  и  $I_2'$  определяется как



$$\psi_2 = \arctg \frac{x_2'}{r_2' + r_2'(1-s)/s} = \arctg \frac{x_2'}{r_2'/s} = \arctg \frac{x_2's}{r_2'} \quad (8.30)$$

Вектору  $\dot{U}_2'$  диаграммы трансформатора (см. рис. 6.10) на диаграмме асинхронного двигателя соответствует вектор  $\dot{I}_2' r_2'(1-s)/s$ .

### § 8.7. Схемы замещения. Ток ротора

Так как основные уравнения асинхронной машины аналогичны основным уравнениям трансформатора, нагруженного на активное сопротивление  $r_2'(1-s)/s$ , то так же, как и трансформатор, асинхронная машина имеет электрическую схему замещения (рис. 8.16), аналогичную схеме замещения трансформатора (см. рис. 6.11), нагруженного сопротивлением  $r_2'(1-s)/s$ .

Входящие в схему параметры  $r_1$ ,  $x_1$ ,  $r_2'$  и  $x_2'$  известны. Параметры ветви намагничивания  $Z_0 = r_0 + jx_0$  обусловлены:  $r_0$  — потерями в стали,  $x_0$  — магнитной

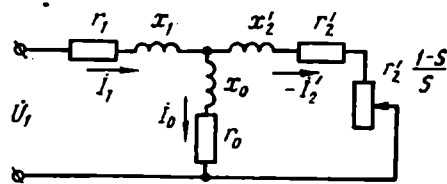


Рис. 8.16. Т-образная схема замещения асинхронного двигателя

проводимостью основного магнитного потока  $\Phi$ .

Потери в сопротивлении нагрузки  $r_2'(1-s)/s$  схемы замещения равны полной механической мощности двигателя

$$P_2 = m_1 I_2'^2 r_2'(1-s)/s \quad (8.31)$$

Параметры схемы замещения асинхронной машины могут быть определены так же, как и у трансформатора (см. § 6.8), с помощью опытов холостого хода и короткого замыкания.

Холостой ход трансформатора — это режим, при котором его вторичная обмотка разомкнута. Режиму холостого хода в асинхронном двигателе соответствует режим вращения ротора с синхронной частотой вращения (когда  $n_2 = n_1$ ,  $s = 0$ ). В этом случае сопротивление  $r_2'(1-s)/s = \infty$ , что аналогично размыканию цепи вторичной обмотки. При холостом ходе асинхронной машины потребляемая ею мощность  $P_0$  расходуется в основном на покрытие магнитных потерь в стали (поток  $\Phi$  максимален) и механических потерь (частота вращения  $n_2 \approx n_1$ ). Электрические потери вследствие малой величины тока  $I_0$  незначительны и ими можно пренебречь.

Режим короткого замыкания асинхронной машины — это пусковой режим при  $n_2 = 0$  и  $s = 1$ . В этом случае сопротивление нагрузки  $r_2'(1-s)/s = 0$ , т. е. цепь вторичной обмотки замкнута накоротко.

При коротком замыкании  $I_2' \gg I_0$ , поэтому током  $I_0$  можно пренебречь и считать, что мощность, потребляемая асинхронным двигателем в режиме короткого замыкания, расходуется на покры-

е электрических потерь, т. е. потерь, идущих на нагрев обмоток статора и ротора.

Представленная на рис. 8.16 схема замещения асинхронного двигателя называется *T-образной схемой замещения*. Она неудобна тем, что по ней трудно определить ток ротора  $I_2'$ , знание которого часто бывает необходимо.

Ток ротора  $I_2'$  значительно проще определять по *Г-образной* схеме замещения, представленной на рис. 8.17. Эта схема замещения получается из T-образной путем несложных преобразований и полностью отражает физические процессы, протекающие в асинхронной машине. Коэффициент  $c_1$  представляет собой коэффициент приведения параметров асинхронного двигателя к Г-образной схеме замещения:

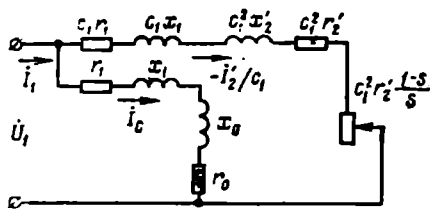


Рис. 8.17. Г-образная схема замещения асинхронного двигателя

получается из T-образной путем несложных преобразований и полностью отражает физические процессы, протекающие в асинхронной машине. Коэффициент  $c_1$  представляет собой коэффициент приведения параметров асинхронного двигателя к Г-образной схеме замещения:

$$c_1 = 1 + Z_1/Z_0$$

Для асинхронных двигателей мощностью от нескольких киловатт и выше этот коэффициент мало отличается от единицы ( $c_1 = 1,04 + + 1,08$ ). Но в двигателях меньшей мощности, особенно мощностью до нескольких ватт, величина  $c_1$  более значительна и пренебрежение ею может привести к значительным погрешностям.

Используя Г-образную схему замещения, можно определить ток ротора

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 r_2' + c_1 r_2' \frac{1-s}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}, \quad (8.32)$$

или, с учетом (8.23), получить

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}. \quad (8.33)$$

### § 8.8. Основные энергетические соотношения.

#### Энергетическая диаграмма

Представим вращающееся магнитное поле асинхронного двигателя в виде поля двух полюсов магнита, вращающихся в пространстве с синхронной угловой скоростью (рис. 8.18)

$$\omega_1 = 2\pi n_1/60.$$

В проводниках замкнутой обмотки ротора при вращении полюсов будут наводиться токи. От взаимодействия поля полюсов с

токами ротора возникнут электромагнитные силы  $F_{эм}$ , под действием которых ротор будет вращаться в ту же сторону, что и полюсы магнита, только с несколько меньшей, чем синхронная  $\omega_1$ , угловой скоростью

$$\omega_2 = 2\pi n_2 / 60.$$

При этом вследствие равенства действующих сил силам, противодействующим на полюсы магнита, так же как и на ротор, будут действовать силы, по величине равные силам, действующим на ротор  $F_{эм}$ , а по направлению им обратные. И те и другие силы будут создавать моменты  $M$  и  $-M$ , равные по величине, но противоположные по направлению.

Чтобы вращать полюсы магнита с постоянной скоростью  $\omega_1$ , к ним необходимо извне приложить момент  $M_{вн}$ , по величине равный моменту электромагнитных сил  $M$ , действующих на полюсы, а по направлению ему противоположный. Следовательно, для вращения полюсов к ним необходимо извне подвести мощность

$$P_{эм} = M_{вн} \omega_1 = M \omega_1, \quad (8.34)$$

которая в реальном асинхронном двигателе передается от статора к ротору вращающимся магнитным полем. Она меньше мощности  $P_1 = m_1 I_1 U_1 \cos \varphi_1$ , подводимой к статору из сети, на величину электрических потерь в обмотке статора  $P_{э1} = m_1 I_1^2 r_1$  и потерь в стали статора  $P_{м1}$ :

$$P_{эм} = P_1 - m_1 I_1^2 r_1 - P_{м1}, \quad (8.35)$$

где  $m_1$  — число фаз обмотки статора.

Ротор двигателя развивает момент  $M$  и вращается с угловой скоростью  $\omega_2$ . Полная механическая мощность, развиваемая ротором,

$$P'_2 = M \omega_2 \quad (8.36)$$

меньше электромагнитной мощности  $P_{эм}$ , в чем нетрудно убедиться, сравнивая выражения (8.34), (8.36) и учитывая, что  $\omega_2 < \omega_1$ . Объясняется это тем, что часть поступающей в ротор электромагнитной мощности идет на покрытие электрических потерь в обмотке ротора:  $P_{э2} = m_2 I_2^2 r_2$  (магнитные потери в роторе вследствие малой частоты  $f_2 = f_1 s$  незначительны и ими можно пренебречь):

$$P'_2 = P_{эм} - P_{э2}. \quad (8.37)$$

Полезная механическая мощность на валу двигателя  $P_2$  меньше полной механической мощности  $P'_2$ . Это объясняется тем, что часть мощности  $P'_2$  идет на покрытие механических потерь на трение  $P_{мех}$  (в подшипниках, о воздух, в скользящих контактах), пульсационных  $P_{пульс}$  и добавочных  $P_{доб}$  потерь, составляющих 0,5 + 1% от  $P'_2$ :

$$P_2 = P'_2 - P_{мех} - P_{пульс} - P_{доб}. \quad (8.38)$$

С учетом (8.38), (8.37) и (8.35) можно записать

$$P_2 = P_1 - P_{э1} - P_{м1} - P_{э2} - P_{мех} - P_{пульс} - P_{доб}. \quad (8.39)$$

Равенству (8.39) соответствует энергетическая диаграмма асинхронного двигателя, представленная на рис. 8.19.

К. п. д. асинхронного двигателя

$$\eta = P_2/P_1.$$

Для современных трехфазных асинхронных двигателей номинальное значение к. п. д. составляет 0,5÷0,95. С ростом номинальной мощности двигателя к. п. д. увеличивается.

Используя полученные равенства, можно вывести весьма важные энергетические соотношения для асинхронного двигателя.

Действительно, из (8.37) с учетом (8.36) и (8.34)

$$P_{\text{э2}} = P_{\text{эм}} - P_2' = M\omega_1 - M\omega_2 = (\omega_1 - \omega_2) \omega_1 M / \omega_1,$$

или с учетом того, что  $(\omega_1 - \omega_2)/\omega_1 = s$ ,  
 $M\omega_1 = P_{\text{эм}},$

$$P_{\text{э2}} = sP_{\text{эм}}. \quad (8.40)$$

Таким образом, электрические потери в роторе прямо пропорциональны скольжению  $s$  и электромагнитной мощности  $P_{\text{эм}}$ .

Из выражения (8.40) следует, что

$$P_{\text{эм}} = P_{\text{э2}}/s. \quad (8.41)$$

Подставим выражение (8.40) в (8.37), тогда

$$P_2' = P_{\text{эм}} - P_{\text{э2}} = P_{\text{эм}} - sP_{\text{эм}} = (1 - s)P_{\text{эм}}, \quad (8.42)$$

или, заменив  $P_{\text{эм}}$  на  $P_{\text{э2}}/s$  [см. (8.41)],

$$P_2' = \frac{1-s}{s} P_{\text{э2}} = \frac{1-s}{s} m_2 I_2'^2 r_2' = \frac{1-s}{s} m_1 I_2'^2 r_2', \quad (8.43)$$

где  $I_2'$  и  $r_2'$  — соответственно ток и активное сопротивление обмотки ротора, приведенные к числу витков и фаз обмотки статора (см. § 8.6).

Учитывая, что  $P_{\text{эм}} = M\omega_1$ , равенство (8.34) [принимая во внимание (8.41)] можно переписать

$$M\omega_1 = P_{\text{э2}}/s,$$

откуда нетрудно найти выражение электромагнитного момента

$$M = P_{\text{э2}}/(\omega_1 s) = m_1 I_2'^2 r_2' / (\omega_1 s). \quad (8.44)$$

Здесь  $\omega_1 = 2\pi n_1/60$ , но так как  $n_1 = f_1 60/p$ , то

$$\omega_1 = 2\pi f_1 60 / (60p) = 2\pi f_1 / p.$$

### § 8.9. Электромагнитный момент асинхронного двигателя. Механические характеристики

Подставив в выражение (8.44) значение тока  $I_2'$  из (8.33), найдем зависимость электромагнитного момента от параметров двигателя:

$$M = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{\omega_1 s [(r_1 + c_1 r_2'/s)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2]} \quad (8.45)$$

Так как параметры  $r_1$ ,  $r_2'$ ,  $x_1$  и  $x_2'$  асинхронного двигателя при работе с различными частотами вращения (скольжениями  $s$ ) остаются практически постоянными, так же как и синхронная частота вращения  $\omega_1$ , то величина электромагнитного (вращающего) момента  $M$  изменяется лишь от напряжения сети  $U_1$  и скольжения  $s$ .

На рис. 8.20 построена зависимость вращающего момента асинхронной машины от скольжения при постоянном напряжении  $U_1$ . Там же указаны зоны, соответствующие различным режимам работы асинхронной машины. В диапазоне скольжений  $0 < s < 1$  машина работает в режиме двигателя, в диапазоне  $s < 0$  — в режиме генератора, в диапазоне  $s > 1$  — в режиме тормоза.

Величина вращающего момента асинхронной машины пропорциональна квадрату напряжения сети  $U_1^2$ . Этого нельзя забывать при работе с асинхронными машинами, ибо снижение напряжения  $U_1$  хотя бы на 20% от номинального ( $U_1 = 0,8U_{1\text{ном}}$ ) ведет к уменьшению момента на 36% ( $M \propto U_1^2$ ;  $M = 0,64M_{\text{ном}}$ ).

Скольжение  $s$  однозначно связано с частотой вращения  $n_2$ , поэтому выражение (8.45) является уравнением механической характеристики асинхронного двигателя  $M = f(s)$  при  $U_1 = \text{const}$ .

Механические характеристики асинхронного двигателя выражаются либо как  $M = f(s)$  при  $U_1 = \text{const}$ , либо как  $M = f(n_2)$  при  $U_1 =$

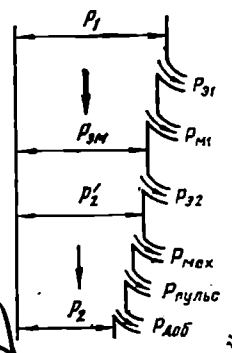


Рис. 8.19. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя

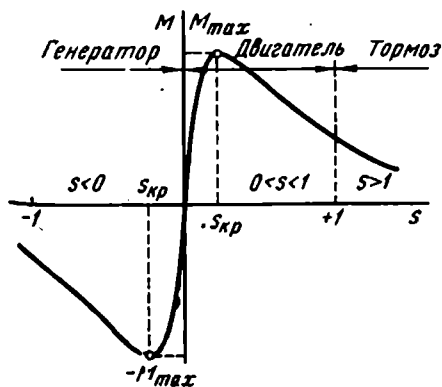


Рис. 8.20. Режимы работы асинхронной машины

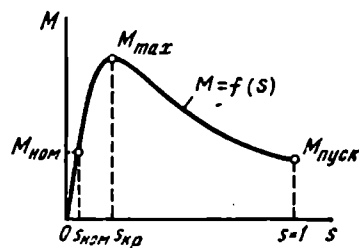


Рис. 8.21. Зависимость  $M = f(s)$

$= \text{const}$ , либо как  $n_2 = f(M)$  при  $U_1 = \text{const}$ . Различные виды механических характеристик одного и того же двигателя представлены на рис. 8.21 и рис. 8.22. Для того чтобы их понять, достаточно вспомнить, что  $s=0$  соответствует  $n_2 = n_1$ , а  $s=1$  соответствует  $n_2 = 0$ .

Рассматривая характеристику  $M = f(s)$  при  $U_1 = \text{const}$  (см. рис. 8.21), нетрудно заметить, что при  $s=0$  ( $n_2 = n_1$ ) момент  $M=0$ . Затем с увеличением  $s$  (уменьшением  $n_2$ ) момент растет, достигает максимума  $M_{\text{max}}$  при критическом скольжении  $s_{\text{кр}}$  (критической частоте вращения  $n_{\text{кр}}$ ), а затем уменьшается.

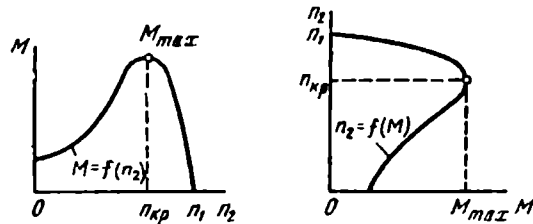


Рис. 8.22. Механические характеристики асинхронного двигателя

Продифференцировав выражение момента (8.45) по скольжению и приравняв производную нулю, найдем соответствующее максимальному моменту скольжение — критическое скольжение:

$$s_{\text{кр}} = \pm c_1 r_2' / \sqrt{r_1^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}, \quad (8.46)$$

или, пренебрегая  $r_1$ , которое обычно мало,

$$s_{\text{кр}} \approx c_1 r_2' / (x_1 + c_1 x_2'). \quad (8.47)$$

Подставив  $s_{\text{кр}}$  из (8.46) в (8.45), найдем выражение максимального вращающего момента асинхронного двигателя

$$M_{\text{max}} = \pm \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1 c_1 \pm [r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}]} \quad (8.48)$$

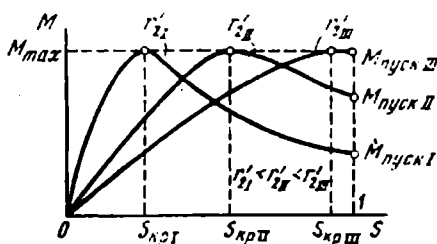


Рис. 8.23. Графики  $M=f(s)$  для разных значений активного сопротивления в цепи ротора

Отношение максимального момента  $M_{\text{max}}$  к номинальному  $M_{\text{ном}}$  характеризует перегрузочную способность асинхронных двигателей. Для современных двигателей  $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 1,7 - 2,5$ .

Из анализа выражений (8.47) и (8.48) следует, что величина максимального момента асинхронного двигателя  $M_{\text{max}}$  не зависит от активного сопротивления ротора  $r_2'$ . В то же время величина

критического скольжения  $s_{кр}$ , при котором момент достигает максимальной величины, прямо пропорциональна активному сопротивлению  $r'_2$ , т. е.  $s_{кр} \approx r'_2$ .

Это значит, что с увеличением  $r'_2$  механическая характеристика двигателя смещается в сторону больших скольжений (рис. 8.23). При этом с изменением  $r'_2$  до определенной величины ( $c_1 r'_2 \approx x_1 + c_1 x'_2$ ) будет увеличиваться начальный пусковой момент  $M_{пуск}$  ( $M_{пуск I} < M_{пуск II} < M_{пуск III}$ ), т. е. момент при  $s=1$  ( $n_2=0$ ).

Выражение начального пускового момента можно получить из (8.45) путем подстановки в него  $s=1$ :

$$M_{пуск} = \frac{m_1 U_1^2 r'_2}{\omega_1 [(r_1 + c_1 r'_2)^2 + (x_1 + c_1 x'_2)^2]} \quad (8.49)$$

Начальный пусковой момент  $M_{пуск}$  характеризует пусковые свойства асинхронного двигателя. Чем больше пусковой момент и меньше пусковой ток, тем лучше пусковые свойства двигателя.

У современных трехфазных асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, кратность пускового момента — отношение пускового момента  $M_{пуск}$  к номинальному  $M_{ном}$  — обычно составляет 1,2–2,5, а кратность пускового тока  $I_{пуск}/I_{ном} = 3–8$ . Меньшую кратность пускового тока имеют двигатели малой мощности:

$$I_{пуск}/I_{ном} = 3–5.$$

Для приводов большой мощности, требующих значительных пусковых моментов при сравнительно небольших токах, обычно применяют асинхронные двигатели с фазными роторами. На время пуска в цепь ротора таких двигателей с помощью контактных колец и щеток вводят (см. рис. 8.6, б) сопротивление  $R_{доб}$ , тем самым смещая механическую характеристику  $M=f(s)$  в сторону больших скольжений (рис. 8.23). Это способствует увеличению пускового момента  $M_{пуск}$  и одновременно уменьшению пускового тока  $I_{пуск}$ . По мере разгона ротора двигателя сопротивление  $R_{доб}$  постепенно выводится, а при достижении ротором номинальной частоты вращения обмотка ротора замыкается накоротко ( $R_{доб}=0$ ).

Максимальный пусковой момент может быть достигнут при сопротивлении  $R_{доб}$ , смещающем максимум кривой  $M=f(s)$  до величины, соответствующей  $s=1$ . Добавочное сопротивление, отвечающее этому условию,

$$R'_{доб} = r_1/c_1 + x'_2 - r'_2. \quad (8.50)$$

### § 8.10. Статическая устойчивость работы асинхронного двигателя

На рис. 8.24 представлены механическая характеристика асинхронного двигателя  $M=f(n_2)$  и характеристика  $M_c=f(n_2)$  приводимого во вращение механизма (см. § 2.1). Точки пересечения  $l$

и 2 этих характеристик соответствуют равенству вращающего момента двигателя статическому моменту сопротивления механизма, т. е. работе двигателя с постоянной частотой вращения [см. (2.6)]. Однако работа двигателя в точках 1 и 2 далеко не одинакова. Точка 1 соответствует устойчивой работе двигателя а точка 2 — неустойчивой.

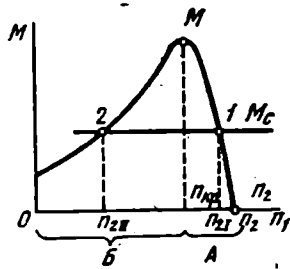


Рис. 8.24. К понятию о статической устойчивости асинхронного двигателя: А — зона устойчивой работы, Б — зона неустойчивой работы

Действительно если при работе двигателя в точке 1 произойдет случайное увеличение частоты вращения, то при этом электромагнитный момент двигателя  $M$  снизится и станет меньше момента сопротивления ( $M - M_c < 0$ ), следовательно частота вращения  $n_2$  будет уменьшаться и режим работы двигателя возвратится в точку 1.

При случайном уменьшении частоты вращения электромагнитный момент двигателя возрастет и будет больше момента сопротивления ( $M - M_c > 0$ ), частота вращения  $n_2$  увеличится и режим работы двигателя возвратится в точку 1. Таким образом, точка 1 является точкой устойчивой работы двигателя.

Если при работе двигателя в точке 2 случайно уменьшится частота вращения, электромагнитный момент двигателя снизится и станет меньше момента сопротивления ( $M - M_c < 0$ ). Частота вращения двигателя при этом еще больше уменьшится. Так будет продолжаться до тех пор пока двигатель не остановится. При случайном увеличении частоты вращения электромагнитный момент двигателя увеличится и станет больше момента сопротивления ( $M - M_c > 0$ ). Это приведет к тому что частота вращения еще больше будет увеличиваться до тех пор, пока режим работы двигателя не будет соответствовать точке 1. Таким образом, точка 2 соответствует неустойчивой работе двигателя.

Анализируя работу двигателя в различных режимах нетрудно прийти к выводу что устойчивость работы двигателя зависит от характера механических характеристик двигателя и приводимого во вращение механизма.

Критерием устойчивости работы двигателя является неравенство

$$dM/dn < dM_c/dn_2. \quad (8.51)$$

Устойчивой работе асинхронного двигателя соответствует участок механической характеристики от  $n_2 = n_1$  до  $n_2 = n_{кр}$  (от  $s = 0$  до  $s = s_{кр}$ ). Остальная часть механической характеристики соответствует неустойчивой работе двигателя.

У обычных асинхронных двигателей малой и средней мощности  $n_{кр} = (0,85 \div 0,9)n_1$  ( $s_{кр} = 0,15 \div 0,1$ ). Это значит, что зона устойчивой работы этих двигателей весьма незначительна.



Чтобы расширить зону устойчивой работы, асинхронные двигатели, применяемые в схемах автоматики, выполняют с повышенным активным сопротивлением ротора. Это приводит к смещению максимума кривой момента  $M=f(n_2)$  в сторону меньших частот вращения ( $n_{кр}$  — уменьшается,  $s_{кр}$  — растет), а следовательно, способствует увеличению зоны устойчивой работы двигателей.

### § 8.11. Рабочие характеристики трехфазных асинхронных двигателей

На рис. 8.25 представлены рабочие характеристики асинхронного двигателя.

Характеристика двигателя  $n_2=f(P_2)$  представляет собой кривую, слабо наклоненную к оси абсцисс. Объясняется это тем, что даже при номинальной нагрузке скольжение обычно не превышает  $1 \div 8\%$ . Работа двигателя при небольшом скольжении весьма экономична, так как электрические потери в роторе пропорциональны скольжению [см. (8.40)].

Полезная мощность двигателя

$$P_2 = M_2 \omega_2 = (\pi/30) M_2 n_2, \quad (8.52)$$

где  $\omega_2 = 2\pi n_2/60$  — угловая скорость ротора;  $M_2$  — полезный момент на валу двигателя, Н·м.

Зависимость  $M_2=f(P_2)$  криволинейна, так как с ростом нагрузки  $P_2$  частота вращения  $n_2$  несколько уменьшается.

Зависимость тока  $I_1=f(P_2)$  представляет собой характеристику, близкую к прямой. Это свидетельствует о том, что с возрастанием нагрузки ток  $I_1$  увеличивается практически пропорционально полезной мощности. Эта зависимость выходит не из начала координат, так как двигатель в режиме холостого хода ( $P_2=0$ ) потребляет из сети ток холостого хода  $I_0$ , величина которого у асинхронных двигателей больше, чем у трансформаторов. Последнее объясняется наличием механических потерь и воздушного зазора на пути магнитного потока двигателя. Ток холостого хода в асинхронных двигателях может достигать  $20 \div 30\%$  от номинального тока  $I_{1ном}$ . В некоторых специальных двигателях малой мощности он может достигать и больших значений.

Зависимость  $\cos \varphi_1=f(P_2)$  показывает: при малых нагрузках  $\cos \varphi_1$  имеет низкие значения ( $0,2 \div 0,3$ ). С увеличением нагрузки коэффициент мощности увеличивается, достигая максимума ( $0,75 \div 0,85$ ) при нагрузке, близкой к номинальной. Последнее объясняется тем, что при любой нагрузке двигателя, включая режим холостого хода, двигатель потребляет из сети намагничивающий (реактивный) ток приблизительно одинаковой величины. Поэтому

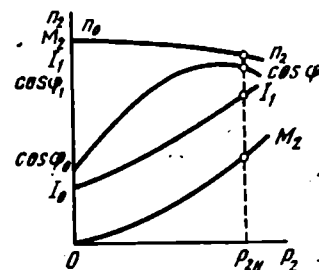


Рис. 8.25. Рабочие характеристики трехфазного асинхронного двигателя

в режиме холостого хода и при небольших нагрузках потребляемый из сети ток  $I_1$  имеет значительную реактивную составляющую, что и является причиной низкого значения  $\cos \varphi_1$ . С возрастанием нагрузки увеличивается активная составляющая тока  $I_1$ , и коэффициент мощности повышается.

При перегрузках, соответствующих малым частотам вращения (большому скольжению),  $\cos \varphi_1$  уменьшается, что объясняется увеличением индуктивного сопротивления обмотки ротора ( $x_2 = x_2 s$ ) при возрастании скольжения.

У трехфазных двигателей малой мощности (от 50 до 600 Вт) номинальное значение коэффициента мощности составляет  $0,62 \div 0,85$ .

### § 8.12. Регулирование частоты вращения

Частота вращения ротора асинхронного двигателя определяется выражением

$$n_2 = 60f_1(1 - s)/p,$$

из которого следует, что частоту вращения асинхронных двигателей можно регулировать изменением какой-либо из трех величин: скольжения, частоты тока в статоре или числа пар полюсов в обмотке статора.

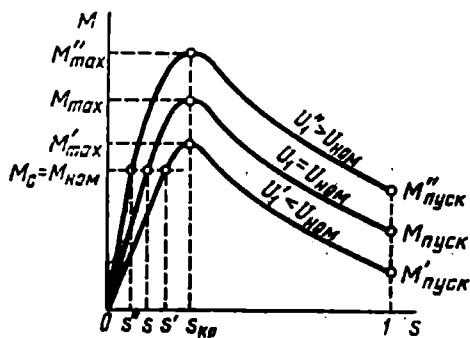


Рис. 8.26. Механические характеристики асинхронного двигателя при разных напряжениях

Регулирование частоты вращения изменением скольжения возможно тремя способами: изменением величины подводимого к обмотке статора напряжения  $U_1$ , нарушением симметрии этого напряжения и изменением активного сопротивления цепи ротора.

Регулирование частоты вращения изменением величины напряжения  $U_1$ . Возможность этого способа регулирования подтверждается графиками  $M=f(s)$ , построенными для разных значений  $U_1$  (рис. 8.26).

При неизменной нагрузке на двигатель  $M_c = \text{const}$  увеличение  $U_1$  вызывает рост частоты вращения. Однако диапазон регулирования частоты вращения получается небольшой, что объясняется узкой зоной устойчивой работы двигателя (см. § 8.10), ограниченной критическим скольжением и недопустимостью значительного отклонения  $U_1$  от номинального значения. Последнее обусловлено тем, что при  $U_1 < U_{\text{ном}}$  снижается перегрузочная способность двигателя  $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$  (см. § 8.9),

а при  $U_1 > U_{ном}$  возникает опасность чрезмерного перегрева двигателя, вызванного увеличением электрических и магнитных потерь.

**Регулирование частоты вращения нарушением симметрии подводимого напряжения.** При нарушении симметрии трехфазной системы напряжений вращающееся поле статора становится эллиптическим (см. § 9.2). При этом оно приобретает обратную составляющую, которая создает момент, направленный встречно электромагнитному вращающему моменту двигателя, что ведет к уменьшению результирующего момента.

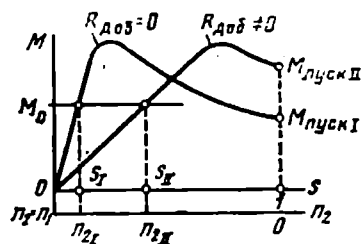
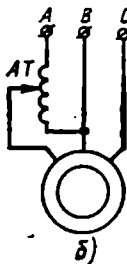
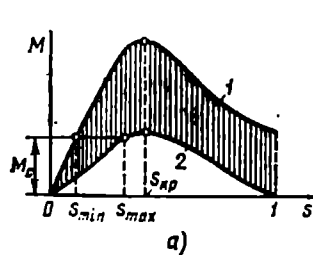


Рис. 8.27. Принцип регулирования частоты вращения асинхронного двигателя нарушением симметрии подводимого напряжения

Рис. 8.28. Влияние активного сопротивления в цепи ротора на частоту вращения ротора асинхронного двигателя

Механические характеристики двигателя при этом способе регулирования располагаются в зоне между характеристикой при симметричном трехфазном питании двигателя (рис. 8.27, а, кривая 1) и характеристикой при однофазном питании (кривая 2) — пределом несимметрии трехфазного напряжения (см. § 9.1).

Регулирование несимметрии можно осуществить посредством однофазного регулировочного автотрансформатора АТ (рис. 8.27, б). При уменьшении напряжения на выходе АТ несимметрия напряжения увеличивается, а частота вращения ротора уменьшается.

Недостатки этого метода — узкая зона регулирования ( $s_{min} \div s_{max}$  на рис. 8.27, а) и ухудшение к. п. д. двигателя по мере увеличения несимметрии напряжения.

Рассмотренный способ обычно применяют в двигателях малой мощности.

**Регулирование частоты вращения изменением активного сопротивления в цепи ротора.** Этот способ регулирования возможен лишь в асинхронных двигателях с фазным ротором.

Концы фаз обмотки ротора у этих двигателей через контактные кольца и щетки выведены наружу, что дает возможность включить последовательно с обмоткой ротора регулировочный реостат  $R_{доб}$  и с его помощью изменять активное сопротивление цепи ротора (см. рис. 8.6, б).

Характеристики асинхронного двигателя, построенные для разных значений активного сопротивления цепи ротора, показывают, что с увеличением активного сопротивления возрастает скольжение, соответствующее заданному нагрузочному моменту сопротивления  $M_c$  (рис. 8.28). Частота вращения при этом уменьшается.

Зависимость скольжения (частоты вращения) от активного сопротивления цепи ротора выражается формулой, полученной преобразованием (8.44) и введением величины  $R_{доб}$ :

$$s = \frac{m_1 I_2'^2 (r_2' + R_{доб})}{\omega_1 M} \quad (8.53)$$

Данный способ регулирования имеет два существенных недостатка: 1) применение его ограничено лишь двигателями с фазным ротором, которые почти не применяются в автоматике; 2) он сопровождается значительными электрическими потерями в цепи ротора  $I_2'^2 (r_2' + R_{доб})$ , величина которых пропорциональна скольжению [см. (8.40)]. Кроме того, рост потерь в цепи ротора при уменьшении частоты вращения у двигателей с самовентиляцией сопровождается ухудшением условий охлаждения, так как с понижением частоты вращения уменьшается количество охлаждающего воздуха, прогоняемого вентилятором через двигатель.

Однако несмотря на указанные недостатки, рассмотренный способ регулирования имеет существенные достоинства — плавность регулирования в широком диапазоне частот вращения и улучшение пусковых свойств двигателя ( $M_{пуск II} > M_{пуск I}$ ,  $I_{пуск II} < I_{пуск I}$ ).

Регулирование частоты вращения изменением частоты тока (частотное регулирование). Этот способ регулирования основан на изменении синхронной частоты вращения, величина которой пропорциональна частоте тока в обмотке статора ( $n_1 \equiv f_1$ ). Для осуществления такого регулирования необходим источник питания двигателя с регулируемой частотой тока  $f_1$ . В качестве источника могут применяться электромашинные и полупроводниковые преобразователи частоты.

Необходимо иметь в виду, что с изменением  $f_1$  меняется и максимальный момент двигателя [см. (8.48)]. Поэтому для сохранения перегрузочной способности, коэффициента мощности и к. п. д. двигателя на требуемом уровне необходимо одновременно с изменением  $f_1$  изменять и напряжение питания  $U_1$ .

Характер одновременного изменения  $f_1$  и  $U_1$  определяется уравнением

$$U_1'/U_1 = (f_1'/f_1) \sqrt{M'/M}, \quad (8.54)$$

где  $U_1$  и  $M$  — напряжение и электромагнитный момент при частоте  $f_1$ ;  $U_1'$  и  $M'$  — напряжение и момент при частоте  $f_1'$ .

Если регулирование частоты вращения двигателя производится при условии постоянства нагрузочного момента ( $M = M' = \text{const}$ ),

то подводимое напряжение необходимо изменять пропорционально изменению частоты тока:

$$U_1' = U_1 f_1' / f_1 \quad (8.55)$$

Частотное регулирование позволяет плавно изменять частоту вращения двигателей в широком диапазоне (до 12:1). Однако источники питания с регулируемой частотой тока несколько удорожают установку, что иногда является причиной, ограничивающей применение этого способа регулирования частоты вращения. Поэтому частотное регулирование до недавнего времени ограничивалось применением для одновременного регулирования группы двигателей, работающих в одинаковых условиях (например, рольганговые двигатели).

За последние годы благодаря развитию силовой полупроводниковой техники созданы устройства частотного управления, технико-экономические показатели которых позволяют применять их для индивидуального регулирования асинхронными двигателями. Использование асинхронных двигателей, укомплектованных такими устройствами, весьма перспективно, особенно в пожаро- и взрывоопасных средах (химическая и нефтеперерабатывающая промышленность), где коллекторные двигатели неприменимы из-за наличия щеточного контакта.

**Регулирование частоты вращения изменением числа полюсов обмотки статора.** Этот способ регулирования дает ступенчатое изменение частоты вращения. Он может осуществляться двумя путями, но только в двигателях с короткозамкнутым ротором.

Первый способ состоит в том, что в пазы статора укладывают две электрически не связанные обмотки с разным числом пар полюсов, например, обмотка с  $p=1$  ( $n_1=3000$  об/мин) и обмотка с  $p=2$  ( $n_1=1500$  об/мин). Включая в сеть разные обмотки, меняют и частоту вращения двигателя.

Второй способ предусматривает размещение на статоре одной обмотки, схема которой позволяет путем переключений изменять число пар полюсов (рис. 8.29).

Применение двух обмоток статора с разным числом полюсов увеличивает массу и габариты машины, а также приводит к неполному использованию двигателя при любой частоте вращения. Поэтому чаще применяют однообмоточные многоскоростные двигатели с одной полюсно-переключаемой обмоткой, допускающей получение до четырех различных чисел полюсов, например восемь, шесть, четыре, два. При частоте тока 50 Гц в таком двигателе возможно получение четырех синхронных частот вращения: 750, 1000, 1500 и 3000 об/мин.

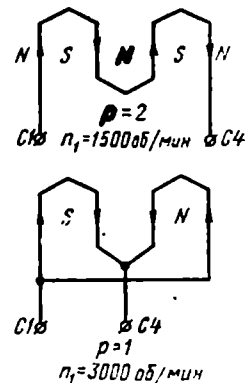


Рис. 8.29. Изменение числа полюсов в обмотке статора

**§ 9.1. Принцип действия однофазного асинхронного двигателя**

Однофазные асинхронные двигатели имеют широкое распространение в автоматических устройствах и различных бытовых приборах (холодильниках, вентиляторах и т. п.).

По своему устройству однофазный двигатель часто аналогичен трехфазному и состоит из статора, в пазах которого уложена однофазная обмотка, и короткозамкнутого ротора (см. рис. 8.1). Особенность работы однофазных асинхронных двигателей объясняется тем,

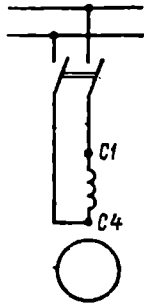


Рис. 9.1. Схема однофазного асинхронного двигателя

что при включении однофазной обмотки статора  $C1 - C2$  в сеть (рис. 9.1) м. д. с. статора создает не вращающийся, а пульсирующий магнитный поток с амплитудой  $\Phi_{max}$ , изменяющийся от  $+\Phi_{max}$  до  $-\Phi_{max}$ . При этом ось магнитного потока остается неподвижной.

Для объяснения принципа действия однофазного двигателя пульсирующий магнитный поток  $\Phi_{max}$  разложим на два вращающихся в противоположные стороны потока:  $\Phi_{пр}$  и  $\Phi_{обр}$  (рис. 9.2), каждый из которых равен  $\Phi_{max}/2$  и вращается с частотой

$$n_{пр} = n_{обр} = f_1 60 / p = n_1.$$

Условимся считать поток  $\Phi_{пр}$ , вращающийся в направлении вращения ротора, *прямым*, а поток  $\Phi_{обр}$  — *обратным*. Допустим, что ротор двигателя вращается против часовой стрелки, т. е. в направлении потока  $\Phi_{пр}$ .

Частота вращения ротора  $n_2$  меньше частоты вращения магнитного потока  $n_1$ , поэтому скольжение ротора относительно  $\Phi_{пр}$

$$s_{пр} = (n_1 - n_2) / n_1 = s.$$

Обратный поток  $\Phi_{обр}$  вращается против ротора, поэтому частота вращения  $n_2$  относительно  $\Phi_{обр}$  будет отрицательной. В этом случае скольжение ротора относительно  $\Phi_{обр}$

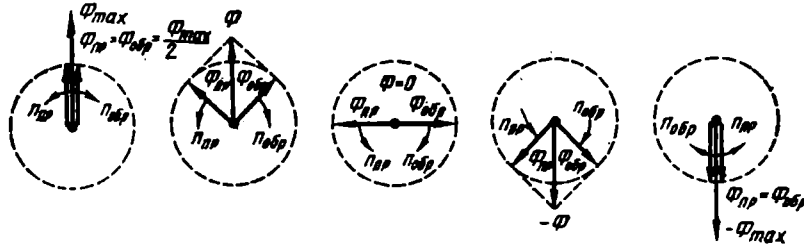


Рис. 9.2. Разложение пульсирующего магнитного потока на два вращающихся

$$s_{обр} = \frac{n_1 - (-n_2)}{n_1} = \frac{n_1 + n_2}{n_1} = \frac{n_1 + n_1 - n_1 + n_2}{n_1} = \frac{2n_1 - (n_1 - n_2)}{n_1} = 2 - s.$$

Прямой  $\Phi_{пр}$  и обратный  $\Phi_{обр}$  магнитные потоки наводят в обмотке ротора э. д. с.  $E'_{2пр}$  и  $E'_{2обр}$ , которые создают соответствующие токи  $I'_{2пр}$  и  $I'_{2обр}$ . Известно, что частота тока в обмотке ротора пропорциональна скольжению [см. (8.5)]:

$$f_{2пр} = f_1 s_{пр}; \quad f_{2обр} = f_1 s_{обр} = f_1 (2 - s_{пр}),$$

Поэтому ток  $I'_{2обр}$ , наводимый обратным магнитным потоком в обмотке ротора, имеет частоту  $f_{2обр}$ , намного превышающую частоту  $f_{2пр}$  тока  $I'_{2пр}$ , наведенного в обмотке ротора прямым магнитным потоком. Так, например, для однофазного асинхронного двигателя при  $n_1 = 1500$  об/мин,  $n_2 = 1440$  об/мин и  $f_1 = 50$  Гц

$$s_{пр} = \frac{1500 - 1440}{1500} = 0,04; \quad f_{2пр} = 50 \cdot 0,04 = 2 \text{ Гц};$$

$$s_{обр} = \frac{1500 + 1440}{1500} = 1,96; \quad f_{2обр} = 50 \cdot 1,96 = 98 \text{ Гц}.$$

В результате взаимодействия тока  $I_{2пр}$  с прямым магнитным потоком  $\Phi_{пр}$  на ротор действует электромагнитный момент

$$M_{пр} = c_m \Phi_{пр} I_{2пр} \cos \varphi_{2пр}.$$

Ток  $I_{2обр}$  взаимодействует с магнитным потоком  $\Phi_{обр}$  и на ротор двигателя действует электромагнитный момент  $M_{обр}$ , направленный навстречу  $M_{пр}$ , т. е. против вращения ротора.

*Результирующий* электромагнитный момент однофазного асинхронного двигателя

$$M = M_{пр} + M_{обр}.$$

При небольших значениях скольжения  $s = s_{пр}$ , что соответствует работе двигателя в пределах номинальной нагрузки, электромагнитный момент создается в основном за счет момента прямого поля  $M_{пр}$ . Тормозящее действие момента обратного поля  $M_{обр}$  весьма незначительно. Объясняется это тем, что ток  $I_{2обр}$  имеет частоту  $f_{2обр} \gg f_{2пр}$ , а поэтому индуктивное сопротивление обмотки ротора  $x_{2обр} = x_2 s_{обр}$  току  $I_{2обр}$  намного больше его активного сопротивления. В результате ток  $I_{2обр}$ , имеющий значительную индуктивную составляющую, оказывает сильное размагничивающее действие на обратный магнитный поток  $\Phi_{обр}$ . Если к тому же учесть, что величина коэффициента мощности  $\cos \varphi_{2обр}$  невелика, то станет ясным, почему  $M_{обр}$  в номинальном режиме не оказывает значительного тормозящего действия на ротор двигателя.

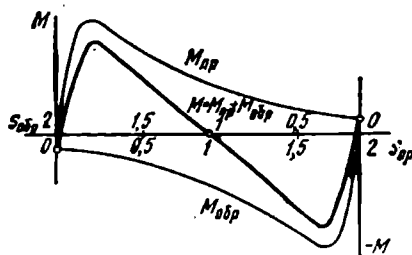


Рис. 9.3. Графики электромагнитных моментов однофазного асинхронного двигателя

На рис. 9.2 представлены зависимости электромагнитных моментов от скольжения для однофазного двигателя.

График результирующего электромагнитного момента  $M = f(s_{пр})$  получен в результате сложения составляющих моментов  $M_{пр}$  и  $M_{обр}$ .

При неподвижном роторе  $n_r = 0$ , что соответствует начальному пусковому моменту времени, скольжение  $s_{пр} = s_{обр} = 1$  и  $M_{пр} = M_{обр}$ , поэтому начальный пусковой момент двигателя  $M_{пуск} = 0$ . Для пуска однофазного двигателя необходимо привести ротор во вращение в ту или иную сторону, так как лишь при  $s \neq 1$  равенство моментов  $M_{пр}$  и  $M_{обр}$  нарушается и результирующий электромагнитный момент приобретает некоторое значение.

### § 9.2. Пуск однофазного асинхронного двигателя

Приведенные на рис. 9.3 зависимости моментов показывают, что при однофазной обмотке статора не создается начального пускового момента. Для создания его необходимо, чтобы в период пуска двигателя магнитное поле статора было не пульсирующим, а вращающимся, как это имеет место в трехфазном двигателе.

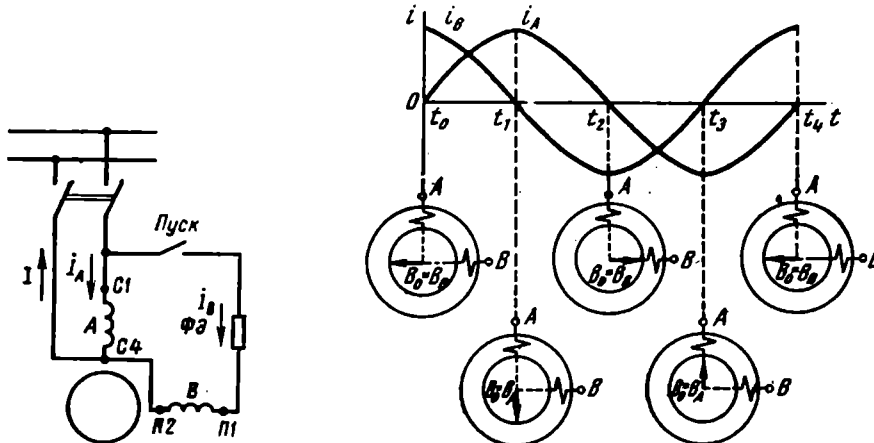


Рис. 9.4. Схема однофазного асинхронного двигателя с пусковой обмоткой

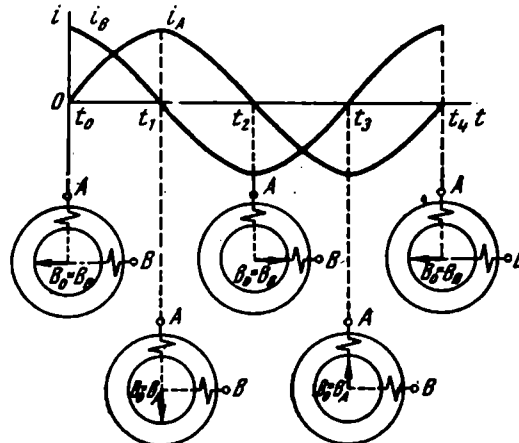


Рис. 9.5. Получение вращающегося магнитного поля двухфазной системой токов

Для получения вращающегося магнитного поля на статоре двигателя помимо основной, рабочей, обмотки  $A$  располагают вспомогательную, пусковую, обмотку  $B$ , ось которой обычно смещена относительно оси рабочей обмотки на 90 эл. град. Кроме того, токи в обмотках  $I_A$  и  $I_B$  должны быть сдвинуты по фазе относительно друг друга во времени. Обе обмотки включают в одну сеть. Для получения необходимого сдвига токов по фазе в цепь пусковой обмотки (П1—П2) вводят фазосмещающий элемент ФЭ: актив-



ное сопротивление, индуктивность или емкость (рис. 9.4). После того как частота вращения двигателя достигнет значения, близкого к номинальному, пусковую обмотку  $B$  с помощью центробежного выключателя либо реле отключают. Таким образом, на время пуска однофазный двигатель становится *двухфазным*.

Процесс создания кругового вращающегося магнитного поля в двухфазной машине, т. е. в машине с двумя обмотками на статоре, смещенными в пространстве относительно друг друга на 90 эл. град, показан на рис. 9.5.

Круговое вращающееся поле характеризуется тем, что пространственный вектор магнитной индукции этого поля  $B_0$  вращается равномерно ( $n = \text{const}$ ) и своим концом описывает окружность (рис. 9.6, а). Круговое поле не имеет обратной составляющей и поэтому является наиболее желательным видом поля для асинхронного двигателя. Трехфазные асинхронные двигатели при нормальной эксплуатации работают с круговым вращающимся полем.

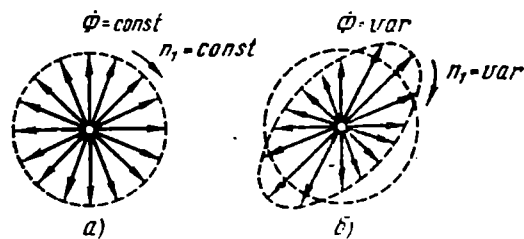


Рис. 9.6. Диаграммы кругового и эллиптического вращающихся магнитных полей

Чтобы получить круговое вращающееся магнитное поле посредством двух обмоток, смещенных относительно друг друга на 90 эл. град, необходимо выполнить следующие условия\*:

— м. д. с. обмоток должны быть равны ( $F_A = F_B$ );

— токи в обмотках  $I_A$  и  $I_B$  должны быть сдвинуты по фазе относительно друг друга на 90°.

При неточном соблюдении хотя бы одного из указанных условий магнитное поле становится эллиптическим, отличающимся от кругового. Конец вектора магнитной индукции такого поля при вращении описывает не окружность, а эллипс (рис. 9.6, б), кроме того, мгновенная частота вращения вектора магнитной индукции становится непостоянной ( $n = \text{var}$ ).

Эллиптическое поле можно рассматривать как сумму двух неравных по величине вращающихся в разные стороны круговых полей: прямого и обратного. Обратное вращающееся поле создает тормозящий момент и ухудшает рабочие свойства двигателя.

\* Круговое вращающееся поле в машине с двумя обмотками можно получить при любом пространственном сдвиге обмоток  $\theta$ . Для этого необходимо, чтобы сдвиг токов обмоток во времени  $\beta = 180^\circ - \theta$ , а м. д. с. обмоток  $I_A \omega_A = I_B \omega_B$ . Однако максимальное по величине вращающееся поле получается в случае сдвига обмотк на 90 эл. град, при этом вращающееся поле равно максимуму поля фазы ( $B_0 = B_{A \text{ max}} = B_{B \text{ max}}$ ). При  $\theta$ , больших или меньших 90 эл. град, вращающееся поле будет меньше:  $B_0 = B_{A \text{ max}} \sin \theta = B_{B \text{ max}} \sin \theta$ . Именно поэтому в двухфазных машинах обмотки обычно сдвигают в пространстве на 90 эл. град.

### § 9.3. Сравнение свойств фазосмещающих элементов

На рис. 9.7 представлены схема включения и векторная диаграмма токов однофазного двигателя, из которой видно, что если рабочая и пусковая обмотки одинаковы, то при отсутствии какого-либо фазосмещающего элемента в цепи пусковой обмотки токи  $I_A$  и  $I_B$  совпадают по фазе, так как разность углов сдвига фаз  $\varphi_A$  и  $\varphi_B$  этих токов относительно напряжения

$$\beta = \varphi_A - \varphi_B = 0.$$

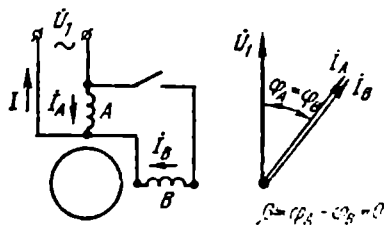


Рис. 9.7. Схема и векторная диаграмма однофазного асинхронного двигателя при отсутствии ФЭ в цепи пусковой обмотки

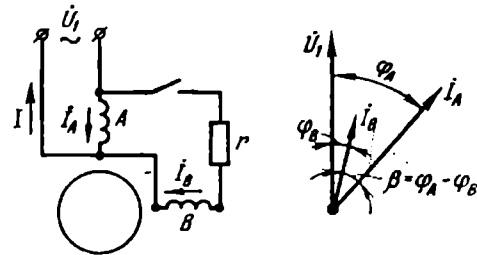


Рис. 9.8. Схема и векторная диаграмма однофазного асинхронного двигателя с активным сопротивлением в качестве ФЭ

Такая система токов не создает вращающегося магнитного поля. Если в цепь пусковой обмотки включить активное сопротивление  $r$  (рис. 9.8), то угол сдвига фаз между током  $I_B$  и напряжением  $U_1$  уменьшится и векторы токов  $I_A$  и  $I_B$  окажутся сдвинутыми по фазе на угол  $\beta = \varphi_A - \varphi_B$ . Однако  $\beta$  будет меньше  $90^\circ$ . Даже если активное сопротивление увеличить настолько, что  $\varphi_B \approx 0$ , то и в этом случае угол  $\beta$  будет меньше  $90^\circ$  ( $\beta \approx \varphi_A$ ), так как

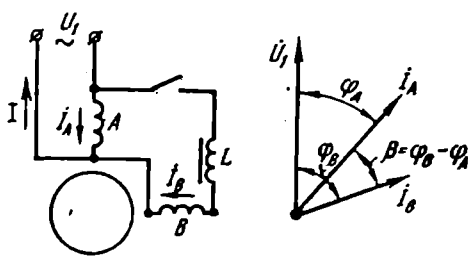


Рис. 9.9. Схема и векторная диаграмма однофазного асинхронного двигателя с индуктивностью в качестве ФЭ

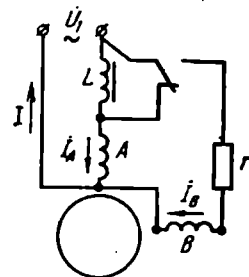


Рис. 9.10. Схема однофазного асинхронного двигателя с активным сопротивлением и индуктивностью в качестве ФЭ

рабочая обмотка обладает некоторым активным сопротивлением, благодаря которому  $\varphi_A < 90^\circ$ .

При включении в цепь пусковой обмотки индуктивности  $L$  (рис. 9.9) угол сдвига фаз между током  $\dot{I}_B$  и напряжением  $U_1$  увеличится и токи  $\dot{I}_A$  и  $\dot{I}_B$  окажутся сдвинутыми по фазе относительно друг друга на  $\beta = \varphi_B - \varphi_A$ . Однако и в этом случае угол  $\beta < 90^\circ$ .

Несколько лучшие результаты может дать одновременное применение двух фазосмещающих элементов: индуктивности в цепи рабочей обмотки и активного сопротивления в цепи пусковой обмотки (рис. 9.10). Но и в этом случае угол  $\beta = \varphi_B - \varphi_A$  можно лишь приблизить к  $90^\circ$ . Таким образом, применение активного сопротивления и индуктивности в качестве фазосмещающих элементов не дает желаемых результатов, так как угол сдвига фаз между токами в рабочей и пусковой обмотках не достигает  $90^\circ$ , а следовательно, обмотка статора создает лишь эллиптическое магнитное поле.

Лучшие результаты получаются при использовании в качестве фазосмещающего элемента емкости  $C$  (рис. 9.11). Величина емкости может быть подобрана таким образом, что ток пусковой обмотки  $\dot{I}_B$  при  $s=1$  будет опережать по фазе напряжение  $\dot{U}_1$  на угол  $\varphi_B$ , который в сумме с углом сдвига фазы  $\varphi_A$  рабочего тока  $\dot{I}_A$  относительно напряжения  $\dot{U}_1$  даст угол в  $90^\circ$ :

$$\beta = \varphi_B + \varphi_A = 90^\circ.$$

Если в этом случае обе обмотки образуют одинаковые м. д. с., то при включении двигателя в сеть будет создано круговое вращающееся поле и он будет развивать значительный начальный пусковой момент.

Таким образом, емкость является наилучшим фазосмещающим элементом, так как обеспечивает однофазному двигателю хорошие пусковые свойства. Но применение емкости в качестве фазосмещающего элемента иногда ограничивается сравнительно большими габаритами конденсаторов, тем более что для получения кругового вращающегося поля при пуске двигателя нужна значительная емкость. Например, при мощности двигателя 200 Вт необходима емкость  $C = 30$  мкФ.

В настоящее время в СССР наибольшее распространение получили однофазные асинхронные двигатели с активным сопротивлением в качестве фазосмещающего элемента. Ввиду того что пус-

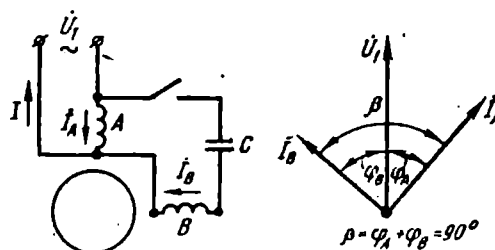


Рис. 9.11. Схема и векторная диаграмма однофазного асинхронного двигателя с емкостью в качестве ФЭ

ковая обмотка находится включенной непродолжительное время (только на время пуска двигателя), ее часто выполняют из провода меньшего сечения, что обеспечивает повышенное активное сопротивление.

Кроме того, иногда часть пусковой обмотки наматывают бифилярно, чем снижают ее индуктивность. В итоге пусковая обмотка отличается от рабочей большим активным сопротивлением и меньшей индуктивностью. Хотя угол сдвига фаз между токами  $I_A$  и  $I_B$  в этом случае все же меньше  $90^\circ$ , пусковые свойства этих двигателей оказываются приемлемыми:

$$M_{\text{пуск}}/M_{\text{ном}} = 1,0 + 1,5; \quad I_{\text{пуск}}/I_{\text{ном}} = 5 + 9.$$

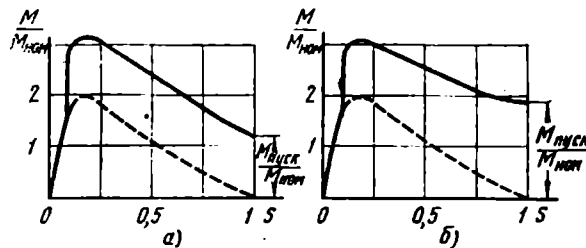


Рис. 9.12. Механические характеристики однофазных асинхронных двигателей

Двигатели с повышенным активным сопротивлением пусковой обмотки обычно используются там, где не требуется больших пусковых моментов.

В случае необходимости получения большого пускового момента в качестве фазосмещающего элемента ФЭ применяют емкость. Это дает возможность повысить кратность пускового момента до  $M_{\text{пуск}}/M_{\text{ном}} = 1,6 \div 2$ .

На рис. 9.12 приведены механические характеристики однофазного асинхронного двигателя: при отсутствии ФЭ (штриховая кривая), когда в качестве ФЭ используется активное сопротивление (а) и когда в качестве ФЭ используется емкость (б). Для большей наглядности значения электромагнитного момента даны в относительных единицах ( $M/M_{\text{ном}}$ ).

#### § 9.4. Устройство однофазного асинхронного двигателя

По конструкции однофазные асинхронные двигатели несколько отличаются от трехфазных (см. рис. 8.1): на статоре у них располагается однофазная обмотка, которая занимает  $2/3$  пазов статора. Такая обмотка выбрана из соображений ее наиболее эффективного использования, так как при заполнении обмоткой всех пазов статора прирост м. д. с. и э. д. с. обмотки оказывается настолько незначительным, что не оправдывает дополнительного расхода меди и электрических потерь в ней.

Однофазные обмотки статора делают как двухслойными, так и однослойными. Оставшаяся незаполненной  $\frac{1}{3}$  часть пазов статора используется для пусковой обмотки, ось которой сдвинута относительно оси рабочей обмотки на 90 эл. град.

Обмотку ротора однофазных асинхронных двигателей выполняют всегда короткозамкнутой.

В СССР наибольшее распространение получили однофазные асинхронные двигатели серии АОЛБ, отличающиеся от трехфазных двигателей серии АОЛ (см. рис. 8.1) лишь обмоткой статора. Двигатели серии АОЛБ имеют мощность от 18 до 600 Вт и рассчитываются на напряжение 127, 220 и 380 В.

### § 9.5. Асинхронные конденсаторные двигатели

Асинхронный конденсаторный двигатель имеет на статоре двухфазную обмотку. Она представляет собой две однофазные обмотки, занимающие одинаковое число пазов и сдвинутые в пространстве относительно друг друга на угол 90 эл. град. Ротор двигателя делается короткозамкнутым.

Если обмотку статора этого двигателя включить в сеть с симметричным двухфазным напряжением ( $\dot{U}_A = j\dot{U}_B$ ), то она создаст круговое вращающееся поле и ротор двигателя придет во вращение. При этом поле статора будет круговым не только в период пуска в ход, но и во всем диапазоне нагрузок двигателя. Это обеспечивает двигателям, работающим от двухфазной сети, хорошие эксплуатационные свойства. Однако для получения симметричной двухфазной системы напряжений, представляющей систему двух напряжений одинаковой величины и частоты, которые сдвинуты по фазе относительно друг друга на 90°, необходимо специальное устройство — преобразователь числа фаз. Наличие в схеме двигателя такого устройства снижает экономические показатели установки в целом, делает схему более сложной.

Более широкое распространение получили асинхронные конденсаторные двигатели, работающие от однофазной сети переменного тока. В этом двигателе одна из обмоток статора, называемая *главной*, включается непосредственно в однофазную сеть, а другая — *вспомогательная*, включается в эту же сеть, но через рабочий конденсатор  $C_{\text{раб}}$ .

В отличие от рассмотренного однофазного асинхронного двигателя в конденсаторном двигателе вспомогательная обмотка после пуска двигателя не отключается, а остается включенной в течение всего процесса работы. Емкость  $C_{\text{раб}}$  в цепи вспомогательной обмотки создает сдвиг фаз между токами  $\dot{I}_A$  и  $\dot{I}_B$ .

Таким образом, если однофазный асинхронный двигатель по окончании процесса пуска работает с пульсирующим магнитным полем статора, то конденсаторный двигатель работает с вращающимся магнитным полем, близким к круговому. Поэтому *однофазные конденсаторные двигатели по своим свойствам приближаются к трехфазным асинхронным двигателям.*

Круговое вращающееся поле в конденсаторном двигателе может быть получено одним из трех способов.

1. Правильным выбором коэффициента трансформации  $k$  и емкости конденсатора  $C_{раб}$  при заданном напряжении сети  $U_1$  (рис. 9.13, а). В этом случае емкость  $C_{раб}$ , мкФ, соответствующая круговому вращающемуся полю,

$$C_{раб} = \frac{I_A \cos \varphi_A \cdot 10^6}{2\pi f_1 U_1 k}, \quad (9.1)$$

где  $k$  — коэффициент трансформации, представляющий собой отношение эффективных чисел витков вспомогательной и главной обмоток:

$$k = \omega_B k_B / (\omega_A k_A),$$

здесь  $k_A$  и  $k_B$  — обмоточные коэффициенты.

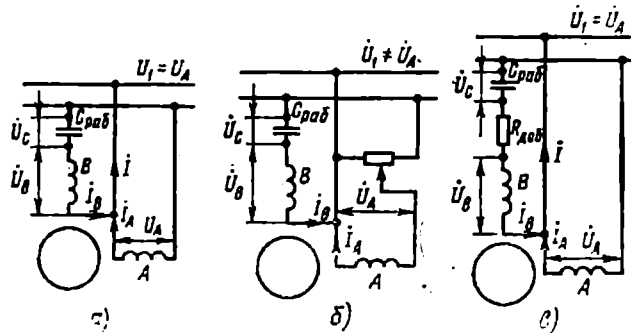


Рис. 9.13. Схемы включения конденсаторного двигателя

Емкость  $C_{раб}$ , рассчитанная по выражению (9.1), обеспечивает получение кругового поля при условии, что  $k = \operatorname{tg} \varphi_A$ , где  $\varphi_A$  — угол сдвига фаз между током  $I_A$  и напряжением  $U_A$  при круговом поле.

2. Правильным выбором напряжений на фазах и емкости конденсатора  $C_{раб}$ , мкФ, при заданном коэффициенте трансформации  $k$  (рис. 9.13, б):

$$C_{раб} = \frac{I_A \sin \varphi_A \cdot 10^6}{2\pi f_1 U_A k}. \quad (9.2)$$

При этом напряжения на фазах должны находиться в отношении

$$U_A / U_B = \operatorname{tg} \varphi_A / k.$$

3. Включением последовательно с емкостью добавочного сопротивления  $R_{доб}$  и правильным выбором емкости  $C_{раб}$ , мкФ (рис. 9.13, в), при заданных напряжении сети  $U_1$  и коэффициенте трансформации  $k < \operatorname{tg} \varphi_A$ :

$$R_{\text{доб}} = \frac{U_1 k}{I_A \cos \varphi_A} (\operatorname{tg} \varphi_A - k); \quad (9.3)$$

$$C_{\text{раб}} = \frac{I_A \cdot 10^3}{2\pi f_1 U_1 k \cos \varphi_A (k \operatorname{tg} \varphi_A + 1)}. \quad (9.4)$$

Анализ выражений (9.1)–(9.4) показывает, что при заданных  $k$  в первом случае,  $U_A/U_B$  — во втором и  $R_{\text{доб}}$  — в третьем независимо от величины  $C_{\text{раб}}$  круговое вращающееся поле может быть получено только для одного вполне определенного режима работы двигателя (для одной частоты вращения). Объясняется это тем, что при изменении режима работы двигателя меняется  $\varphi_A$ .

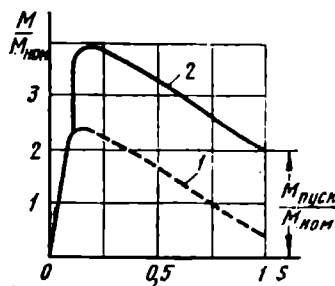


Рис. 9.14. Механические характеристики конденсаторного двигателя

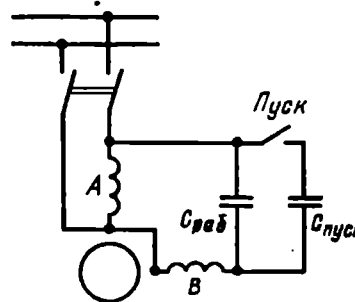


Рис. 9.15. Схема асинхронного конденсаторного двигателя

При отклонении режима работы двигателя от расчетного вращающееся поле становится эллиптическим и рабочие свойства двигателя ухудшаются. Обычно расчет параметров ведут для номинального режима. В этом случае двигатель имеет хорошие рабочие свойства: большую мощность на валу при высоком к. п. д. (60–75%) и высоком коэффициенте мощности (0,8–0,95), но в то же время плохие пусковые свойства.

Напряжение на конденсаторе  $U_C$ , включенном последовательно в цепь одной из обмоток конденсаторного двигателя, при круговом вращающемся поле выше напряжения сети  $U_1$ :

$$U_C = U_1 \sqrt{1+k^2}. \quad (9.5)$$

При выборе конденсатора необходимо следить за тем, чтобы рабочее напряжение, указанное на конденсаторе, было не меньше  $U_C$ .

На рис. 9.14 приведена механическая характеристика конденсаторного двигателя с рабочей емкостью (кривая 1), из которой видно, что кратность пускового момента  $M_{\text{пуск}}/M_{\text{ном}}$  этого двигателя не превышает 0,5. Объясняется это тем, что магнитное поле двигателя при пуске значительно отличается от кругового. Поэтому двигатели с рабочей емкостью применяются лишь в устройствах, где не требуется больших пусковых моментов.

Пусковой момент конденсаторного двигателя может быть значительно повышен, если параллельно рабочей емкости  $C_{\text{раб}}$  кратковременно включить пусковую емкость  $C_{\text{пуск}}$  (рис. 9.15). Она должна отключаться при достижении ротором частоты вращения  $60 \div 70\%$  от синхронной частоты. После этого двигатель будет работать только с рабочей емкостью:

Емкость пускового конденсатора намного больше емкости рабочего конденсатора. Выбор величины пусковой емкости зависит от необходимой кратности пускового момента, которая может быть доведена до двух и более. Механическая характеристика конденсаторного двигателя с пусковой емкостью приведена на рис. 9.14 (кривая 2). При наличии пусковой емкости вращающееся поле двигателя при пуске приближается к круговому, а величина магнитного потока увеличивается. Все это способствует повышению пускового момента. Значительные габариты конденсаторов, используемых в качестве пусковой емкости, иногда ограничивают применение конденсаторных двигателей с пусковой емкостью.

### § 9.6. Однофазный асинхронный двигатель с экранированными полюсами

Однофазный асинхронный двигатель с экранированными полюсами (рис. 9.16) состоит из шихтованного статора 1, на явно выраженных полюсах 3 которого располагается однофазная обмотка в виде последовательно соединенных катушек 2, и короткозамкнутого ротора 5. Каждый полюс двигателя разделяется на две неравные части продольным пазом. Обычно меньшую часть полюса охватывает медный короткозамкнутый виток 4 (экран).

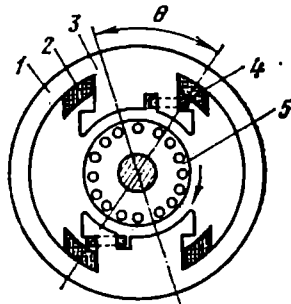


Рис. 9.16. Однофазный асинхронный двигатель с экранированными полюсами

Для создания в двигателях вращающегося магнитного поля необходимо наличие не менее двух магнитных потоков, сдвинутых во времени и в пространстве. В рассматриваемом двигателе эта задача решена следующим образом.

При включении обмотки статора в сеть появляется ток, который создает пульсирующий магнитный поток  $\dot{\Phi}$  (рис. 9.17, а). Одна часть этого потока  $\dot{\Phi}'$  проходит по неэкранированной части полюса, а другая  $\dot{\Phi}''$  — по экранированной.

Поток  $\dot{\Phi}''$  наводит в короткозамкнутом витке (экране) э. д. с. и ток, который создает свое магнитное поле  $\dot{\Phi}_k$ , направленное навстречу потоку  $\dot{\Phi}'$ . Результирующий поток  $\dot{\Phi}_s$  экранированной части полюса является, таким образом, суммой магнитных потоков

$$\dot{\Phi}_s = \dot{\Phi}' + \dot{\Phi}_k. \quad (9.6)$$



Для определения угла сдвига между потоком  $\Phi'$  незранированной части и потоком  $\Phi_s$  экранированной части полюса обратимся к векторной диаграмме (рис. 9.17, б). На ней построен вектор  $\Phi_s$ , под углом  $90^\circ$  к которому проведен вектор э. д. с.  $E_k$ , наведе-

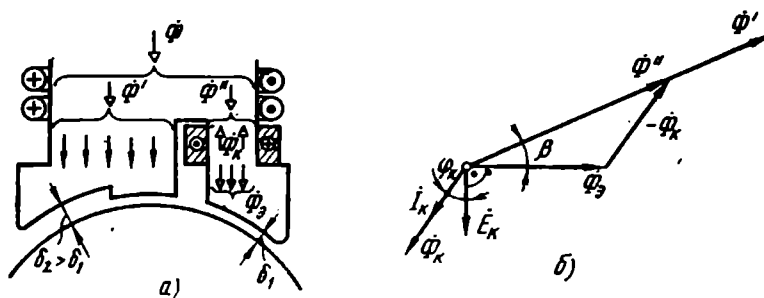


Рис. 9.17. Распределение магнитных потоков и векторная диаграмма однофазного асинхронного двигателя с экранированными полюсами

ной потоком  $\Phi_s$ . Ток короткозамкнутого витка  $I_k$  отстает по фазе от э. д. с.  $E_k$  на угол  $\varphi_k$  из-за имеющейся индуктивности витка. Поток  $\Phi_k$ , создаваемый током  $I_k$ , совпадает с ним по фазе.

Согласно (9.6) поток

$$\Phi' = \Phi_s + (-\Phi_k).$$

Поток  $\Phi'$  незранированной части полюса совпадает по фазе с потоком  $\Phi_s$ , но превышает его по величине, так как магнитное сопротивление незранированной части полюса меньше магнитного сопротивления экранированной части. Из построений следует, что магнитный поток  $\Phi_s$  сдвинут во времени относительно  $\Phi'$  на некоторый угол  $\beta$ . Эти потоки имеют также и пространственный сдвиг относительно друг друга на угол  $\theta$  (см. рис. 9.16).

Наличие временного и пространственного сдвигов указанных магнитных потоков обеспечивает создание вращающегося магнитного поля. Однако вследствие неравенства потоков, а также временного  $\beta$  и пространственного  $\theta$  углов сдвига  $90^\circ$  вращающееся магнитное поле двигателя является эллиптическим. Поэтому пусковой момент рассматриваемого двигателя невелик. Для некоторого улучшения магнитного поля воздушный зазор под незранированной частью полюса частично увеличивают ( $\delta_2 > \delta_1$ ) (см. рис. 9.17, а). С этой же целью в некоторых двигателях между полюсными наконечниками помещают магнитные шунты в виде стальных пластин, что позволяет увеличить поток экранированной части полюса.

Однако несмотря на проводимые мероприятия, кратность пускового момента двигателей с экранированными полюсами обычно  $M_{\text{пуск}}/M_{\text{ном}} \leq 0,6$ . Чтобы увеличить пусковой момент, иногда на полюсах устанавливают не один, а несколько экранирующих витков различной ширины.

Двигатели с экранированными полюсами нереверсивны: ротор вращается лишь в одном направлении—от неэкранированной части полюса к экранированной. Для получения вращения в разные стороны у некоторых двигателей выводят оба конца вала, т. е. оба конца делают рабочими.

Рабочие свойства большинства двигателей с экранированными полюсами характеризуются коэффициентом полезного действия  $\eta = 10 \div 40\%$ , коэффициентом мощности  $\cos \varphi_1 = 0,4 \div 0,6$  и перегрузочной способностью  $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 1,1 \div 1,3$ . Низкая перегрузочная способность двигателя объясняется тем, что наибольшее значение  $\eta$  соответствует моменту, близкому к максимальному. Поэтому для лучшего использования двигателя оказывается целесообразным за номинальный момент двигателя принять момент, близкий к максимальному.

Наличие короткозамкнутых витков на полюсах двигателя вызывает значительные электрические потери, величина которых не зависит от нагрузки. При изменении нагрузки от нуля (в режиме холостого хода) до номинальной сумма потерь в двигателе возрастает не более чем на 50%. Благодаря этому свойству двигатель с экранированными полюсами может находиться длительное время в режиме короткого замыкания (обмотка статора включена в сеть, а ротор неподвижен), что удобно в ряде случаев эксплуатации двигателя.

Двигатели с экранированными полюсами изготавливаются на мощности от долей ватта до нескольких сотен ватт при частоте 50 Гц и напряжении 115—127 В. Эти двигатели применяются для привода магнитофонов, лентопротяжных механизмов, а также в бытовых устройствах (настольных вентиляторах, электропроигрывателях и пр.).

### **§ 9.7. Использование трехфазного асинхронного двигателя для работы от однофазной сети**

Трехфазные асинхронные двигатели могут быть использованы для работы от однофазной сети.

На рис. 9.18 и 9.19 представлены наиболее распространенные схемы включения трехфазных двигателей. В схемах, приведенных на рис. 9.18, две фазы обмотки статора соединены последовательно, их используют в качестве главной обмотки *A*, а третью фазу — в качестве вспомогательной пусковой обмотки *B*.

Трехфазный асинхронный двигатель может использоваться как однофазный с пусковым сопротивлением или пусковой емкостью. В этих случаях при частоте вращения ротора, близкой к синхронной, обмотку *B* отключают от сети.

Схемы, представленные на рис. 9.18, в однофазном режиме дают примерно 50% мощности от мощности в трехфазном режиме. Наибольший пусковой момент обеспечивают схемы с конденсаторами (рис. 9.18, б, в).

Трехфазный асинхронный двигатель может быть использован и в качестве однофазного двигателя с постоянно включенной ем-

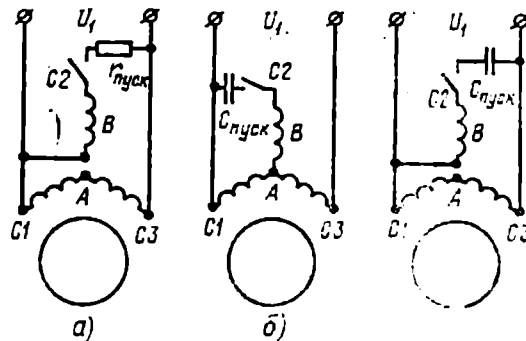


Рис. 9.18. Схемы включения трехфазных асинхронных двигателей для работы от однофазной сети

костью  $C_{раб}$  (рис. 9.19). При правильно выбранном значении  $C_{раб}$  асинхронный двигатель, работающий от однофазной сети, по своим рабочим характеристикам лишь незначительно уступает трехфазным асинхронным двигателям.

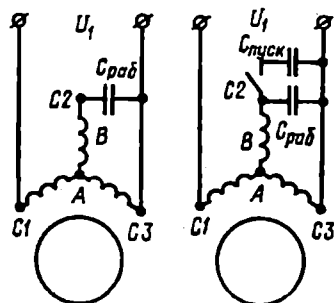


Рис. 9.19. Схемы включения трехфазных асинхронных двигателей для работы от однофазной сети с постоянно включенной емкостью

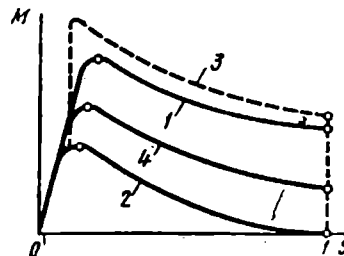


Рис. 9.20. Механические характеристики трехфазного асинхронного двигателя в различных режимах

На рис. 9.20 представлены механические характеристики трехфазного асинхронного двигателя при работе от сети трехфазного тока (кривая 1) и от сети однофазного тока: без фазосмещающих элементов (кривая 2), с пусковой емкостью (кривая 3 при пуске

и кривая 2 при работе) и с постоянно включенной рабочей емкостью (кривая 4).

В автоматических устройствах применяют универсальные асинхронные двигатели, которые могут работать как от трехфазной, так и от однофазной сетей. Эти двигатели обычно выполняют как трехфазные, но рассчитывают их так, чтобы при определенной схеме включения обмоток с использованием конденсатора можно было обеспечить достаточно хорошие характеристики и при работе от однофазной сети. Обычно при однофазном питании двигатели имеют несколько худшие рабочие и пусковые характеристики.

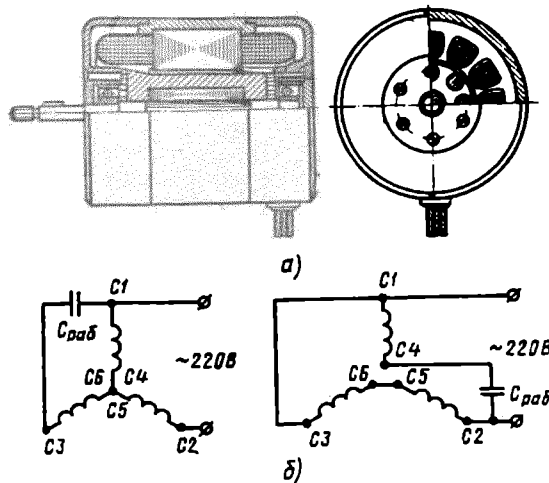


Рис. 9.21. Универсальный асинхронный двигатель серии УАД

Конструкция универсального асинхронного двигателя и схемы включения в однофазную сеть показаны на рис. 9.21, а и б.

включения в однофазную сеть показаны на рис. 9.21, а и б.

### § 9.8. Двигатели с тящимся ротором

При необходимости получить небольшие частоты вращения (без механических редукторов) можно применить тихоходный двигатель с тящимся ротором.

Для объяснения принципа действия этого двигателя представим, что внутри статора расположен ферромагнитный цилиндрический ротор, соприкасающийся с поверхностью статора в точке  $A$  (рис. 9.22, а). Допустим, что магнитное поле в зазоре между статором и ротором  $B_a = f(\alpha)$  несимметрично и имеет максимум, который в рассматриваемый момент времени совпадает с точкой  $A$  на статоре. В этом случае под действием силы магнитного притяжения ротор притягивается к точке  $A$  статора.

Если магнитное поле повернется в пространстве на некоторый угол  $\alpha$ , и его максимум будет совпадать с точкой  $A'$ , то и сила магнитного притяжения  $F$  повернется на такой же угол (рис. 9.22, б). Разложим силу  $F$  на составляющие  $F_x$  и  $F_y$ . Составляющая  $F_x$ , притягивая ротор к статору, будет стремиться повернуть его. При этом ротор будет катиться по внутренней поверхности статора синхронно с полем. Также синхронно с полем по малой окружности с центром  $O$  будет перемещаться и центр ротора  $O'$ . Ротор же будет поворачиваться вокруг своей оси, т. е.

вращаться в пространстве с частотой  $n_2$ , намного меньшей частоты вращения поля статора  $n_1$ .

Так, при повороте магнитного поля на один оборот (на угол  $\Omega_1 = 2\pi$  рад) ротор, катясь по статору, повернется вокруг своей оси

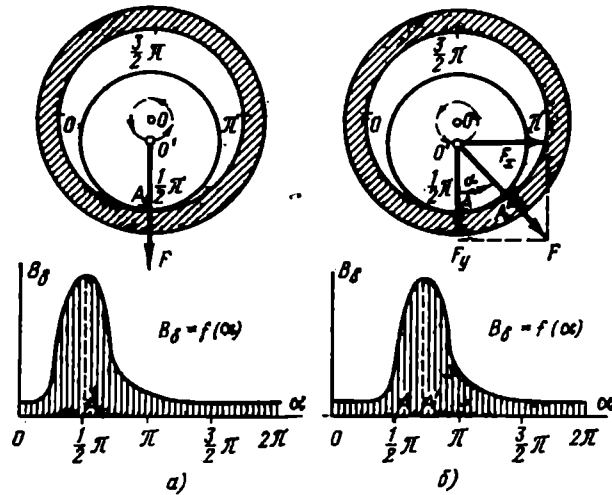


Рис. 9.22. Принцип действия двигателя с катящимся ротором

в обратную сторону на угол  $\Omega_2$  [рад], равный разности длин окружностей статора и ротора, деленной на радиус — половину диаметра ротора:

$$\Omega_2 = \frac{\pi D_1 - \pi D_2}{0,5 D_2} = 2\pi \frac{D_1 - D_2}{D_2},$$

или, с учетом того, что  $\Omega_1 = 2\pi$ ,

$$\Omega_2 = \Omega_1 (D_1 - D_2) / D_2.$$

Здесь  $D_1$  и  $D_2$  — диаметры статора (внутренний) и ротора соответственно.

Перейдем к частоте вращения [об/мин]

$$n_2 = n_1 (D_1 - D_2) / D_2,$$

или, с учетом выражения (8.2),

$$n_2 = \frac{f_1 60}{p} \cdot \frac{D_1 - D_2}{D_2}. \quad (9.7)$$

Выражение (9.7) справедливо лишь для двухполюсной машины ( $2p=2$ ).

Так как

$$(D_1 - D_2) / D_2 \ll 1, \text{ то } n_2 \ll n_1.$$

Несимметричное вращающееся магнитное поле с индукцией  $B_\delta$ , необходимое для работы двигателей с катящимся ротором, можно получить (рис. 9.23): *а* — либо путем наложения на униполярное поле с индукцией  $B_{\delta 1}$  магнитного поля двухполюсной обмотки  $B_{\delta(2p=2)}$ ; *б* — либо путем наложения на поле двухполюсной обмотки  $B_{\delta(2p=2)}$  поля с четырьмя полюсами  $B_{\delta(2p=4)}$ .

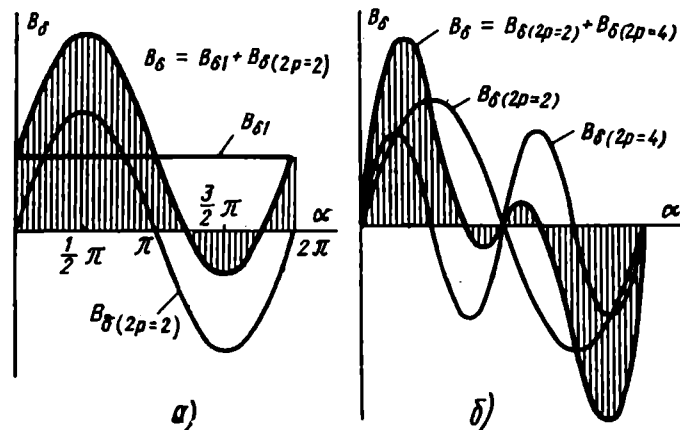


Рис. 9.23. Способы получения несимметричного вращающегося поля

В реальных двигателях с катящимся ротором пакет стали ротора не соприкасается с пакетом стали статора. Для этого вращающуюся и неподвижную части машины снабжают цилиндрическими поверхностями — катками, с помощью которых осуществляется их соприкосновение. Вращение ротора осуществляется за счет качения катка ротора по катку статора. В этом случае в (9.7) необходимо подставлять диаметры катков.

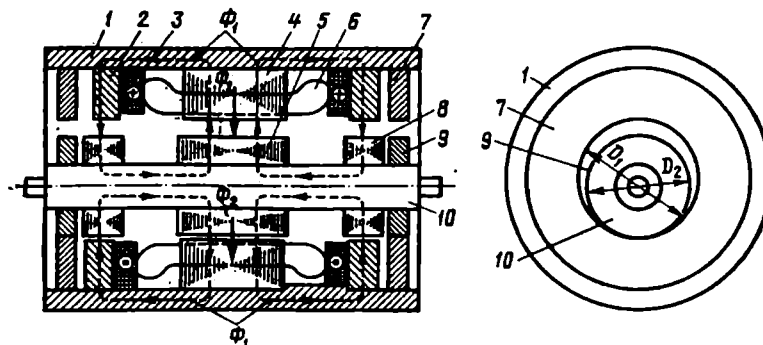


Рис. 9.24. Устройство двигателя с катящимся ротором

На рис. 9.24 показано устройство такого двигателя, в котором несимметричное магнитное поле получается за счет наложения двухполюсного поля  $\Phi_2$  на униполярное поле  $\Phi_1$ . Двигатель состоит из стального корпуса 1, в который запрессованы пакет статора 4 с трехфазной обмоткой 6, ферромагнитные тороиды 2 и катки статора 7. Между обмоткой статора и ферромагнитными тороидами помещены тороидальные обмотки постоянного тока 3. На валу ротора 10 расположены пакеты стали ротора 5 и 8 и катки ротора 9.

Униполярное поле  $\Phi_1$  создается тороидальными обмотками постоянного тока. Двухполюсное вращающееся поле  $\Phi_2$  образуется трехфазной обмоткой статора.

Вращающий момент, развиваемый двигателем с катящимся ротором, обычно во много раз больше, чем момент, развиваемый любым другим безредукторным двигателем, имеющим те же габариты.

Наряду с достоинствами двигателя имеют и недостатки:

- а) необходимость специального устройства для передачи вращения с вала ротора на выходной вал;
- б) необходимость двойного питания или постоянных магнитов;
- в) значительные вибрации двигателя.

В схемах автоматики применяются не только двигатели с катящимися роторами, но и *двигатели с гибкими волновыми роторами*.

Представим, что в расточке статора с  $m$ -фазной обмоткой, создающей двухполюсное вращающееся поле, расположен гибкий тонкостенный полый ротор из ферромагнитного материала (рис. 9.25, а). Под действием сил магнитного притяжения в местах, соответствующих максимальной индукции поля, ротор, деформируясь, притягивается к статору. При вращении поля волны деформации ротора перемещаются синхронно с магнитным полем. При этом происходит обкатывание статора ротором точно так же, как в двигателе с катящимся ротором. Медленное вращение ротора вокруг своей оси с помощью специальных устройств несложно передать на вал двигателя.

В отличие от двигателя с катящимся ротором двигатель с волновым ротором может работать не только в двухполюсном, но и в многополюсном поле (рис. 9.25, б). Кроме того, гибкий ротор имеет меньший момент инерции, что обеспечивает двигателю хорошее быстродействие. Работа двигателя с волновым ротором происходит при значительно меньших вибрациях.

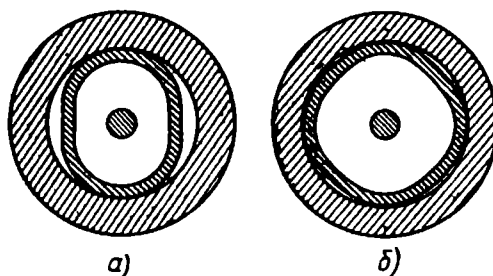


Рис. 9.25. Схемы двигателей с гибкими волновыми роторами

§ 10.1. Общие сведения

В настоящее время в качестве исполнительных двигателей переменного тока используются преимущественно асинхронные двигатели.

По конструкции асинхронные исполнительные двигатели являются двухфазными (рис. 10.1). Двигатели имеют на статоре две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90 эл. град, одна из которых при работе двигателя постоянно находится под напряжением и называется *обмоткой возбуждения ОВ*; на другую — *обмотку управления ОУ* — напряжение (сигнал) подается лишь когда необходимо вращение ротора. От величины (или фазы) напряжения управления зависит развиваемый ротором вращающий момент, частота вращения, а следовательно, и мощность на валу.

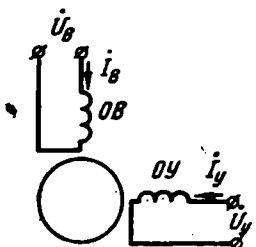


Рис. 10.1. Схема асинхронного исполнительного двигателя

Для работы асинхронных исполнительных двигателей необходимо вращающееся магнитное поле, образующееся при сдвиге токов (напряжений) обмоток возбуждения и управления по фазе во времени. Наилучшие энергетические показатели двигатели имеют при круговом вращающемся поле, которое получается при сдвиге токов в обмотках на четверть периода ( $90^\circ$ ) и равенстве м. д. с. обмоток.

Сдвиг токов (напряжений) в обмотках достигается: за счет специальных схем управления, применения фазовращателей и различных преобразователей или включения конденсаторов.

Регулирование частоты вращения асинхронных исполнительных двигателей — *управление двигателями* — на практике осуществляется одним из трех способов:

- 1) изменением величины (амплитуды) напряжения управления при неизменной его фазе — *амплитудное управление*;
- 2) изменением фазы напряжения управления при неизменной его величине — *фазовое управление*;
- 3) одновременным изменением амплитуды напряжения управления и угла сдвига между векторами напряжений управления и возбуждения — *амплитудно-фазовое управление*.

Каждому способу управления соответствует своя схема включения исполнительного двигателя.

При амплитудном управлении (рис. 10.2, а) обмотка возбуждения *ОВ* подключается к сети с неизменным по величине напряжением  $\dot{U}_B = \dot{U}_1$ . На обмотку управления *ОУ* подается сигнал — *напря-*



жение управления  $U_y$ , сдвинутое схемой управления на 1/4 периода ( $90^\circ$ ) относительно напряжения возбуждения  $\dot{U}_B$ . Величину напряжения управления  $\dot{U}_y$ , которое в процессе регулирования меняется по амплитуде, обычно оценивают *эффективным коэффициентом сигнала*  $\alpha_e$ , равным отношению напряжения управления  $U_y$  к приве-

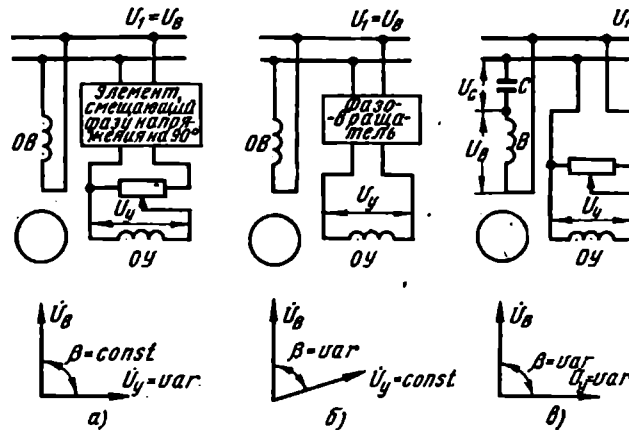


Рис. 10.2. Схемы управления асинхронными исполнительными двигателями

денному (к числу витков обмотки управления) напряжению возбуждения  $U'_B = U_B/k$ :

$$\alpha_e = U_y/U'_B = kU_y/U_B \quad (10.1)$$

где  $k = \omega_B k_B / (\omega_y k_y)$  — коэффициент трансформации — отношение эффективного числа витков обмоток возбуждения и управления (обычно  $k_B = k_y$ ).

Круговое вращающееся поле при амплитудном управлении имеет место при  $\alpha_e = 1$ , т. е. когда приведенные к одному числу витков напряжения управления и возбуждения равны по величине. Напряжение управления, соответствующее этому случаю, считается номинальным. При всех других напряжениях управления поле двигателя эллиптическое.

Реверс двигателя при амплитудном управлении достигается путем изменения фазы напряжения управления на полпериода ( $180^\circ$ ).

При фазовом управлении (рис. 10.2, б) на обмотку возбуждения, так же как и при амплитудном управлении, подается неизменное по величине напряжение сети  $\dot{U}_B = \dot{U}_1$ . На обмотку управления подается постоянное по величине (амплитуде), но изменяющееся по фазе напряжение  $\dot{U}_y$ , равное приведенному напряжению возбуждения  $\dot{U}'_B$ .

Управление двигателем осуществляется путем изменения фазы напряжения управления — изменением угла  $\beta$  между векторами  $\dot{U}_y$  и  $\dot{U}_b$ . Величина сигнала управления обычно оценивается коэффициентом сигнала, за который в этом случае принимается  $\sin \beta$ .

При сдвиге  $\dot{U}_y$  и  $\dot{U}_b$  по фазе на  $90^\circ$  ( $\sin \beta = 1$ ) в двигателе, независимо от режима работы, имеет место круговое вращающееся поле. При коэффициентах сигнала  $\sin \beta$ , больших нуля, но меньших единицы ( $1 > \sin \beta > 0$ ), поле двигателя становится эллиптическим; при  $\sin \beta = 0$  — пульсирующим; при  $\sin \beta < 0$  ротор двигателя изменяет направление вращения.

**Амплитудно-фазовое управление** асинхронными исполнительными двигателями в схемах автоматики может быть осуществлено двумя путями:

1) в схемах, где напряжение на обмотке возбуждения постоянно ( $U_b = U_1$ ), — путем одновременного изменения как по величине, так и по фазе напряжения на обмотке управления  $U_y$ ;

2) в конденсаторных исполнительных двигателях — путем изменения по величине (амплитуде) напряжения управления  $U_y$ .

Рассмотрим подробно второй случай, получивший наибольшее распространение.

В схемах автоматики, где напряжение управления  $\dot{U}_y$  совпадает по фазе с напряжением сети  $\dot{U}_1$ , в которую включена обмотка возбуждения, для сдвига токов в обмотках во времени последовательно с обмоткой возбуждения  $OB$  обычно включают конденсатор  $C$  (рис. 10.2, в).

В этом случае управление двигателем осуществляется путем изменения по амплитуде напряжения управления  $\dot{U}_y$ . С изменением напряжения управления  $\dot{U}_y$  по величине одновременно как по величине, так и по фазе изменяется напряжение  $\dot{U}_b$  непосредственно на обмотке возбуждения. Напряжение  $\dot{U}_b$  отличается от постоянного по величине и фазе напряжения  $\dot{U}_1$  сети на величину напряжения на конденсаторе  $\dot{U}_C$ . Последнее равно произведению тока цепи возбуждения  $\dot{I}_b$ , изменяющегося при регулировании  $\dot{U}_y$ , на реактивное сопротивление конденсатора:

$$\dot{U}_C = -j \dot{I}_b x_C.$$

Конденсаторные исполнительные двигатели обычно рассчитывают так, чтобы при номинальном напряжении управления  $U_{y, \text{ном}}$  и номинальной емкости конденсатора  $C$  у них имело место круговое вращающееся поле в режиме пуска (при  $\lambda_2 = 0$ ). В этом случае напряжение  $U_y$  равно приведенному к числу витков обмотки управления напряжению  $U_b = U_1/k$  и сдвинуто по фазе относительно его на  $90^\circ$ . При этом коэффициент сигнала управления считается номинальным:

$$a_0 = U_{y, \text{ном}} / U_1. \quad (10.2)$$

Особенностью конденсаторного исполнительного двигателя является то, что *круговое вращающееся поле получается здесь только в одном режиме работы (режиме пуска) при определенном напряжении управления ( $U_{y.ном}$ )*. Во всех других режимах и при всех других значениях  $U_y$  (кроме  $U_y=0$ ) поле двигателя эллиптическое. При  $U_y=0$  поле пульсирующее.

При всех способах управления частота вращения асинхронных исполнительных двигателей меняется за счет изменения (деформации) вращающегося магнитного поля. Если необходимо уменьшить частоту вращения, изменяют коэффициент сигнала и магнитное поле из кругового превращается в эллиптическое. При этом происходит уменьшение прямого поля — прямого вращающегося момента — и увеличение обратного поля — обратного (тормозного) момента, что приводит к уменьшению частоты вращения.

Изменение характера магнитного поля путем изменения величины (или фазы) напряжения на обмотке управления позволяет регулировать частоту вращения как в режиме холостого хода, так и в режиме нагрузки, чего нельзя получить при одновременном изменении напряжений на обеих обмотках, так как в этом случае при отсутствии нагрузки частота вращения  $n_2=n_1=const$ .

Недостаток используемого в асинхронных исполнительных двигателях метода регулирования частоты вращения — его малая экономичность, что объясняется большими электрическими потерями в статоре и роторе из-за наличия обратного поля.

В зависимости от конструкции ротора асинхронные исполнительные двигатели можно разделить на двигатели:

- 1) с полым немагнитным ротором;
- 2) с полым ферромагнитным ротором;
- 3) с обычным ротором и короткозамкнутой обмоткой, выполненной в виде беличьей клетки.

К асинхронным исполнительным двигателям предъявляются примерно такие же требования, как и к исполнительным двигателям постоянного тока (см. § 3.1): у них должен отсутствовать самоход, они должны иметь широкий диапазон регулирования частоты вращения, малую инерционность и линейность характеристик.

## § 10.2. Самоход и пути его устранения

Двигатель имеет самоход, если его ротор вращается при отсутствии сигнала управления ( $\alpha_c=0$ ,  $\sin \beta=0$ ,  $\alpha=0$ ).

На практике встречаются два вида самоходов: принципиальный параметрический самоход, причиной которого является неправильный расчет при проектировании двигателя, и технологический самоход, появляющийся вследствие некачественного изготовления двигателя.

Параметрический самоход обычно проявляется при снятии сигнала управления у двигателя, работающего с малым

моментом сопротивления на валу. Причина этого — недостаточно большое активное сопротивление ротора. Последнее может быть объяснено следующим образом.

При снятии сигнала управления магнитное поле исполнительного двигателя становится пульсирующим — двигатель из двухфазного превращается в однофазный. Известно, что однофазные

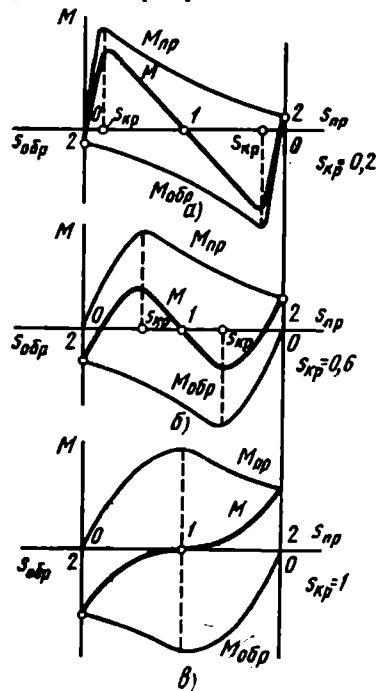


Рис. 10.3. К вопросу о самоходе

асинхронные двигатели с малым активным сопротивлением ротора и, следовательно, малым критическим скольжением ( $s_{кр} < 1$ ) при  $n_2 = 0$  не создают пускового момента. Однако при  $n_2 \neq 0$  они развивают вращающий момент (см. § 9.1). Это значит, что при отключении одной из обмоток у работающего двухфазного двигателя его ротор продолжает вращаться, т. е. двигатель имеет самоход — продолжает работать как однофазный.

Для устранения самохода асинхронные исполнительные двигатели выполняются с повышенным активным сопротивлением ротора  $r_2$ . Увеличение активного сопротивления ротора (см. § 8.9) смещает максимум механической характеристики  $s_{кр}$  в сторону меньших, а затем и отрицательных частот вращения (скольжений, больших единицы). В связи с этим результирующий вращающий момент  $M = M_{пр} + M_{обр}$  уменьшится, а при  $s_{кр} \geq 1$  станет даже отрицательным (рис. 10.3).

Так, например, если в качестве исполнительного двигателя использовать двигателя с небольшим активным сопротивлением ротора (рис. 10.3: а —  $s_{кр} = 0,2$ ; б —  $s_{кр} = 0,6$ ), то после снятия сигнала управления, когда магнитное поле в двигателе станет пульсирующим, результирующий момент  $M$  остается положительным и ротор продолжает вращаться в том же направлении. Если использовать двигатель с повышенным активным сопротивлением ротора ( $s_{кр} = 1$ ), то после снятия сигнала управления при пульсирующем поле (рис. 10.3, в) вращающий момент становится отрицательным и останавливает ротор двигателя.

В этом случае время остановки ротора за счет действия отрицательного (тормозного) момента даже меньше, чем при одновременном снятии напряжений с обеих обмоток (управления и возбуждения), когда вращающий момент равен нулю.

В схемах автоматики сигнал управления может сниматься (понижаться до нуля) либо без разрыва цепи управления, либо

с разрывом. В первом случае явление самохода устранить значительно проще.

В асинхронных исполнительных двигателях для устранения самохода активное сопротивление ротора выбирают весьма значительным с таким расчетом, чтобы критическое скольжение  $s_{кр} = 2 \div 4$ .

Значительное увеличение активного сопротивления ротора  $r_2$ , способствуя устранению самохода, отрицательно сказывается на энергетических показателях двигателя: вызывает увеличение электрических потерь в роторе (снижение к. п. д.), а вызываемое увеличением  $r_2$  смещение механической характеристики в сторону меньших частот вращения (больших скольжений) приводит к резкому уменьшению механической мощности на валу двигателя ( $P_2 \equiv M_2 n_2$ ), а при  $s_{кр} > 1$  — и к уменьшению пускового момента. Именно поэтому номинальная мощность асинхронных исполнительных двигателей в два-три раза меньше номинальной мощности силовых асинхронных двигателей (с малым  $r_2$ ) тех же габаритов.

Технологический самоход проявляется сразу после включения в сеть обмотки возбуждения, когда сигнал управления еще не подан.

Причина технологического самохода — возникновение слабого эллиптического поля за счет некачественного изготовления двигателя, за счет наличия: замыканий между листами стали пакета статора; короткозамкнутых витков в обмотке; неодинаковой магнитной проводимости машины в различных радиальных направлениях; неравномерности полюсов роторов и т. п.

Для устранения технологического самохода необходимо качественное изготовление двигателей: тщательная изоляция обмоток, листов стали; сборка пакетов стали веером и т. п.

### **§ 10.3. Устройство асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором**

Двигатели с полым немагнитным ротором в настоящее время являются весьма распространенными исполнительными двигателями переменного тока. Основное достоинство их — малоинерционность, что достигается особой конструкцией ротора

Полый немагнитный ротор выполняется в виде тонкостенного алюминиевого стакана и не имеет сердечника. Такая конструкция обладает малым моментом инерции и обеспечивает весьма ценное свойство — *быстродействие*

Двигатели с полым немагнитным ротором выпускаются мощностью от долей до сотен ватт как на промышленную частоту 50 Гц, так и на повышенные частоты — 400, 500, 800 и 1000 Гц.

Конструкция двигателя с полым немагнитным ротором представлена на рис. 10.4. Принцип действия этого двигателя состоит в следующем: переменный ток, протекая по обмоткам статора 3, создает вращающееся (в общем случае эллиптическое) магнитное

поле, которое, пересекая полый ротор 4, наводит в нем вихревые токи. В результате взаимодействия этих токов с вращающимся магнитным полем возникает вращающий момент, который, действуя на ротор, увлекает его в сторону поля. Внешний статор 1

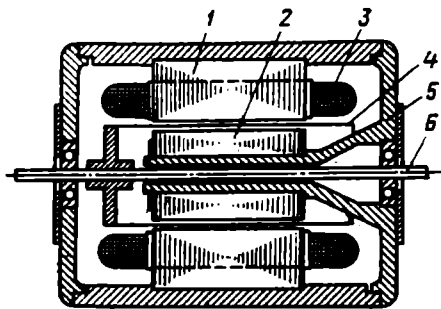


Рис. 10.4. Асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором

ничем не отличается от статора асинхронного двигателя обычной конструкции. Он набирается из изолированных друг от друга листов электротехнической стали. В пазах статора располагают обмотки 3 управления и возбуждения, сдвинутые в пространстве на 90 эл. град. Эти обмотки выполняют разделенными (рис. 10.5, а) либо соединенными по мостиковой схеме (рис. 10.5, б).

Мостиковая схема представляет собой замкнутую обмотку с пайками через 90 эл. град.

Она позволяет сравнительно просто осуществить пространственный сдвиг обмоток точно на 90 эл. град и способствует лучшему распределению токов и потерь в обмотке. Однако из-за наличия электрической связи цепей возбуждения и управления, а также из-за большого числа отпаек при большом числе пар полюсов (2р) мостиковая схема применяется реже.

Внутренний статор 2 (см. рис. 10.4) набирают из листов электротехнической стали на цилиндрическом выступе одного из подшипниковых щитов 5. Он служит для уменьшения магнитного сопротивления на пути основного (рабочего) магнитного потока.

Полый ротор двигателя 4 выполняют в виде тонкостенного стакана из немагнитного материала — чаще всего из сплавов алюминия. Ротор жестко укреплен на валу 6, который свободно вращается в подшипниках. Толщина стенок ротора зависит от мощности двигателя и составляет 0,2÷1 мм. Уменьшение толщины стенок связано с технологической сложностью изготовления стакана ротора.

Между стенками ротора и внешним и внутренним статорами имеются воздушные зазоры, величины которых обычно не превосходят 0,1÷0,25 мм.

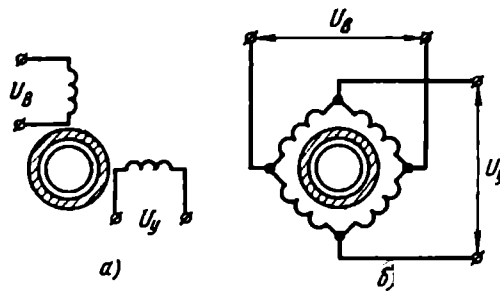


Рис. 10.5. Схемы обмоток статора асинхронного исполнительного двигателя

В двигателях мощностью менее 1,5 Вт обмотки возбуждения и управления часто размещают в пазах внутреннего статора. При этом внешний статор не имеет пазов и служит лишь для уменьшения магнитного сопротивления. Такая конструкция значительно облегчает процесс укладки обмоток в пазы, что особенно важно при малых диаметрах ротора, и несколько повышает вращающий момент. При этом диаметр ротора для увеличения обмоточного пространства на внутреннем статоре приходится несколько увеличивать, что приводит к некоторому возрастанию момента инерции ротора. Для частичного уменьшения последнего иногда одну из обмоток размещают на внутреннем, а другую — на наружном статоре.

Характерная особенность двигателя с полым немагнитным ротором — большой немагнитный промежуток на пути потока, который состоит из двух воздушных зазоров (между внешним статором и ротором; между ротором и внутренним статором) и толщины стенки немагнитного стакана ротора. Таким образом, общая величина немагнитного промежутка между внешним и внутренним статорами составляет  $0,4 \div 1,5$  мм.

Вследствие большого немагнитного зазора двигатели с полым немагнитным ротором имеют большой намагничивающий ток ( $0,8 \div 0,9$  от номинального тока) и низкий коэффициент мощности. Последний недостаток у двигателей с конденсаторным сдвигом фаз практически мало ощущается, но большая величина намагничивающего тока всегда приводит к большим электрическим потерям в обмотках двигателя и значительно снижает его к. п. д.

В отличие от всех типов роторов, применяемых в асинхронных исполнительных двигателях, полый немагнитный ротор при большом активном сопротивлении  $r_2$  обладает весьма незначительным индуктивным сопротивлением  $x_2$ . Это свойство ротора способствует значительному повышению качества механических и регулировочных характеристик двигателей.

#### **§ 10.4. Характеристики асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором**

О рабочих свойствах асинхронных исполнительных двигателей с полым ротором принято судить по их характеристикам, основными из которых являются:

1. Механические характеристики — зависимости вращающего момента  $M$  от частоты вращения  $n_2$  при постоянном сигнале управления:

$$M = f(n_2) \text{ при } U_y = \text{const} \text{ или } \beta = \text{const.}$$

2. Регулировочные характеристики — зависимости частоты вращения  $n_2$  от величины или фазы сигнала управления  $\dot{U}_y$  при постоянном моменте сопротивления на валу:

$$n_2 = f(U_y) \text{ или } n_2 = f(\sin \beta) \text{ при } M = \text{const.}$$

3. Зависимости механической мощности на валу  $P_2$  от частоты вращения  $n_2$  при постоянном сигнале управления:

$$P_2 = f(n_2) \text{ при } U_y = \text{const или } \beta = \text{const.}$$

Для придания характеристикам универсальности — пригодности для оценки свойств двигателей различных мощностей, частот вращения и т. п. — их строят в относительных единицах.

За базовые (единичные) величины в системе относительных единиц принимают постоянные для любого двигателя величины: за единицу момента — пусковой момент  $M_{\text{пуск.о}}$  при круговом вращающемся поле;

за единицу частоты вращения — синхронную частоту  $n_1 = 60f_1/p$ ;

за единицу мощности — мощность  $P_{\text{пуск.о}}$ , потребляемую двигателем при пуске, при круговом вращающемся поле;

за единицу напряжения управления — номинальное напряжение управления  $U_{y.\text{ном}}$ , обеспечивающее круговое вращающееся поле при пуске.

Вращающий момент  $m$ , частота вращения  $\nu$ , мощность  $p_2$ , напряжение управления — коэффициент сигнала  $\alpha$  — в относительных единицах находятся как отношения действительных величин  $M$ ,  $n_2$ ,  $P_2$ ,  $U_y$  к соответствующим базовым (единичным) величинам:

$$m = M/M_{\text{пуск.о}}; \nu = n_2/n_1;$$

$$p_2 = P_2/P_{\text{пуск.о}}; \alpha = U_y/U_{y.\text{ном}}$$

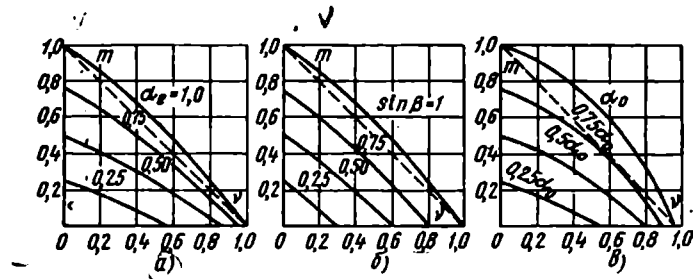


Рис. 10.6. Механические характеристики исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором при различных способах управления

На рис. 10.6, 10.7 и 10.8 приведены механические и регулировочные характеристики, а также зависимости механической мощности на валу от частоты вращения для исполнительных двигателей с полым немагнитным ротором при следующих способах управления: а — амплитудном; б — фазовом; в — амплитудно-фазовом.

Механические характеристики  $m = f(\nu)$  исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором. При различных способах управления (рис. 10.6) эти характеристики похожи друг на друга. Максимальный момент имеет место при пуске (при  $\nu = 0$ ). С уве-



личением частоты вращения момент постепенно уменьшается и при частоте вращения холостого хода становится равным нулю. Максимальный вращающий момент и максимальную частоту вращения холостого хода двигатель имеет при коэффициенте сигнала, равном единице ( $\alpha_e = 1, \sin \beta = 1$ ). При уменьшении коэффициента сигнала наблюдается смещение механических характеристик в сторону меньших частот вращения и вращающих моментов.

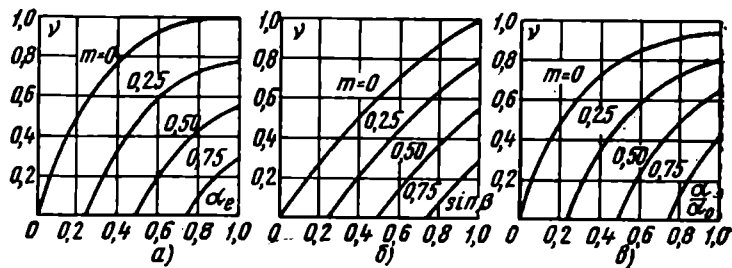


Рис. 10.7. Регулировочные характеристики исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором

Механические характеристики при всех способах управления нелинейны — вращающий момент уменьшается с возрастанием частоты вращения не по прямолинейному закону. Наибольшую линейность имеют характеристики при фазовом управлении, наименьшую — при амплитудно-фазовом.

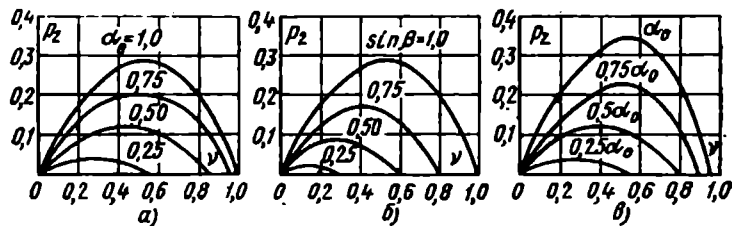


Рис. 10.8. Зависимости механической мощности на валу от частоты вращения исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором

Сравнивая механические характеристики при амплитудном (рис. 10.6, а) и амплитудно-фазовом (рис. 10.6, в) способах управления, можно заметить, что при амплитудно-фазовом управлении двигатель развивает больший момент при средних частотах вращения, но имеет меньшие частоты вращения холостого хода. Первое объясняется тем, что с увеличением частоты вращения  $v$  напряжение  $U_b$  непосредственно на обмотке возбуждения конденсаторного двигателя (после конденсатора) не остается постоянным, как при других способах управления, а возрастает. Это вызывает увеличение магнитного потока машины, а следовательно, и вращающего момента.

Уменьшение частоты вращения холостого хода в конденсаторном двигателе по сравнению с двигателем при амплитудном управлении объясняется наличием обратного вращающегося поля, которое имеет место при всех режимах амплитудно-фазового управления, кроме пускового ( $v=0$ ) при  $\alpha=\alpha_0$ .

**Регулировочные характеристики** (рис. 10.7). Эти характеристики нелинейны — частота вращения двигателя при всех способах управления с увеличением сигнала управления ( $\alpha_e, \sin \beta, \alpha$ ) растет не по прямолинейному закону. Последнее является весьма существенным недостатком исполнительных двигателей переменного тока, так как в схемах автоматки всегда стремятся к линейному регулированию.

Наибольшую линейность имеют характеристики при фазовом управлении (рис. 10.7, б), наименьшую — при амплитудно-фазовом (рис. 10.7, а).

Регулировочные характеристики при всех способах управления имеют наиболее линейные участки при малых относительных частотах вращения (в начальной их части). Именно поэтому на практике стараются работать в зоне малых относительных частот вращения, для чего применяют двигатели, рассчитанные на повышенные частоты переменного тока  $f_1$ :

$$v = n_2/n_1 = n_2 p / (60 f_1). \quad (10.3)$$

Рассматривая семейства регулировочных характеристик, нетрудно заметить, что напряжение (сигнал) трогания двигателя, т. е. то минимальное напряжение управления, при котором ротор двигателя, имея определенную нагрузку на валу, трогается с места, пропорционально моменту сопротивления ( $U_{y.tr} \equiv M$ ). Напряжение трогания в относительных единицах (коэффициенты сигнала  $\alpha_e, \sin \beta, \alpha$ ) равно моменту сопротивления  $m$ .

**Зависимости механической мощности на валу от частоты вращения**  $p_2 = f(v)$  (рис. 10.8). Эти характеристики нетрудно получить из механических характеристик путем умножения вращающего момента  $m$  на соответствующую ему частоту вращения  $v$ :

$$p_2 = mv. \quad (10.4)$$

Механическая мощность на валу  $p_2$  равна нулю при пуске, когда  $v=0$ , и холостом ходе, когда  $m=0$ , и достигает максимума при частотах, примерно равных половине частоты вращения холостого хода.

За номинальную мощность исполнительного двигателя обычно принимают максимальную механическую мощность  $p_{2max}$ . Частота вращения, соответствующая этой мощности, считается номинальной.

Чем больше механическая характеристика приближается к линейной, тем меньше максимальная механическая мощность двигателя и тем ближе номинальная частота вращения к частоте, равной половине частоты холостого хода. Наибольшие номиналь-

ные частоты вращения, а следовательно, и максимальные механические мощности имеют двигатели с амплитудно-фазовым управлением (рис. 10.8, в), наименьшие — двигатели с фазовым управлением (рис. 10.8, б).

К положительным свойствам двигателей с полым немагнитным ротором следует отнести: малую инерционность ротора, значительный диапазон регулирования частоты вращения, высокую надежность, бесшумность, хорошую стабильность характеристик.

К недостаткам следует отнести низкие к. п. д. и  $\cos \varphi$ , большие габариты и вес.

### § 10.5. Асинхронный исполнительный двигатель с короткозамкнутым ротором, имеющим обмотку в виде беличьей клетки

В схемах автоматики, где приводимый во вращение механизм обладает значительным моментом инерции, и быстрдействие системы не играет существенной роли, нет необходимости в малоинерционных исполнительных двигателях. В этих схемах с успехом используются асинхронные исполнительные двигатели с короткозамкнутым ротором (рис. 10.9, а также рис. 8.5, а). Постоянная времени этих двигателей составляет  $0,2 \div 1,5$  с.

В отличие от двигателя с полым немагнитным ротором двигатель с короткозамкнутым ротором имеет небольшой воздушный зазор ( $0,03 \div 0,15$  мм), способствующий увеличению вращающего момента, уменьшению намагничивающего тока, а следовательно, повышению  $\cos \varphi$  и снижению потерь в двигателе.

В последнее время для получения малого воздушного зазора начали выпускаться двигатели «сквозной» конструкции (рис. 10.9). У этих двигателей внутренний диаметр статора равен наружному диаметру подшипников. Последнее позволяет производить окончательную обработку внутренней поверхности статора и отверстий под подшипники после сборки двигателя с одного устройства. При соответствующей качественной обработке цилиндрических поверхностей ротора двигатель сквозной конструкции надежно работает даже при одностороннем воздушном зазоре в  $0,03 \div 0,05$  мм.

Чтобы уменьшить момент инерции ротора, его делают малого

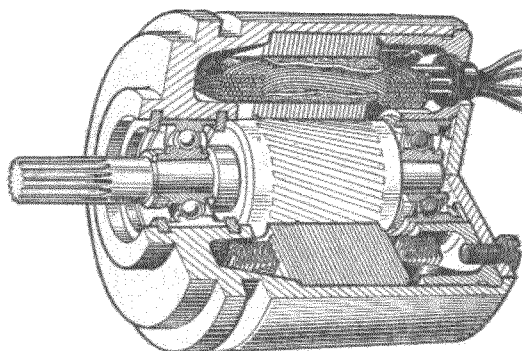


Рис. 10.9. Асинхронный исполнительный двигатель сквозной конструкции

диаметра  $D_2$ , а необходимую мощность получают за счет увеличения длины  $L_2$ . Обычно  $L_2/D_2 = 2 \div 3$ .

Увеличенный за счет малого воздушного зазора вращающий момент  $M$  и малый диаметр ротора позволяют получить двигатели с хорошим быстродействием — с электромеханической постоянной времени  $T_{\text{мех}} \approx J/M$ , примерно равной постоянной времени двигателей с полым немагнитным ротором.

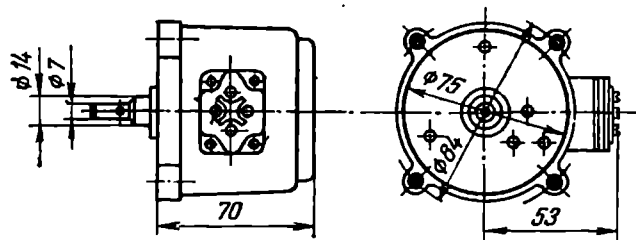


Рис. 10.10. Исполнительный двигатель РДМ-09

Механические и регулировочные характеристики исполнительных двигателей с короткозамкнутым ротором аналогичны характеристикам двигателей с полым немагнитным ротором. Однако напряжение трогания у них несколько больше, поскольку на ферромагнитный ротор (в отличие от немагнитного) действуют силы радиального притяжения, которые из-за неравномерного воздушного зазора (что всегда имеет место на практике) притягивают ротор к статору и тем самым дополнительно нагружают подшипники.

В схемах промышленной автоматики большое распространение получил асинхронный двигатель со встроенным редуктором типа РДМ-09. Статор этого двигателя, набираемый из листов электротехнической стали, имеет восемь зубцов, на каждом из которых располагают по одной катушке. Четыре катушки (через одну) составляют обмотку возбуждения, а другие четыре катушки — обмотку управления. Обе обмотки рассчитаны на 127 В. Последовательно с обмоткой возбуждения включают конденсатор ем-

Таблица 10.1

Номер варианта	Передаточное отношение	Частота вращения выходного вала, об/мин	Максимальный момент вращения, Н·м
1	1/15,625	76,8	0,153
2	1/39,062	30,7	0,384
3	1/76,562	15,65	0,75
4	1/137	8,76	1,135
5	1/268	4/48	1,47
6	1/478	2,51	1,47
7	1/670	1,79	1,47
8	1/625	1,92	0,0613

костью 1 мкФ. Ротор двигателя короткозамкнутый. Частота вращения ротора при частоте  $f_1=50$  Гц равна 1200 об/мин.

В двигатель РДМ-09 встроено редуктор с передаточным отношением, соответствующим одному из восьми вариантов (табл. 10.1).

Мощность, потребляемая двигателем, 14 В·А, масса 950 г, основные размеры указаны на рис. 10.10.

### § 10.6. Асинхронный исполнительный двигатель с полым ферромагнитным ротором

Наряду с двигателями, имеющими полые немагнитные и короткозамкнутые роторы (см. § 8.1), в качестве исполнительных, а также силовых двигателей применяются асинхронные двигатели с полыми ферромагнитными роторами.

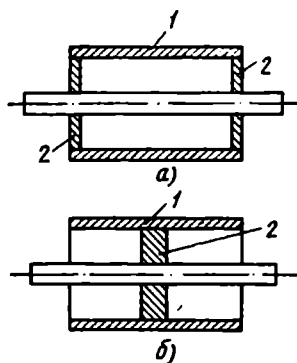


Рис. 10.11. Полые ферромагнитные роторы с двумя и одной пробками

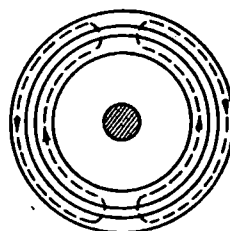


Рис. 10.12. Пути потока в двигателе с полым ферромагнитным ротором

Статоры таких двигателей ничем не отличаются от статоров двухфазных асинхронных машин. Роторы выполняются в виде полых ферромагнитных цилиндров, имеющих толщину  $0,5 \pm 3$  мм. Цилиндр ротора 1 укрепляется на валу двигателя либо с помощью двух торцевых металлических пробок 2 (рис. 10.11, а), либо с помощью одной пробки 2, запрессованной в центральную часть цилиндра (рис. 10.11, б).

Так как ротор ферромагнитный, то магнитный поток двигателя замыкается непосредственно по ротору (рис. 10.12). Таким образом, в отличие от двигателя с полым немагнитным ротором здесь нет необходимости во внутреннем статоре. Воздушный зазор между ротором и статором в этих двигателях небольшой ( $0,2 \pm 0,3$  мм), поэтому м. д. с. воздушного зазора невелика. В этом отношении двигатели с ферромагнитным ротором выгодно отличаются от

двигателей с полым немагнитным ротором, однако суммарная м. д. с., а следовательно, и намагничивающий ток двигателя практически не отличаются от м. д. с. и намагничивающего тока двигателя с полым немагнитным ротором. Причиной этого является то, что магнитная проводимость полого ферромагнитного ротора вследствие малой толщины стенок, а также эффекта вытеснения потока весьма незначительна. Значения  $\cos \phi$  двигателей не превосходят  $0,3 \div 0,5$ .

Вследствие большого активного сопротивления ротора, что обусловлено большим удельным сопротивлением стали и эффектом вытеснения тока, критическое скольжение двигателей с полым ферромагнитным ротором значительно больше единицы. Этим объясняется тот факт, что рассматриваемые двигатели не имеют самохода и устойчиво работают во всем диапазоне частот вращения. По этой же причине механические и регулировочные характеристики двигателей с полым ферромагнитным ротором весьма близки к линейным. Они более линейны, чем характеристики двигателей с полым немагнитным и короткозамкнутым роторами. Характеристики двигателя становятся более прямолинейными с увеличением частоты питающей сети.

Как следствие чрезмерно большого активного сопротивления ротора у двигателей, рассчитанных на повышенную частоту, наблюдается некоторое уменьшение (по сравнению с двигателями, имеющими полый немагнитный ротор) вращающего момента, мощности на валу и увеличение потерь в роторе. Последнее приводит к снижению к. п. д. двигателя.

Для устранения указанных недостатков у некоторых двигателей производят омеднение ротора: гальваническим путем покрывают цилиндрическую поверхность ротора слоем меди толщиной  $0,05 \div 0,1$  мм, а торцевые поверхности — слоем меди до 1 мм. Омеднение ротора способствует уменьшению его активного сопротивления, а следовательно, увеличению момента и мощности двигателя. Причем омеднение цилиндрической поверхности менее эффективно, так как оно одновременно с увеличением момента и мощности на валу двигателя вызывает повышение потерь в роторе и обмотке статора от возрастающего (вследствие увеличения немагнитного промежутка между статором и ротором) намагничивающего тока.

В схемах автоматики двигатель с полым ферромагнитным ротором не получил широкого распространения, поскольку его ротор имеет большой момент инерции. Электромеханическая постоянная времени этого двигателя составляет  $1 \div 3$  с.

Существенный недостаток двигателя с полым ферромагнитным ротором — его ротор при неравномерном воздушном зазоре (чего практически нельзя избежать в процессе производства) испытывает силы притяжения к статору. Это увеличивает момент трения в подшипниках, а у некоторых двигателей приводит к «залипанию» ротора.

### § 10.7. Электромеханическая постоянная времени асинхронных исполнительных двигателей

Электромеханическая постоянная времени асинхронных исполнительных двигателей может быть определена аналогично электромеханической постоянной времени (с) исполнительных двигателей постоянного тока [см. (3.34)]:

$$T_{\text{мех}} = J\Omega_0 / M_{\text{пуск}} \quad (10.5)$$

В случае прямолинейной механической характеристики  $T_{\text{мех}}$  равна времени разгона ротора двигателя в режиме холостого хода от  $\Omega=0$  до  $\Omega=0,633\Omega_0$ .

У асинхронных исполнительных двигателей механические характеристики нелинейны (см. рис. 10.6). Во всем диапазоне частот вращения от  $\nu=0$  до  $\nu=\nu_0$  кривая вращающего момента двигателя  $m=f(\nu)$  лежит выше прямой, проведенной через точки  $m_{\text{пуск}} (\nu=0)$  и  $\nu_0 (m=0)$  (на рис. 10.6 штриховые прямые). Это значит, что реальная  $T_{\text{мех}}$  двигателя будет меньше, чем  $T_{\text{мех}}$ , определенная по выражению (10.5). Однако разница эта небольшая. Следует иметь в виду также, что  $T_{\text{мех}}$  [см. (10.5)] определена без учета времени протекания электромагнитных процессов (см. § 3.4).

На величину  $T_{\text{мех}}$  кроме указанных выше факторов влияет также частота питающей сети  $f_1$  и число пар полюсов  $p$ , которые определяют частоту вращения при идеальном холостом ходе:

$$n_1 = 60f_1/p.$$

Значения  $T_{\text{мех}}$  при круговом вращающемся поле для большинства асинхронных исполнительных двигателей, выпускаемых в настоящее время, приведены в табл. 10.2.

Таблица 10.2

Асинхронный исполнительный двигатель	Электромеханическая постоянная времени $T_{\text{мех}}$ [с] при частоте тока $f_1$ [Гц]	
	50	400+500
С полым немагнитным ротором	0,005+0,1	0,02+0,15
С короткозамкнутым ротором:		
а) обычной конструкции	0,2+1,0	0,3+1,5
б) сквозной конструкции	—	0,007+0,06
С полым ферромагнитным ротором	1+2	1,5+3

### § 10.8. Асинхронные тахогенераторы

В схемах автоматики асинхронные тахогенераторы выполняют такие же функции, как и тахогенераторы постоянного тока (см. § 4.4). Они также делятся на точные, предназначенные для работы в дифференцирующих и интегрирующих схемах, и менее точные, предназначенные для следящих систем в цепях обратной связи по скорости.

В отличие от тахогенераторов постоянного тока асинхронные тахогенераторы являются бесконтактными (не имеют скользящих контактов), а следовательно, они более надежны.

По конструкции асинхронные тахогенераторы не отличаются от асинхронных исполнительных двигателей с полым немагнитным ротором (см. § 10.3).

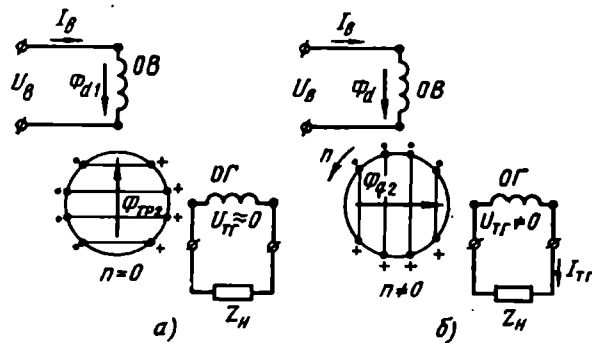


Рис. 10.13. Принцип действия асинхронного тахогенератора

На их статоре также расположены две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90 эл. град (рис. 10.13): одна из обмоток  $OB$  подключена к сети и называется *обмоткой возбуждения*; с другой обмотки  $OG$ , называемой *выходной* или *генераторной*, снимается выходное напряжение тахогенератора.

Принцип действия асинхронного тахогенератора состоит в следующем. Переменный ток возбуждения создает пульсирующий поток  $\Phi_{d1}$ , который, пронизывая полый ротор, наводит в нем э. д. с. трансформации. Контуры токов ротора от э. д. с. трансформации располагаются в плоскостях, перпендикулярных потоку возбуждения (рис. 10.13, а). Они создают поток ротора  $\Phi_{Tr2}$ , который направлен навстречу потоку возбуждения и компенсируется возрастающим током обмотки возбуждения (см. § 6.4).

При вращении ротора его «волокна» пересекают поток возбуждения и в них, кроме э. д. с. трансформации, наводятся еще э. д. с. вращения (резания). Под действием э. д. с. вращения по ротору протекают токи, контуры которых при большом активном сопротивлении ротора практически совпадают с осью потока возбуждения  $\Phi_{d1}$  (рис. 10.13, б). Эти токи создают магнитный поток ротора  $\Phi_{q2}$ , который направлен по поперечной оси тахогенератора. Поток  $\Phi_{q2}$  сцепляется с витками генераторной обмотки  $OG$  и наводит в них э. д. с.  $E_{Tr}$  — выходную э. д. с. тахогенератора. Так как поток  $\Phi_{q2}$  изменяется с частотой сети, то и частота выходной э. д. с. равна частоте сети и не зависит от частоты вращения ротора.

Э. д. с. ротора, а следовательно, поток  $\Phi_{q2}$  и выходная э. д. с. пропорциональны частоте вращения ротора:

$$E_{Tr} \equiv \Phi_{q2} \equiv n.$$

Выходное напряжение тахогенератора  $U_{Tr}$  меньше э. д. с.  $E_{Tr}$  на величину падения напряжения в генераторной обмотке с сопротивлением  $Z_r$ :



$$\dot{U}_{\text{тр}} = \dot{E}_{\text{тр}} - \dot{I}_r Z_r.$$

Основными требованиями, предъявляемыми к выходной характеристике асинхронного тахогенератора  $U_{\text{тр}} = f(n)$ , являются:

*линейность*  $U_{\text{тр}} \equiv n$ ;

*постоянство фазы*  $\dot{U}_{\text{тр}}$  при изменении  $n$ ;

*наибольшая крутизна* — большое  $\Delta U_{\text{тр}}$  при малых  $\Delta n$ ;

*симметрия* — постоянство  $|\dot{U}_{\text{тр}}|$  при вращении ротора в различных направлениях с одинаковыми частотами вращения;

*стабильность* — независимость выходной характеристики от температуры, условий эксплуатации, времени и т. п.

Особенно жесткие требования предъявляются к выходной характеристике тахогенераторов, работающих в счетно-решающих устройствах (в дифференцирующих и интегрирующих схемах).

Теоретически выходное напряжение тахогенератора может быть исследовано путем анализа выражения выходной характеристики:

$$\dot{U}_{\text{тр}} = -jk\dot{U}_b v / (A - Bv^2). \quad (10.6)$$

Здесь  $k = k_r \omega_r / (k_b \omega_b)$  — коэффициент трансформации, т. е. отношение эффективных чисел витков генераторной  $k_r \omega_r$  и возбуждающей  $k_b \omega_b$  обмоток ( $k_r$ ,  $k_b$  — обмоточные коэффициенты генераторной обмотки и обмотки возбуждения);  $\dot{U}_b$  — напряжение возбуждения;  $v = n/n_1$  — относительная частота вращения — отношение действительной частоты вращения  $n$  к синхронной  $n_1$ ;  $A$  и  $B$  — комплексные коэффициенты, зависящие от параметров тахогенератора — его активных и индуктивных сопротивлений.

*Линейность выходной характеристики* — амплитудная погрешность. Как видно из выражения (10.6), выходное напряжение  $U_{\text{тр}}$  не является линейной функцией частоты вращения  $v$ . Нелинейность появляется за счет члена  $Bv^2$ . Если бы он был равен нулю, то  $U_{\text{тр}}$  было бы пропорционально  $v$  и тахогенератор был бы идеальным.

*При проектировании тахогенераторов член  $Bv^2$  стараются уменьшить.* Последнее достигается за счет снижения как  $v$ , так и  $B$ .

Чтобы уменьшить относительную частоту вращения  $v = n/n_1 = pn / (60f_1)$ , тахогенераторы проектируют на большую частоту  $f_1$  с наименьшим числом пар полюсов  $p$ . Обычно  $p \geq 2$ . Тахогенераторы с  $p = 1$  стараются не проектировать, так как при этом трудно бороться с возникающей магнитной и электрической асимметрией.

Коэффициент  $B$  можно записать как

$$\dot{B} = k^2 Z_{\text{св}}^2 / (Z_{\text{н}r_{\text{рв}}} + Z_{\text{св}} / r_{\text{рв}}), \quad (10.7)$$

где  $Z_{\text{н}}$  — сопротивление нагрузки тахогенератора;  $Z_{\text{св}}$  и  $r_{\text{рв}}$  — полное сопротивление обмотки возбуждения и активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке возбуждения.

Чтобы уменьшить  $B$ , работают при больших сопротивлениях нагрузки  $Z_n$ , а ротор тахогенератора (для увеличения  $r_{r,n}$ ) выполняют из материалов с большим удельным сопротивлением — фосфористой или марганцовистой бронзы или из сплавов типа манганин, нейзильбер.

К уменьшению коэффициента трансформации  $k = k_r \omega_r / (k_b \omega_b)$  и сопротивления  $Z'_{sb}$  обычно не прибегают, так как первое ведет

к снижению крутизны выходной характеристики (так как  $E_{TГ} \equiv \omega_r$ ), а второе — к увеличению габаритов тахогенератора.

Отклонение реальной 1 выходной характеристики  $U_{TГ} = f(n)$  от идеальной 2 (прямой) называется *амплитудной погрешностью* тахогенератора  $\Delta U$  (рис. 10.14). Амплитудная погрешность определяется как отношение (выраженное в процентах) величины отклонения реальной выходной характеристики от идеальной ( $\Delta U_{max}$ ) к максимальной э. д. с. генераторной обмотки  $E_{TГ max}$ . При настройке схемы тахогенератора нужно откалибровать (установить наклон идеальной характеристики) таким образом, чтобы амплитудная погрешность была минимальной. На рис. 10.14, а и б приведены характеристики соответственно при неправильной и правильной калибровке.

Рис. 10.14. Реальная и идеальная выходные характеристики асинхронного тахогенератора

Физически наличие амплитудной погрешности можно объяснить целым рядом факторов: 1) падением напряжения в генераторной

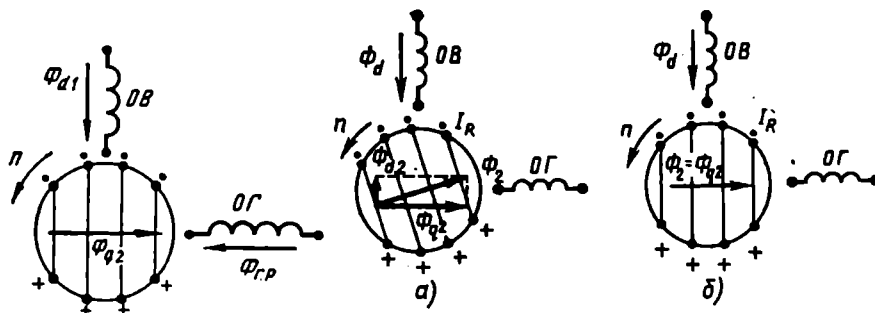


Рис. 10.15. К вопросу о размагничивающем действии генераторной обмотки

Рис. 10.16. К вопросу о направлении потока ротора в зависимости от э. д. с. вращения

обмотке  $I_r Z_r$ ; 2) уменьшением потока  $\Phi_{q2}$  вследствие размагничивающего действия магнитного потока реакции генераторной обмотки  $\Phi_{r,p}$  (рис. 10.15); 3) отклонением потока ротора  $\Phi_r$  от поперечной оси (рис. 10.16, а) из-за изменения индуктивного сопротивления рассеяния ротора  $x_2$  (поток ротора направлен точно по поперечной оси только тогда, когда индуктивное сопротивление рассеяния ротора  $x_2=0$ , рис. 10.16, б); 4) изменением тока возбуждения  $I_B$ , а следовательно, и магнитного потока  $\Phi_{d1}$  в результате действия дополнительной э. д. с., наведенной в обмотке возбуждения потоком ротора  $\Phi_{d2}$ ; этот поток создается токами ротора, возникающими в результате пересечения поперечными «волокон» ротора магнитного потока  $\Phi_{q2}$  (рис. 10.17).

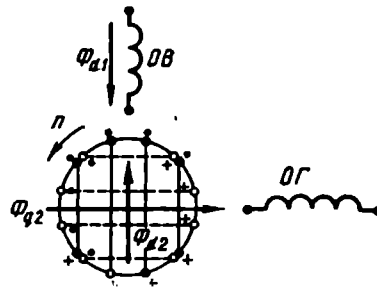


Рис. 10.17. К вопросу о продольном потоке ротора  $\Phi_{d2}$

Для получения минимальной амплитудной погрешности стараются работать при малых относительных частотах вращения  $\nu$  — уменьшают диапазон рабочих частот вращения до  $\nu=0,2 \div 0,25$  в тахогенераторах высокой точности и до  $\nu=0,5 \div 0,7$  в тахогенераторах следящих систем и тахогенераторах для измерения частоты вращения. В первых из них  $\Delta U=0,05 \div 0,1\%$ , во вторых  $\Delta U=0,2 \div 2,5\%$ . Амплитудная погрешность тахогенератора может быть значительно уменьшена в случае применения определенной по величине активно-емкостной нагрузки (компаундирование).

**Фазовая погрешность.** Выходное напряжение асинхронного тахогенератора  $U_{тг}$  не совпадает по фазе с напряжением возбуждения и не остается постоянным по фазе при изменении частоты вращения. Отклонение выходного напряжения  $U_{тг}$  по фазе от исходного (соответствующего точке калибровки тахогенератора), измеренное в угловых градусах или минутах, называется *фазовой погрешностью тахогенератора*  $\Delta\phi$ . Фазовая погрешность в основном определяется индуктивными сопротивлениями ротора и обмоток статора. Величина ее, так же как и величина амплитудной погрешности, может быть значительно снижена за счет правильного выбора характера нагрузки. Фазовую погрешность можно устранить, применив некоторую активно-индуктивную нагрузку, однако, как следует из вышесказанного, при этом возрастет амплитудная погрешность.

Величина фазовой погрешности у современных тахогенераторов высокой точности составляет несколько минут, а у обычных тахогенераторов — несколько градусов.

Следует отметить, что как амплитудная, так и фазовая погрешности меняются с изменением частоты вращения (рис. 10.18).

**Крутизна выходной характеристики.** Чем больше крутизна выходной характеристики.

$$k_{тг} = \Delta E_{тг} / \Delta n,$$

тем больше чувствительность тахогенератора и всей автоматической системы, в которой он работает.

Крутизна зависит от величины магнитного потока возбуждения  $\Phi_{д1}$ , сопротивления ротора  $Z_2$ , числа витков генераторной обмотки  $w_r$ . Чем больше поток обмотки возбуждения  $\Phi_{д1}$ , тем больше э. д. с., ток ротора, поток  $\Phi_{д2}$ , а следовательно, и выходное напряжение  $U_r$ . Чем меньше  $Z_2$  и больше число витков генераторной обмотки  $w_r$ , тем больше ток ротора и выходное напряжение тахогенератора  $U_{тг}$ , а значит, и его крутизна  $k_{тг}$ .

Увеличение крутизны выходной характеристики тахогенератора почти всегда ведет к увеличению его амплитудной и фазовой погрешностей. Действительно, увеличение крутизны требует уменьшения сопротивления ротора  $Z_2$  (а оно в основном активное), в то же время снижение  $r_2$  ведет к уменьшению линейности выходной характеристики и к увеличению фазовой погрешности. То же самое можно сказать и о влиянии  $w_r$ . Поэтому при проектировании тахогенераторов всегда исходят из того, что от него требуется — либо большая крутизна  $k_{тг}$ , либо меньшие погрешности  $\Delta U$  и  $\Delta \varphi$ .

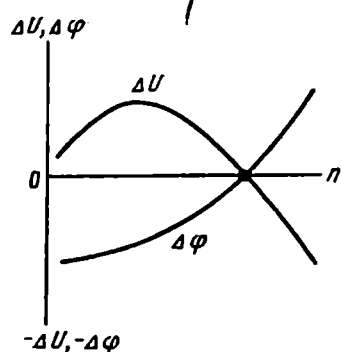


Рис. 10.18. Зависимость  $\Delta U = f(n)$  и  $\Delta \varphi = f(n)$

Крутизна современных тахогенераторов весьма различна и определяется назначением тахогенератора. У точных тахогенераторов  $k_{тг} = 1-3$ , а у тахогенераторов следящих систем  $k_{тг} = 6-10$  мВ·мин/об.

**Несимметрия выходной характеристики.** В схемах автоматики очень важно, чтобы выходное напряжение  $U_{тг}$  тахогенератора по величине не зависело от направления вращения. При изменении направления вращения только фаза выходного напряжения должна меняться на обратную (на  $180^\circ$ ).

Практически у всех тахогенераторов выходная характеристика несимметрична — напряжение  $U_{тг} = f(n)$  при вращении ротора в различных направлениях имеет различную крутизну, особенно в начальной части выходной характеристики (при малых  $n$ ).

Большое влияние на несимметрию оказывает *нулевая (остаточная) э. д. с.*  $E_{тг0}$ , т. е. э. д. с., наводимая в генераторной обмотке при неподвижном роторе. Теоретически при  $\pi = 0$  в генераторной обмотке не должно наводиться никаких э. д. с., так как обмотки  $w_b$  и  $w_r$  должны иметь пространственный сдвиг на  $90$  эл. град. Однако сдвиг обмоток отличается от указанного значения. Кроме того, в тахогенераторах имеют место: несимметрия магнитной цепи (неравенство магнитных проводимостей в различных радиальных направлениях), неравномерность воздушного зазора, неодинаковая толщина стенок стакана ротора, наличие магнитных потоков

рассеяния и емкостных связей между обмотками. В результате в генераторной обмотке тахогенератора даже при  $n=0$  наводится некоторая  $E_0$ .

Величина остаточной э. д. с. изменяется по величине при изменении положения ротора. Остаточную э. д. с. можно разделить на переменную ( $E_{0var}$ ) и постоянную ( $E_{0const}$ ) составляющие. Постоянная составляющая обуславливается неточным смещением обмоток, магнитной несимметрией стали и воздушного зазора, наличием потоков рассеяния и емкостных связей. У большинства тахогенераторов она составляет  $25 \div 100$  мВ. Переменная составляющая  $E_{0var}$  обуславливается в основном неодинаковой толщиной (электрической проводимостью) стенок стакана ротора и составляет  $3 \div 7$  мВ.

Для снижения постоянной составляющей  $E_{0const}$  часто обмотки возбуждения и генераторную размещают на разных статорах (рис. 10.19) — одну 4 на внутреннем статоре 3, другую 2 на внешнем статоре 1. При сборке тахогенератора внутренний статор поворачивают, находят положение, соответствующее минимальному значению нулевой э. д. с., и в этом положении закрепляют. Кроме того, листы пакетов стали стато-

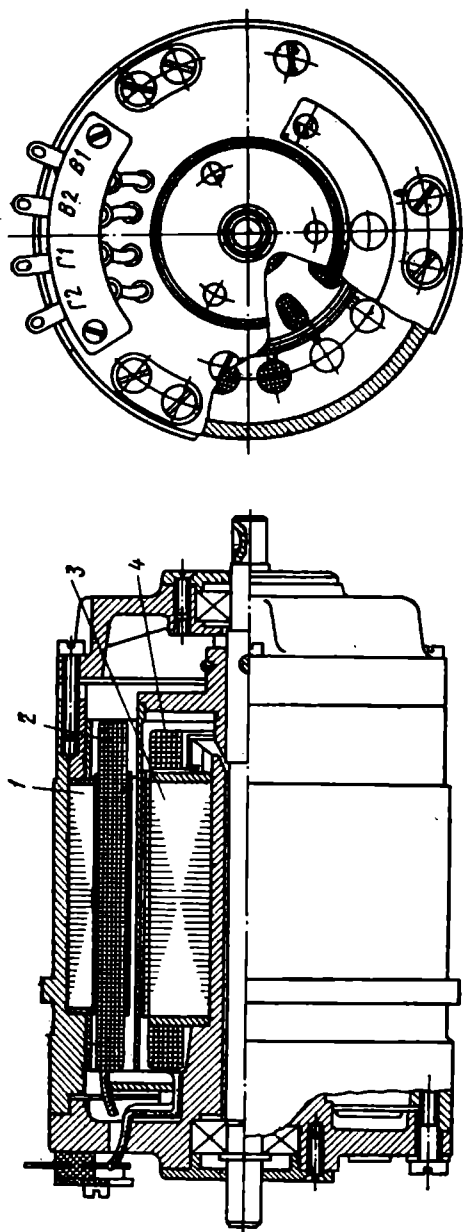


Рис. 10.19. Асинхронный тахогенератор с полым немагнитным ротором

ров тщательно изолируют, собирают всером, а пакеты хорошо обрабатывают.

Для уменьшения переменной составляющей  $E_{0\text{ var}}$  тщательно обрабатывают (калибруют) ротор. В особо точных тахогенераторах применяют дополнительные компенсационные обмотки, включаемые по специальным схемам.

Выходная э. д. с. тахогенератора фактически представляет собой сумму основной генераторной э. д. с.  $\dot{E}_{\text{тг}}$  и остаточной  $\dot{E}_0$ :

$$\dot{E}_{\text{тг}\Sigma} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{\text{тг}}$$

Так как при изменении направления вращения  $\dot{E}_{\text{тг}0}$  остается постоянной, а  $\dot{E}_{\text{тг}}$  меняет фазу на  $180^\circ$ , то, как видно из диаграммы (рис. 10.20), э. д. с.  $E_{\text{тг}\Sigma}$  меняется по величине ( $E'_{\text{тг}\Sigma} < E_{\text{тг}\Sigma}$ ). Следовательно, важнейшим способом снижения несимметрии выходной характеристики является уменьшение нулевой (остаточной) э. д. с.

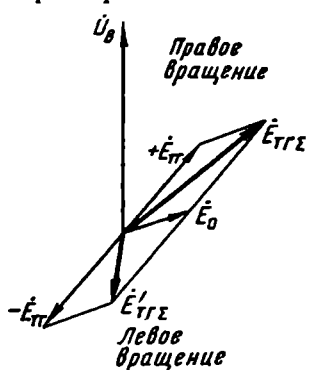


Рис. 10.20. Влияние остаточной э. д. с. на асимметрию выходного напряжения асинхронного тахогенератора

Стабильность выходной характеристики. Очень важно, чтобы выходная характеристика тахогенератора была стабильной, т. е. не зависела от изменения температуры, нагрузки, условий эксплуатации, времени работы и т. п.

В реальных тахогенераторах при изменении температуры меняются активные сопротивления обмотки возбуждения, ротора, генераторной обмотки. В результате выходная характеристика несколько искажается.

Характеристика тахогенератора видоизменяется вследствие изменения насыщения, наличия непостоянного по величине остаточного магнетизма, изменения величины и характера нагрузки и т. п. Нестабильность выходной характеристики приводит к дополнительным погрешностям, которые называются в зависи-

мости от фактора, их вызывающего: температурной, остаточного магнетизма, нагрузочной, частотной и т. п.

Методы борьбы с дополнительными погрешностями тахогенератора самые разнообразные. Однако большинство из них сводится к стабилизации нагрузки, частоты, входного напряжения и т. п.

Положительные качества рассматриваемого тахогенератора — бесконтактность, малая инерционность, высокая надежность, малый момент сопротивления.

Его недостатки — нелинейность выходной характеристики, фазовая погрешность и нулевое напряжение, малая выходная мощность при значительных габаритах и весе.

## ГЛАВА XI. ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ

### § 11.1. Назначение и конструкция вращающихся трансформаторов

Вращающиеся (поворотные) трансформаторы (ВТ) предназначены для получения напряжения, находящегося в определенной функциональной зависимости от угла поворота ротора.

По конструкции ВТ схож с асинхронной машиной, выполненной с фазным ротором (рис. 11.1). Он состоит из корпуса 1,

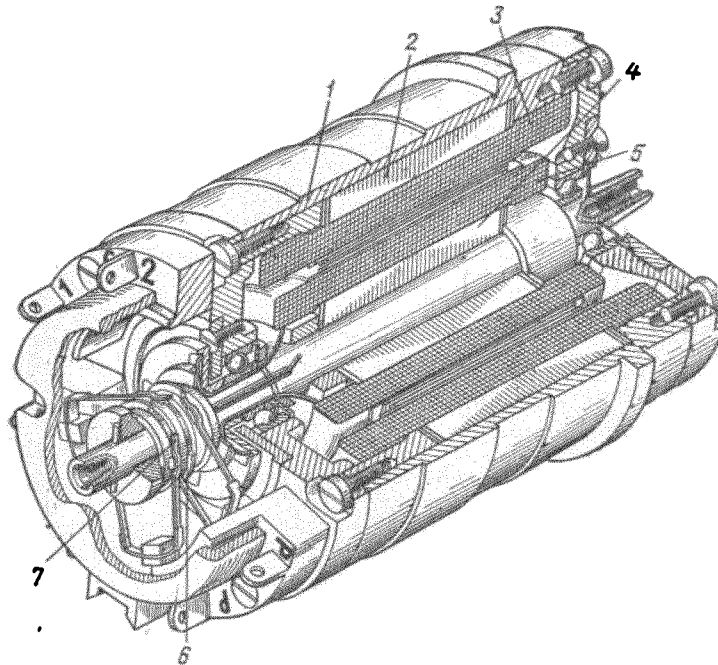


Рис. 11.1. Устройство вращающегося трансформатора

шихтованного сердечника статора 2 с обмотками 3, шихтованного сердечника ротора 4 с обмотками 5, контактных колец 6 и щеток 7.

На статоре ВТ обычно располагают две распределенные обмотки, сдвинутые в пространстве относительно друг друга на 90 эл. град. Обмотки статора могут быть разделенными или соединенными по мостиковой схеме (см. рис. 10.5). Одна из обмоток

статора называется *обмоткой возбуждения* и подключается к сети переменного тока; другая называется *компенсационной* и ее схема включения зависит от назначения ВТ.

В пазах ротора расположены также две взаимно перпендикулярные обмотки, называемые *вторичными*. Схема соединения их зависит от назначения ВТ.

Выводы обмоток, расположенных на статоре, обозначают *C1, C2, C3* и *C4*, в отличие от обмоток, расположенных на роторе, выходы которых обозначают *P1, P2, P3* и *P4*.

Ротор ВТ может поворачиваться относительно статора на некоторый угол или вращаться. Электрический контакт с обмотками ротора осуществляется либо посредством контактных колец и щеток (рис. 11.1), либо посредством спиральных пружин, если ВТ работает в режиме ограниченного поворота. В последнем случае угол поворота ротора ограничивается максимальным углом закручивания спиральных пружин.

Принцип работы ВТ основан на том, что при повороте его ротора взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора изменяется в определенной функциональной зависимости от угла поворота. При этом э. д. с., наводимые в обмотках ротора пульсирующим магнитным потоком, строго следуют этой зависимости.

Поворот ротора ВТ осуществляется посредством редукторного механизма высокой точности, который либо встраивается в корпус машины, либо изготавливается отдельно, а затем соединяется с валом ВТ.

Если ВТ предназначен для работы в режиме поворота ротора в пределах определенного угла, то обмотки возбуждения и компенсационную располагают на статоре, а вторичные — на роторе. В случае работы ВТ в режиме непрерывного вращения ротора обычно применяют «обратное» расположение обмоток: обмотки возбуждения и компенсационную располагают на роторе, а вторичные — на статоре. Если компенсационная обмотка замыкается накоротко, то при обратном расположении обмоток на роторе будет лишь два контактных кольца, что имеет большое значение при больших частотах вращения ротора.

В зависимости от характера изменения э. д. с.  $E_2$  выходной обмотки при повороте ротора ВТ разделяются на следующие типы:

*синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ)*, на выходе которого имеется два напряжения:  $U_2$  — находящееся в синусной зависимости от угла поворота ротора  $\alpha$ ;  $U_3$  — находящееся в косинусной зависимости от угла  $\alpha$ ;

*линейный вращающийся трансформатор (ЛВТ)*, у которого выходное напряжение  $U_2$  находится в линейной зависимости от угла  $\alpha$ ;

*вращающийся трансформатор-построитель (ПВТ)*, предназначенный для решения геометрических задач.

Выпускаемые отечественной промышленностью ВТ предназначены для работы от сети с частотой 400 Гц.



## § 11.2. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ)

**СКВТ в синусном режиме.** В этом режиме СКВТ используется лишь одна (синусная) обмотка ротора  $\omega_2$  (рис. 11.2, а). При включении в сеть обмотки возбуждения  $\omega_1$  в ней появляется ток  $I_1$ , который наводит магнитный поток  $\Phi_1$ . Сцепляясь со вторичной обмоткой, этот поток индуцирует в ней э. д. с.  $E_2$ , величина которой зависит от положения вторичной обмотки относительно обмотки возбуждения, т. е. от угла поворота ротора  $\alpha$ . При холостом ходе на выходе ВТ появляется напряжение

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_{2 \text{ наиб}} \sin \alpha, \quad (11.1)$$

где  $\dot{U}_{2 \text{ наиб}}$  — наибольшее значение напряжения, соответствующее  $\alpha = 90^\circ$ .

При подключении нагрузки  $Z_n$  к зажимам вторичной обмотки  $P1 - P2$  в её цепи появляется ток  $I_2$ . Созданный этим током магнитный поток  $\Phi_2$  можно разложить на две составляющие:

составляющую  $\Phi_{2d} = \Phi_2 \sin \alpha$ , направленную по продольной оси ВТ встречно магнитному потоку возбуждения, и составляющую  $\Phi_{2q} = \Phi_2 \cos \alpha$ , направленную по поперечной оси ВТ, т. е. перпендикулярно обмотке возбуждения, и вызывающую искажение магнитного поля ВТ (рис. 11.2, б).

Размагничивающее влияние составляющей  $\Phi_{2d}$  уравнивается увеличением тока в обмотке возбуждения.

Э. д. с. самоиндукции, наводимая составляющей  $\Phi_{2q}$  в обмотке  $\omega_2$ , нарушает синусоидальную зависимость напряжения  $U_2$  от угла  $\alpha$  и вызывает значительную погрешность вращающегося трансформатора, которая возрастает с увеличением нагрузки (тока  $I_2$ ). Устранение искажающего действия э. д. с. самоиндукции обычно осуществляется так называемым симметрированием трансформатора. Симметрирование может быть первичным и вторичным.

В синусном режиме СКВТ, когда включена только одна вторичная обмотка, применяется *первичное симметрирование*, основанное на использовании компенсационной обмотки  $\omega_k$ . Если внутреннее сопротивление источника  $Z_1$  и соединительных проводов  $Z_n$  мало ( $Z_1 + Z_n \approx 0$ ), то обмотка  $\omega_k$  замыкается накоротко. Если же  $Z_1$  достаточно велико, что имеет место при питании ВТ от источника небольшой мощности, то обмотка  $\omega_k$  замыкается на резистор сопротивлением

$$Z_{к.н} = Z_1 + Z_n.$$

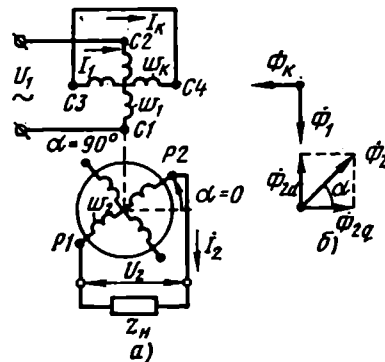


Рис. 11.2. Синусный вращающийся трансформатор

Магнитный поток  $\Phi_{2q}$ , сцепляясь с компенсационной обмоткой, наводит в ней э. д. с.  $E_k$ . Так как обмотка замкнута накоротко, то в ней появляется ток  $I_k$ , который создает в магнитной цепи машины магнитный поток компенсационной обмотки  $\Phi_k$ . Этот поток в соответствии с правилом Ленца, направлен против потока  $\Phi_{2q}$  (поток  $\Phi_{2q}$  является причиной возникновения  $E_k$  и потока  $\Phi_k$ ). В результате поток  $\Phi_{2q}$  окажется в значительной степени скомпенсированным потоком  $\Phi_k$ , и погрешность ВТ, вызванная нагрузкой, значительно уменьшится.

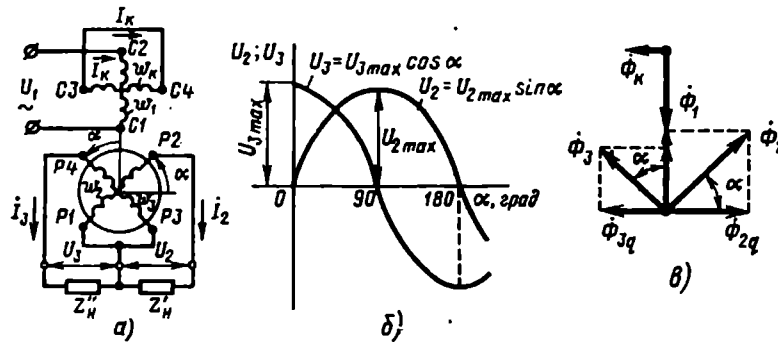


Рис. 11.3. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор

✓ СКВТ в синусно-косинусном режиме. В этом режиме в схему СКВТ включают обе обмотки ротора —  $w_2$  и  $w_3$ , смещенные в пространстве относительно друг друга на  $90^\circ$  (рис. 11.3, а). Зависимость напряжения обмотки  $w_2$  от угла поворота ротора  $\alpha$  определяется выражением (11.1), а напряжение на выходе обмотки  $w_3$

$$U_3 = U_{3наиб} \sin(90^\circ + \alpha) = U_{3наиб} \cos \alpha. \quad (11.2)$$

Из выражения (11.2) видно, что напряжение  $U_3$  при повороте ротора на угол  $\alpha$  изменяется пропорционально косинусу этого угла.

Таким образом, на выходе СКВТ получается два напряжения —  $U_2$  и  $U_3$ : первое изменяется пропорционально  $\sin \alpha$ , а второе — пропорционально  $\cos \alpha$  (рис. 11.3, б).

Обмотки  $w_2$  и  $w_3$  обычно имеют одинаковые параметры, а поэтому наибольшие значения напряжений  $U_{2наиб}$  и  $U_{3наиб}$  также одинаковы:

$$U_{2наиб} = U_{3наиб} = (\omega_2/\omega_1) U_1,$$

где  $U_1$  — напряжение на входе ВТ, т. е. на зажимах обмотки возбуждения  $w_1$ .

Таким образом, выражения напряжений на выходе СКВТ [см. (11.1) и (11.2)] могут быть записаны иначе:

$$U_2 = U_1 (\omega_2/\omega_1) \sin \alpha; \quad (11.3)$$

$$U_3 = U_1 (\omega_3/\omega_1) \cos \alpha. \quad (11.4)$$

Рассмотрим работу СКВТ в случае неравенства нагрузок:

$$Z'_n \neq Z''_n.$$

где  $Z'_n$  — сопротивление нагрузки в цепи синусной обмотки;  $Z''_n$  — сопротивление нагрузки в цепи косинусной обмотки.

При включении этих нагрузок в цепях обмоток ротора появятся токи  $I_2$  и  $I_3$ , которые создадут в магнитной цепи ВТ магнитные потоки  $\dot{\Phi}_2$  и  $\dot{\Phi}_3$  (рис. 11.3, б). Поперечные составляющие этих потоков  $\dot{\Phi}_{2q} = \dot{\Phi}_2 \cos \alpha$  и  $\dot{\Phi}_{3q} = \dot{\Phi}_3 \sin \alpha$  направлены навстречу друг другу и частично взаимно компенсируются. Полная взаимная компенсация поперечных потоков происходит при равенстве м. д. с. синусной и косинусной обмоток по поперечной оси:

$$I_2 \omega_2 k_2 \cos \alpha = I_3 \omega_3 k_3 \sin \alpha, \quad (11.5)$$

где  $k_2$  и  $k_3$  — обмоточные коэффициенты обмоток ротора.

Токи в обмотках ротора при полной компенсации

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2 + Z'_n} = \frac{(\omega_2/\omega_1) E_1 \sin \alpha}{Z_2 + Z'_n}, \quad (11.6)$$

$$I_3 = \frac{E_3}{Z_3 + Z''_n} = \frac{(\omega_3/\omega_1) E_1 \cos \alpha}{Z_3 + Z''_n}, \quad (11.7)$$

где  $Z_2$  и  $Z_3$  — полные сопротивления синусной и косинусной обмоток трансформатора.

Подставив выражения токов из (11.6) и (11.7) в равенство (11.5), получим

$$\frac{(\omega_2/\omega_1) E_1 \sin \alpha}{Z_2 + Z'_n} \omega_2 k_2 \cos \alpha = \frac{(\omega_3/\omega_1) E_1 \cos \alpha}{Z_3 + Z''_n} \omega_3 k_3 \sin \alpha. \quad (11.8)$$

Синусная и косинусная обмотки делаются одинаковыми, поэтому  $\omega_2 = \omega_3$  и  $Z_2 = Z_3$ . Тогда равенство (11.8) видоизменяется:

$$Z_2 + Z'_n = Z_3 + Z''_n \text{ или } Z'_n = Z''_n.$$

Таким образом, полная взаимная компенсация поперечных составляющих потоков обмоток ротора происходит при равенстве нагрузочных сопротивлений в синусной и косинусной цепях вращающегося трансформатора. Такая компенсация поперечных составляющих потоков реакции вторичных обмоток называется *вторичным симметрированием*.

Если же нагрузочные сопротивления  $Z'_n$  и  $Z''_n$  не равны, то вторичное симметрирование получается неполным, так как поперечные составляющие  $\dot{\Phi}_{2q}$  и  $\dot{\Phi}_{3q}$  взаимно компенсируются лишь частично, и в магнитной цепи ВТ появляется магнитный поток, направленный по поперечной оси:

$$\dot{\Phi}_q = \dot{\Phi}_{2q} + \dot{\Phi}_{3q}.$$

Этот поток наводит в роторных обмотках э. д. с. самоиндукции, что ведет к искажению заданных функциональных зависимостей

выходных напряжений. Магнитный поток  $\Phi_q$  при  $Z'_n \neq Z''_n$  может быть скомпенсирован за счет первичного симметрирования, т. е. за счет потока  $\Phi_k$ , создаваемого током  $I_k$  короткозамкнутой компенсационной обмотки.

При полном вторичном симметрировании ВТ входное сопротивление  $Z_{вх}$  не зависит от положения ротора (угла  $\alpha$ ). Поэтому ток и мощность, потребляемые ВТ, также не зависят от угла  $\alpha$ . На этом основан метод подбора нагрузочных сопротивлений синусной  $Z'_n$

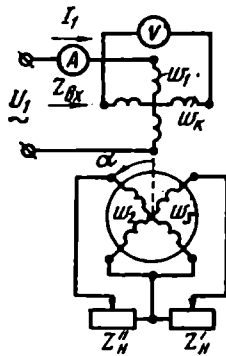


Рис. 11.4. Схема настройки симметрирования СКВТ методами амперметра и вольтметра.

и косинусной  $Z''_n$  обмоток для осуществления полного вторичного симметрирования, называемый *методом амперметра* (рис. 11.4). Сущность метода состоит в том, что подбираются такие значения  $Z'_n$  и  $Z''_n$ , при которых поворот ротора не вызывает изменения показаний амперметра  $A$ , включенного в цепь обмотки возбуждения.

Более точным методом вторичного симметрирования является *метод вольтметра*. Так как при полном вторичном симметрировании поперечные составляющие потоков синусной и косинусной обмоток взаимно уравновешиваются, то в компенсационной обмотке э. д. с. не наводится. Следовательно, сопротивления  $Z'_n$  и  $Z''_n$  подбираются такими, чтобы показание вольтметра  $V$ , включенного в цепь компенсационной обмотки, было нулевым во всех положениях ротора.

### § 11.3. Линейный вращающийся трансформатор (ЛВТ)

Для получения линейной зависимости выходного напряжения от угла поворота ротора  $\alpha$  необходимо, чтобы это напряжение определялось уравнением

$$U_2 = \frac{w_2}{w_1} U_1 \frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha}, \quad (11.9)$$

где  $m$  — величина постоянная, определяемая магнитными и электрическими параметрами ЛВТ.

При  $m \approx 0,54$  зависимость (11.9) получается линейной с точностью до 1% в пределах изменения угла поворота  $\alpha$  от 0 до  $60^\circ$  (рис. 11.5). Для получения указанной зависимости  $U_2 = f(\alpha)$  применяют следующую схему включения обмоток ЛВТ: синусную обмотку соединяют последовательно с компенсационной обмоткой, а косинусную обмотку замыкают на некоторое неизменное сопротивление  $Z_c$  (рис. 11.6). При этом величина сопротивления  $Z_c$  выбирается

гакой, чтобы обеспечить полное вторичное симметрирование обмоток при заданной нагрузке  $Z_H$ .

Для определения требуемой величины  $Z_C$  можно воспользоваться уравнением

$$Z_3 + Z_C \approx 2(Z_3 + Z_H + Z_H). \quad (11.10)$$

Иными словами, для полного вторичного симметрирования обмоток необходимо, чтобы полное сопротивление цепи косинусной обмотки было равно удвоенному полному сопротивлению цепи синусной обмотки (включая сопротивление компенсации обмотки  $Z_K$  и нагрузки  $Z_H$ ).

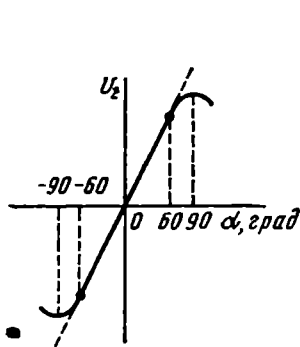


Рис. 11.5. Зависимость ЛВТ  $U_2 = f(\alpha)$

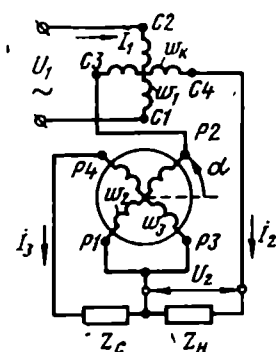


Рис. 11.6. ЛВТ со вторичным симметрированием

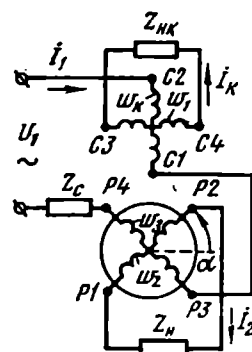


Рис. 11.7. Принципиальная схема ЛВТ с первичным симметрированием

Однако полное вторичное симметрирование обмоток возможно лишь при неизменной нагрузке ЛВТ ( $Z_H = \text{const}$ ). В случае переменной нагрузки ЛВТ применяется схема первичного симметрирования обмоток (рис. 11.7), в которой обмотка возбуждения включается последовательно с косинусной обмоткой и сопротивлением  $Z_C$ , а компенсационная обмотка замыкается на некоторое сопротивление  $Z_{H.K}$ . Сопротивления  $Z_C$  и  $Z_{H.K}$  выбираются такими, чтобы магнитный поток компенсационной обмотки  $\Phi_K$  и поперечный поток косинусной обмотки  $\Phi_{31}$  были взаимно скомпенсированы при любом значении угла  $\alpha$ .

#### § 11.4. Вращающийся трансформатор-построитель (ПВТ)

Вращающиеся трансформаторы-построители применяются для решения геометрических задач. Так, с помощью ПВТ можно определить гипотенузу и угол прямоугольного треугольника по двум заданным катетам. На рис. 11.8, а представлена схема включения обмоток ПВТ. Обмотки возбуждения и компенсационную включают

в сеть через потенциометры, позволяющие устанавливать на входе этих обмоток напряжения  $U_1$  и  $U_k$ . Роторную обмотку  $\omega_2$  включают на измерительный прибор ИП, отградуированный в линейных единицах; роторная обмотка  $\omega_3$  питает обмотку управления ОУ исполнительного двигателя ИД. Обмотка возбуждения исполнительного двигателя включена в сеть через конденсатор С. Вал исполнительного двигателя механически соединен с валом ПВТ.

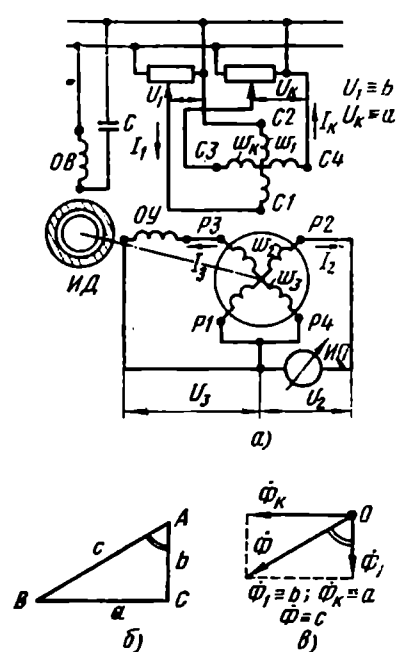


Рис. 11.8. Вращающийся трансформатор-построитель

в результате ротор двигателя приходит во вращение, поворачивая ротор ПВТ.

Э. д. с.  $\dot{E}_2$ , создавая напряжение  $\dot{U}_2$  на зажимах измерительного прибора, приводит его в действие. Исполнительный двигатель поворачивает ротор ПВТ до тех пор, пока обмотка  $\omega_2$  не займет положение, перпендикулярное результирующему потоку  $\Phi$ . В этом случае э. д. с.  $E_2$  и ток в обмотке управления двигателя станут равными нулю, и двигатель остановится.

В указанном положении ротора ось обмотки  $\omega_2$  ПВТ станет параллельной результирующему потоку  $\Phi$  и ее э. д. с. достигнет наибольшего значения, что фиксируется измерительным прибором ИП, шкала которого отградуирована в линейных единицах с учетом заданного масштаба. Как указывалось, магнитная система ПВТ ненасыщена, поэтому при  $U_1 \equiv b$  и  $U_k \equiv a$  магнитный поток

Допустим, что известны катеты  $a$  и  $b$  прямоугольного треугольника (рис. 11.8, б). В определенном масштабе величины этих катетов могут быть выражены напряжениями  $U_1$  и  $U_k$ , которые подаются на вход обмоток  $\omega_1$  и  $\omega_k$  посредством потенциометров. Токи в обмотках статора  $I_1$  и  $I_k$  создают в ненасыщенной магнитной системе ПВТ взаимно перпендикулярные магнитные потоки  $\Phi_1$  и  $\Phi_k$ , пропорциональные заданным напряжениям на входе обмоток. Вектор результирующего магнитного потока  $\Phi$ , равного геометрической сумме векторов  $\Phi_1$  и  $\Phi_k$ , расположится относительно векторов  $\Phi_1$  и  $\Phi_k$  под теми же углами, что и гипотенуза  $c$  относительно катетов  $a$  и  $b$  (рис. 11.8, в). Результирующий поток статора  $\Phi$ , сцепляясь с обмотками ротора, наводит в них э. д. с.  $E_2$  и  $E_3$ .

Э. д. с.  $E_3$  создает в цепи ОУ исполнительного двигателя ток  $I_3$ . В результате ротор двигателя приходит во вращение, поворачивая ротор ПВТ.

$\dot{\Phi} = \dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_k$  пропорционален гипотенузе  $c$  треугольника, угол поворота ротора построителя  $\alpha$  равен углу  $BAC$ , а показание ИП определяет модуль гипотенузы  $c$ .

В схемах автоматики наряду с рассмотренными выше двухполюсными ВТ применяются также многополюсные.

Многополюсные вращающиеся трансформаторы используются в двухканальных схемах синхронной связи для систем точного отсчета, а также в схемах с малым углом поворота. Они, как правило, выполняются плоскими — имеют малую длину и большой диаметр (рис. 11.9), что позволяет увеличивать число полюсов. Обычно такие ВТ встраиваются непосредственно в прибор, поэтому не имеют подшипниковых щитов. Статор 1 и ротор 2 таких ВТ располагаются непосредственно на поворачивающихся друг относительно друга частях механизма.

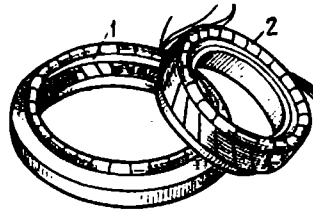


Рис. 11.9. Статор 1 и ротор 2 многополюсных ВТ

### § 11.5. Погрешности вращающихся трансформаторов

К ВТ предъявляются высокие требования в отношении точности воспроизведения заданной функциональной зависимости входного напряжения от угла поворота ротора.

Все погрешности ВТ разделяются на систематические и случайные.

Систематические погрешности обусловлены принципом работы, конструкцией, неточностью изготовления и условиями эксплуатации ВТ. Эти погрешности проявляются в следующем:

1) погрешности, обусловленные принципом работы, в СКВТ проявляются в неточности симметрирования обмоток, а в ЛВТ — в отклонении зависимости  $U_2 = f(\alpha)$  от линейной зависимости при значениях  $\alpha < 60^\circ$ ;

2) погрешности от конструктивных особенностей вызываются изменением магнитной проводимости зазора вследствие зубчатости статора и ротора, в нелинейности кривой намагничивания ВТ;

3) погрешности от неточности изготовления ВТ проявляются асимметрией магнитопровода, неточностью скоса пазов и др.;

4) погрешности, определяемые условиями эксплуатации ВТ, вызываются колебаниями частоты и напряжения в питающей сети, отклонениями температуры окружающей среды за допустимые пределы, предусмотренные ТУ, и т. п.

Случайные погрешности ВТ вызываются разбросом свойств применяемых материалов, нарушением технологического режима изготовления и другими случайными причинами.

Точность ВТ характеризуется следующими показателями:

1. Погрешностью воспроизведения синусоидальной зависимости напряжения от угла поворота (для СКВТ). Эту погрешность

Таблица 11.1

Тип ВТ	Показатель погрешности	Класс точности			
		0	1	2	3
СКВТ	Максимальная ошибка, %	$\pm 0,05$	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,3$
	Асимметрия нулевых точек, угл. мин	$\pm 2$	$\pm 3,5$	$\pm 6$	$\pm 8$
	Максимальное значение э. д. с. в компенсационной обмотке, %	0,4	0,6	0,9	1,5
ЛВТ	Максимальная ошибка, %	—	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,3$
	Асимметрия, угл. град	—	$\pm 3,5$	$\pm 6$	$\pm 8$

обычно измеряют максимальной ошибкой отклонения напряжения от заданной зависимости  $U_{\text{вых}}$ , %.

2. *Погрешностью воспроизведения линейной зависимости* (для ЛВТ), выраженной в угловых минутах или в процентах от  $U_{\text{вых}}$ .

3. *Асимметрией нулевых точек*, заключающейся в следующем. В сеть включают сначала одну обмотку статора, а затем другую, определяя каждый раз такое положение ротора, при котором напряжение на какой-либо его обмотке равно нулю. Теоретически при переключении напряжения с одной обмотки статора на другую угол поворота ротора должен быть равен  $90^\circ$ , но практически он несколько отличается от  $90^\circ$ . Отклонение фактического угла поворота ротора от  $90^\circ$  и определяет асимметрию нулевых точек в угловых минутах.

4. *Величиной э. д. с. компенсационной обмотки*, измеряемой в процентах от наибольшего значения э. д. с. обмотки ротора.

5. *Величиной остаточной э. д. с. обмоток ротора*, соответствующей наименьшей э. д. с. на выходе ВТ. Эти э. д. с. обусловлены наличием паразитных (емкостных и магнитных) связей между обмотками ВТ. Остаточная э. д. с. измеряется в процентах от наибольшего значения э. д. с. обмотки ротора и находится в пределах от 0,003 до 0,1%.

В зависимости от допускаемых погрешностей ВТ подразделяются на четыре класса точности: 0, 1, 2 и 3. Значения основных показателей погрешностей для этих классов приведены в табл. 11.1.



## Раздел четвертый

### СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

---

#### ГЛАВА XII. СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

##### § 12.1. Общие сведения

*Синхронными машинами* называются электрические машины переменного тока, у которых магнитное поле, созданное обмоткой переменного тока, вращается в пространстве с той же частотой, что и ротор, т. е. синхронно с ротором.

В настоящее время подавляющее большинство электрической энергии переменного тока вырабатывается с помощью синхронных генераторов. Генераторы, приводимые во вращение гидротурбинами, называются *гидрогенераторами*. На тепловых станциях с помощью паровых турбин приводят во вращение *турбогенераторы*. Во всевозможных промышленных установках можно встретить синхронные генераторы, приводимые во вращение двигателями внутреннего сгорания. Во всех перечисленных случаях механическая энергия турбин или двигателей превращается в электрическую энергию переменного тока.

Частота  $f_1$  энергии переменного тока, вырабатываемой синхронными генераторами, зависит от частоты вращения ротора  $n_1$  и числа пар полюсов  $p$ :

$$f_1 = pn_1/60. \quad (12.1)$$

Однако в современной технике синхронные машины используют не только в качестве генераторов. В силовом электроприводе, в устройствах автоматки, в устройствах звукозаписи применяют большое количество синхронных машин, работающих в двигательном режиме, — *синхронных двигателей*.

Основная особенность синхронного двигателя — при постоянной частоте тока питающей сети  $f_1$  его ротор вращается со строго постоянной (синхронной) частотой вращения

$$n_1 = 60f_1/p. \quad (12.2)$$

##### § 12.2. Конструкция синхронных генераторов

Любая синхронная машина состоит из двух основных частей: неподвижного *статора* и вращающегося *ротора* (рис. 12.1). Статор и ротор разделены воздушным зазором, который у крупных

синхронных машин обычно значительно больше, чем у асинхронных машин, одинаковых по мощности.

По конструкции статор синхронной машины принципиально не отличается от статора асинхронной машины (см. § 8.1). Сердечник статора *1* набирают из штампованных изолированных листов электротехнической стали. В пазах статора размещают распределенную обмотку переменного тока *2* (обычно трехфазную). На валу *4* укрепляют ротор *3* с обмоткой возбуждения.

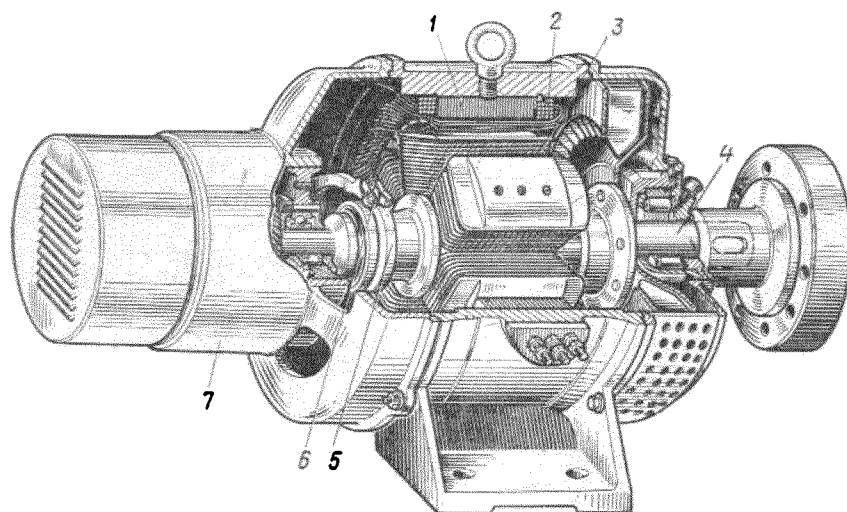


Рис. 12.1. Устройство явнополюсной синхронной машины

Концы этой обмотки подводят к контактным кольцам *5*. Для подачи постоянного тока в обмотку возбуждения по контактным кольцам скользят щетки *6*. Источником постоянного тока в рассматриваемой машине служит возбудитель *7*, представляющий собой генератор постоянного тока, якорь которого укреплен на общем валу с ротором синхронной машины.

Постоянный ток, проходя по обмотке возбуждения, создает магнитное поле ротора — поле возбуждения.

Роторы синхронных генераторов бывают с *явно выраженными* и *неявно выраженными* полюсами.

Явнополюсный ротор (рис. 12.2) состоит из вала *1*, на котором укреплены сердечники полюсов с полюсными катушками *2*. Сердечники полюсов заканчиваются полюсными наконечниками *3*, которые обычно обрабатывают таким образом, чтобы воздушный зазор между полюсным наконечником и статором получался неравномерным. Он минимален под серединой полюса и максимален у его краев (рис. 12.3,  $\delta_2 > \delta_1$ ). Делается это для того, чтобы кривую магнитной индукции  $B_0$  в воздушном зазоре, имеющую форму

трапеции при равномерном зазоре 1, максимально приблизить к синусоиде 2.

Синхронные машины с явно выраженными полюсами обычно многополюсные. Они, как правило, рассчитываются на небольшие частоты вращения. Так, гидрогенератор Куйбышевской ГЭС имеет 88 полюсов ( $2p=88$ ) и вращается с частотой  $n_1=68,3$  об/мин. Гидрогенераторы всегда явнополюсные. Так как при малых

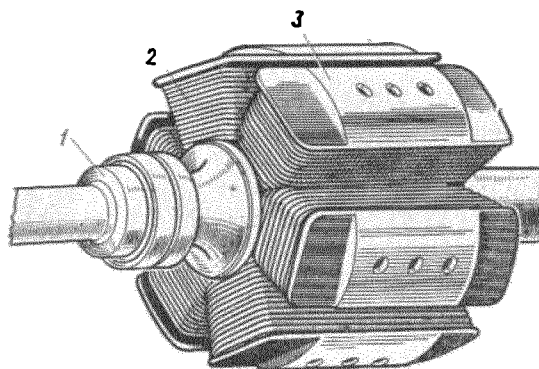


Рис. 12.2. Явнополюсный ротор

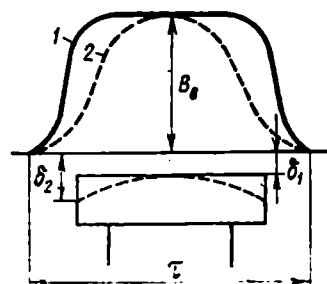


Рис. 12.3. Распределение магнитной индукции в зазоре синхронной машины

частотах вращения  $n_1$  (которые развивает гидротурбина) гидрогенераторы должны выдавать электроэнергию промышленной частоты 50 Гц, то они должны иметь большое число пар полюсов:

$$p = 60 \cdot 50 / n_1.$$

Роторы гидрогенераторов имеют большой диаметр (для размещения полюсов) и малую длину.

Турбогенераторы являются быстроходными синхронными машинами. Объясняется это высокой частотой вращения паровых турбин, к. п. д. которых возрастает с увеличением частоты вращения. Обычно турбогенераторы делаются двухполюсными ( $2p=2$ ) и имеют частоту вращения  $n_1=3000$  об/мин.

При такой большой частоте вращения явнополюсная конструкция ротора непригодна из-за недостаточной механической прочности. Поэтому турбогенераторы имеют неявнополюсный ротор — кованный стальной цилиндр с профрезерованными продольными пазами для укладки обмотки возбуждения (см. рис. 12.7, б). Неявнополюсные роторы имеют сравнительно небольшой диаметр при значительной длине.

В синхронных машинах применяются два способа возбуждения: электромагнитное возбуждение и возбуждение постоянными магнитами.

В зависимости от способа питания обмотки возбуждения постоянным током различают *независимое возбуждение* и *самовозбуждение*.

При независимом возбуждении для получения постоянного тока применяют возбудитель *B* (см. рис. 12.1), который располагается на одном валу с синхронной машиной и представляет собой генератор постоянного тока, мощность которого не превышает 2÷5% от мощности синхронной машины.

При самовозбуждении для питания обмотки возбуждения постоянным выпрямленным током, получаемым от генератора, используются выпрямители.

В случае возбуждения постоянными магнитами ротор не имеет обмотки возбуждения, а его полюсы представляют собой постоянный магнит. Это дает возможность получить машину без контактных колец, а следовательно, повысить ее надежность и к. п. д.

На полюсных концевиках явно выраженных полюсов ротора имеются пазы, в которых укладывают стержни демпферной (успокоительной) короткозамкнутой обмотки, выполняемой по типу короткозамкнутой обмотки ротора асинхронных машин (см. рис. 8.5,а). Эта обмотка служит для успокоения ротора (уменьшения качаний) в генераторах, а также для пуска в синхронных двигателях.

Синхронные машины небольшой мощности иногда выполняют обращенными (по типу машин постоянного тока). У таких машин обмотка переменного тока размещается в пазах ротора и выводится к трем контактным кольцам, а обмотка возбуждения размещается на явно выраженных полюсах статора. Мощными эти машины не делаются, так как при такой конструкции через контактные кольца приходится пропускать большой переменный ток (основной ток машины) при высоком напряжении, тогда как в машинах обычного исполнения через контактные кольца ротора проходит небольшой по величине ток возбуждения при напряжении до 440 В.

Синхронные двигатели малых мощностей весьма разнообразны по конструкции.

### **§ 12.3. Принцип действия синхронного генератора**

Синхронные генераторы в зависимости от типа обмотки статора могут быть одно-, двух- и трехфазными. Наибольшее распространение получили трехфазные генераторы. На рис. 12.4 представлена электромагнитная схема такого генератора. Трехфазная обмотка статора состоит из трех однофазных обмоток, равномерно распределенных по статору и сдвинутых в пространстве на 120° относительно друг друга (рис. 12.4). Посредством первичного двигателя, в качестве которого применяются турбины (паровые или гидравлические), двигатели внутреннего сгорания или электродвигатели, ротор генератора приводится во вращение с частотой  $n_1$ .

Магнитное поле ротора, созданное постоянным током, подводимым на зажимы  $I_1$ — $I_2$  обмотки возбуждения, вращаясь вместе с ротором, пересекает проводники обмотки статора и наводит в ее фазах э. д. с.  $\dot{E}_A$ ,  $\dot{E}_B$  и  $\dot{E}_C$  одинаковой величины и частоты, но сдвинутые по фазе на  $120^\circ$  относительно друг друга. Частота наведенной э. д. с. пропорциональна частоте вращения ротора [см. (12.1)].

При подключении к выводам  $C1$ ,  $C2$  и  $C3$  обмотки статора нагрузки (потребителя энергии)  $Z_n$  в цепи генератора появляются токи  $I_A$ ,  $I_B$  и  $I_C$ . Таким образом, синхронный генератор, потребляя механическую энергию первичного двигателя, отдает электрическую энергию переменного тока.

Э. д. с. фазы обмотки статора определяется выражением

$$E_1 = 4,44 f_1 k_{w1} \Phi \omega_1,$$

(12.3)

где  $k_{w1}$ —обмоточный коэффициент обмотки статора;  $\Phi$ —вращающийся магнитный поток ротора;  $\omega_1$ —число витков фазы обмотки статора.

Обмотки статора синхронных машин делают распределенными с укороченным шагом (см. § 8.2), что способствует уменьшению амплитуды высших гармоник в кривой э. д. с., наводимой в обмотке статора.

Величина линейной э. д. с. на выходе синхронного генератора  $E_L$  зависит от схемы соединения фазных обмоток статора: при соединении в звезду  $E_L = \sqrt{3} E_1$ ; при соединении в треугольник  $E_L = E_1$ .

#### § 12.4. Магнитное поле синхронного генератора при холостом ходе и при нагрузке. Реакция якоря

Если синхронный генератор работает в режиме холостого хода, то ток в обмотке статора отсутствует и в генераторе действует лишь одна м. д. с., создаваемая током обмотки возбуждения (ротора)  $F_B$ . Эта м. д. с. создает в магнитной системе генератора магнитный поток возбуждения, направленный по оси полюсов ротора и вращающийся вместе с ротором с частотой  $n_1$ .

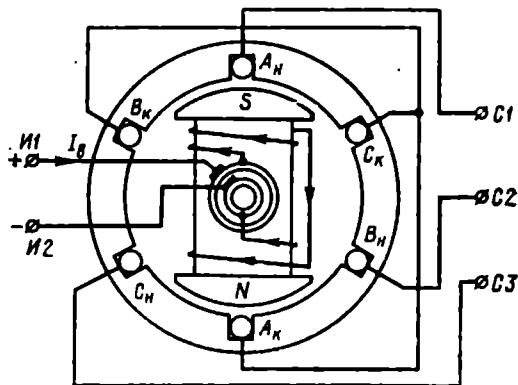


Рис. 12.4. Электромагнитная схема синхронного генератора

При подключении нагрузки  $Z_H$  в каждой фазе обмотки статора возникает переменный ток  $I_1$ , который создает м. д. с. якоря (статора)  $F_a$ . Если генератор трехфазный, то система токов  $I_1$  создает магнитное поле статора  $\Phi_a$ , вращающееся в сторону вращения ротора с синхронной частотой  $n_1$  (см. рис. 8.12).

Таким образом, при работе синхронного генератора в режиме нагрузки в нем действуют две м. д. с., которые создают соответственно два магнитных поля: возбуждения и якоря (статора).

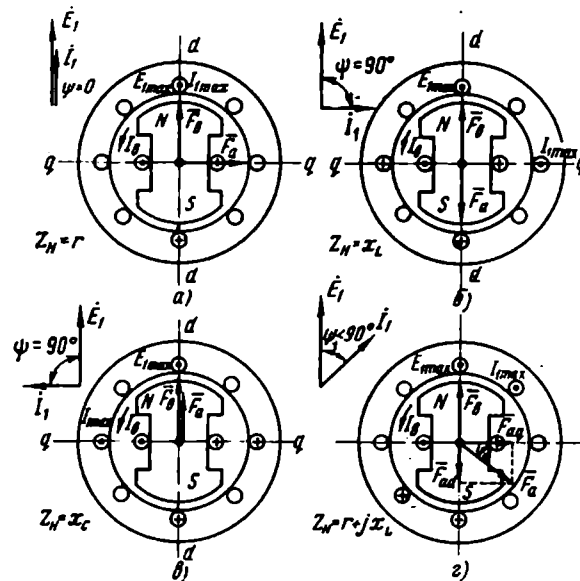


Рис. 12.5. Реакция якоря синхронного генератора

*Воздействие поля якоря на магнитное поле машины называется реакцией якоря.* Влияние реакции якоря на рабочие свойства синхронной машины зависит не только от величины тока нагрузки  $I_1$ , как это имело место в машинах постоянного тока (см. § 1.8), но и от характера нагрузки, т. е. от угла сдвига между э. д. с. машины и током статора.

Для выяснения влияния реакции якоря рассмотрим рис. 12.5.

На рис. 12.5, а изображен синхронный генератор с явно выраженными полюсами при чисто активной нагрузке. На статоре генератора расположена многофазная обмотка. При вращении ротора максимальная э. д. с.  $E_{1\max}$  наводится в проводниках, находящихся в рассматриваемый момент времени под серединой полюсов ротора. Так как ток  $I_1$  в этом случае совпадает с  $E_1$  по фазе (во времени), то максимум тока  $I_{1\max}$  будет иметь место в тех же проводниках обмотки статора. М. д. с. обмотки статора  $F_a$  всегда направлена по оси той фазы, в которой в данный момент времени ток максимален. Это значит, что м. д. с. обмотки статора будет на-

правлена перпендикулярно оси полюсов ротора, а следовательно, перпендикулярно м. д. с. возбуждения  $\bar{F}_в$ . Так же будет направлен и поток реакции якоря. Таким образом, *при чисто активной нагрузке реакция якоря (статора) поперечная — поток  $\bar{\Phi}_а$  направлен по оси  $q-q$* . Поперечная реакция якоря синхронного генератора вызывает искажение магнитного потока и оказывает такое же влияние на основное поле машины, как и реакция якоря в генераторе постоянного тока: ослабляет основное поле под набегающим краем полюса и усиливает его под сбегающим краем. Некоторое уменьшение результирующего магнитного потока по сравнению с потоком возбуждения вызывается насыщением магнитной системы генератора.

При чисто индуктивной нагрузке (рис. 12.5, б) ток  $I_1$  отстает по фазе от  $\dot{E}_1$  на четверть периода ( $90^\circ$ ). Это значит, что максимум тока  $I_{1\max}$  будет не в тех проводниках, в которых в данный момент времени э. д. с. максимальна, а в проводниках, в которых максимум  $E_1$  был на  $1/4$  периода раньше. М. д. с. статорной обмотки  $\bar{F}_а$  в этом случае будет направлена не по поперечной ( $q-q$ ), а по продольной оси машины ( $d-d$ ), совпадающей с осью полюсов. Причем м. д. с.  $\bar{F}_а$  направлена навстречу м. д. с.  $\bar{F}_в$  и оказывает на магнитное поле машины размагничивающее действие. Таким образом, *при чисто индуктивной нагрузке реакция якоря (статора) продольная размагничивающая*.

При чисто емкостной нагрузке (рис. 12.5, в) ток якоря  $I_1$  опережает по фазе  $\dot{E}_1$  на  $90^\circ$ . Это значит, что максимум тока  $I_{1\max}$  будет не в тех проводниках, в которых в данный момент э. д. с. максимальна  $E_{1\max}$ , а в проводниках, в которых максимум э. д. с. будет через  $1/4$  периода (при повороте ротора на  $90^\circ$ ). М. д. с. обмотки статора  $\bar{F}_а$  в этом случае будет направлена по продольной оси в ту же сторону, что и м. д. с. обмотки возбуждения  $\bar{F}_в$ . Таким образом, *при чисто емкостной нагрузке реакция якоря продольная намагничивающая*.

На практике рассмотренные случаи нагрузок предельного характера (чисто активной, индуктивной и емкостной) практически никогда не встречаются. Генератор имеет смешанную, чаще всего активно-индуктивную, реже активно-емкостную нагрузку.

На рис. 12.5, г рассмотрен случай активно-индуктивной нагрузки. Ток  $I_1$  отстает по фазе от э. д. с.  $\dot{E}_1$  на угол  $\psi_1 < 90^\circ$ . При такой нагрузке м. д. с. обмотки статора  $\bar{F}_а$  будет направлена под углом к оси полюсов. При этом ее можно разложить на продольную  $\bar{F}_{ад}$  и поперечную  $\bar{F}_{аq}$  составляющие:

$$\bar{F}_{ад} = F_a \sin \psi; \quad \bar{F}_{аq} = \bar{F}_а \cos \psi.$$

Продольная составляющая  $\bar{F}_{ад}$  м. д. с. обмотки якоря направлена навстречу м. д. с. полюсов  $\bar{F}_в$ , т. е. размагничивает машину.

Если машина ненасыщена, то создаваемые магнитодвижущими силами потоки прямо пропорциональны соответствующим м. д. с., и все рассуждения о м. д. с. справедливы и для потоков.

Таким образом, можно считать, что в работающем в режиме нагрузки ненасыщенном синхронном генераторе существует два магнитных потока: поток возбуждения  $\Phi_b$  и поток якоря  $\Phi_a$ , который может быть разложен на потоки якоря по продольной  $\Phi_{ad}$  и поперечной  $\Phi_{aq}$  осям. Кроме этих основных магнитных потоков в машине при нагрузке имеются еще потоки рассеяния: обмотки возбуждения  $\Phi_{\sigma b}$  и обмотки якоря (статора)  $\Phi_{\sigma a}$ . Указанные потоки сцепляются только с обмотками, которыми они создаются, и прямо пропорциональны токам этих обмоток.

### § 12.5. Основные уравнения. Векторные диаграммы

При работе генератора магнитные потоки возбуждения  $\Phi_b$ , якоря  $\Phi_a$  (статора) и рассеяния статора  $\Phi_{\sigma a}$  наводят соответственно в обмотке статора основную э. д. с.  $E_0$ , э. д. с. реакции якоря  $E_a$  и э. д. с. рассеяния  $E_{\sigma 1}$ .

Напряжение  $\dot{U}_1$  на зажимах статорной обмотки генератора при нагрузке равно сумме наведенных в обмотке статора э. д. с. минус падение напряжения на внутреннем активном сопротивлении обмотки статора  $\dot{I}_1 r_1$ :

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_{\sigma 1} - \dot{I}_1 r_1. \quad (12.4)$$

Так как поток рассеяния якоря  $\Phi_{\sigma a}$  проходит большие участки пути по воздуху, то он пропорционален току якоря ( $\Phi_{\sigma a} \equiv I_1$ ), а это значит, что  $E_{\sigma 1}$  можно выразить через ток якоря  $I_1$ :

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j \dot{I}_1 x_{\sigma 1}, \quad (12.5)$$

где  $x_{\sigma 1}$  — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря.

С учетом (12.5) уравнение напряжения (12.4) можно записать как

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_a - \dot{I}_1 r_1 - j \dot{I}_1 x_{\sigma 1}, \quad (12.6)$$

или

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_a - \dot{I}_1 Z_1, \quad (12.7)$$

где  $Z_1 = r_1 + j x_{\sigma 1}$  — полное собственное сопротивление одной фазы обмотки статора.

Уравнение напряжения можно представить в виде векторной диаграммы.

Рассмотрим векторную диаграмму неявнополюсного ненасыщенного синхронного генератора. В этом случае э. д. с. реакции якоря  $E_a$  прямо пропорциональна магнитному потоку якоря  $\Phi_a$  и может быть выражена через ток якоря  $I_1$ :



$$\dot{E}_a = -j\dot{I}_1 x_a, \quad (12.8)$$

где  $x_a$  — индуктивное сопротивление обмотки якоря, обусловленное потоком якоря.

Тогда уравнение напряжений для неявнополюсного синхронного генератора можно записать как

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 - j\dot{I}_1 x_a - j\dot{I}_1 x_{\sigma 1} - \dot{I}_1 r_1, \quad (12.9)$$

или

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 - \dot{I}_1 r_1 - j\dot{I}_1 x_c, \quad (12.10)$$

где  $x_c = x_a + x_{\sigma 1}$  — синхронное индуктивное сопротивление обмотки якоря (статора).

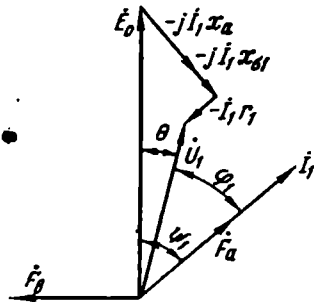


Рис. 12.6. Векторная диаграмма синхронного неявнополюсного генератора

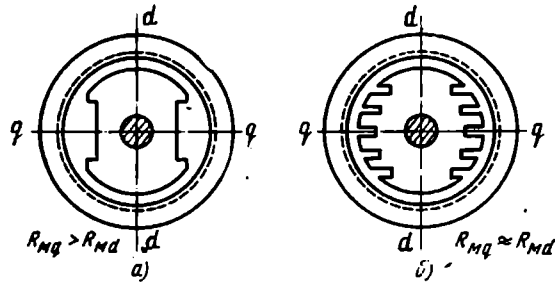


Рис. 12.7. Магнитная цепь синхронной машины

Уравнениям (12.9), (12.10) соответствует векторная диаграмма синхронного неявнополюсного генератора при активно-индуктивной нагрузке (рис. 12.6). Из этой диаграммы следует, что при активно-индуктивной нагрузке напряжение на выходе генератора  $U_1 < E_0$ , что объясняется главным образом размагничивающим влиянием реакции якоря ( $-j\dot{I}_1 x_a$ ).

В насыщенных синхронных генераторах магнитный поток не прямо пропорционален токам  $I_a$  и  $I_1$ . Уравнение (12.6) в этом случае несправедливо, ибо выделить поток реакции якоря  $\Phi_a$  из общего потока машины, а следовательно, и определить величину  $E_a$  практически невозможно. Уравнение для насыщенного неявнополюсного генератора будет иметь следующий вид:

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_\delta - j\dot{I}_1 x_{\sigma 1} - \dot{I}_1 r_1,$$

где  $E_\delta$  — э. д. с., наводимая в обмотке статора результирующим магнитным потоком  $\Phi$  в воздушном зазоре машины, который создается результирующей м. д. с.

$$\bar{F}_\delta = \bar{F}_\beta + \bar{F}_\alpha.$$

В машинах с явно выраженными полюсами (рис. 12.7, а) в отличие от машин с неявно выраженными полюсами (рис. 12.7, б) магнитные сопротивления машины в различных радиальных направлениях неодинаковы: магнитное сопротивление по поперечной оси  $R_{mq}$  больше магнитного сопротивления по продольной оси  $R_{md}$ , что объясняется значительным воздушным зазором межполюсного пространства. Именно поэтому м. д. с. якоря (статора) в явнополюсных машинах принято раскладывать на продольную и поперечную составляющие (см. рис. 12.5, з)

$$F_{ad} = F_a \sin \psi_1; \quad F_{aq} = F_a \cos \psi_1 \quad (12.11)$$

и рассматривать магнитные потоки якоря по продольной и поперечной осям

$$\Phi_{ad} = F_{ad}/R_{md}; \quad \Phi_{aq} = F_{aq}/R_{mq}. \quad (12.12)$$

Так как  $R_{md} < R_{mq}$ , то при  $F_{ad} = F_{aq}$  составляющие магнитного потока якоря неодинаковы:

$$\Phi_{ad} > \Phi_{aq}.$$

Потоки  $\Phi_{ad}$  и  $\Phi_{aq}$  наводят в обмотке статора э. д. с.  $E_{ad}$  и  $E_{aq}$ . С учетом этого уравнение напряжений для явнополюсного синхронного генератора можно записать в следующем виде [см. (12.6)]:

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} - j\dot{I}_1 x_{\sigma 1} - \dot{I}_1 r_1. \quad (12.13)$$

Уравнение напряжений явнополюсного ненасыщенного синхронного генератора может быть представлено и в другом виде. Поскольку магнитная система машины ненасыщена, имеют место следующие зависимости:

$$E_{ad} \equiv \Phi_{ad} \equiv F_{ad} \equiv F_a \sin \psi_1 \equiv \omega_1 I_1 \sin \psi_1 \equiv \omega_1 I_{1d};$$

$$E_{aq} \equiv \Phi_{aq} \equiv F_{aq} \equiv F_a \cos \psi_1 \equiv \omega_1 I_1 \cos \psi_1 \equiv \omega_1 I_{1q},$$

где  $I_{1d} = I_1 \sin \psi_1$  и  $I_{1q} = I_1 \cos \psi_1$  — продольная и поперечная составляющие тока обмотки статора (см. рис. 12.8).

С учетом приведенных уравнений э. д. с.  $E_{ad}$  и  $E_{aq}$  могут быть представлены как

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_{1d}x_{ad}; \quad \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_{1q}x_{aq}, \quad (12.14)$$

где  $x_{ad}$  и  $x_{aq}$  — индуктивные сопротивления обмотки статора, обусловленные соответственно продольной  $\Phi_{ad}$  и поперечной  $\Phi_{aq}$  составляющими магнитного потока якоря (статора).

С учетом (12.13) и (12.14) уравнение напряжений явнополюсного синхронного генератора можно записать следующим образом:

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 - jI_{1d}x_{ad} - jI_{1q}x_{aq} - jI_1x_{\sigma 1} - I_1r_1 \quad (12.15)$$

Этому уравнению соответствует векторная диаграмма синхронного явнополюсного ненасыщенного генератора при активно-индуктивной нагрузке (рис. 12.8). Из диаграммы следует, что основной причиной, уменьшающей напряжение  $U_1$  при подключении нагрузки, является э. д. с.  $E_{ad}$ , наведенная магнитным потоком якоря по продольной оси  $\Phi_{ad}$ , который оказывает на машину размагничивающее действие.

Представим ток статора как

$$I_1 = I_{1q} + I_{1d}$$

Полученное выражение подставим в (12.15):

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 - jI_{1d}x_{ad} - jI_{1q}x_{aq} - jI_{1q}x_{\sigma 1} - jI_{1d}x_{\sigma 1} - I_1r_1$$

или

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 - jI_{1d}(x_{ad} + x_{\sigma 1}) - jI_{1q}(x_{aq} + x_{\sigma 1}) - I_1r_1$$

Обозначим

$$x_{ad} + x_{\sigma 1} = x_d; \quad x_{aq} + x_{\sigma 1} = x_q, \quad (12.16)$$

тогда уравнение напряжений синхронного явнополюсного генератора приобретет вид

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 - jI_{1d}x_d - jI_{1q}x_q - I_1r_1 \quad (12.17)$$

Здесь  $x_d$  и  $x_q$  — полные индуктивные сопротивления синхронного генератора по продольной и поперечной осям.

Из векторной диаграммы, представленной на рис. 12.8, видно, что при работе синхронного генератора на активно-индуктивную нагрузку напряжение  $U_1 < E_0$ , что объясняется главным образом размагничивающим влиянием реакции якоря. Однако при работе генератора на активно-емкостную нагрузку напряжение  $U_1 > E_0$ , что объясняется подмагничивающим действием магнитного потока реакции якоря по продольной оси  $\Phi_{ad}$ .

Зависимость напряжения на выводах обмотки статора  $U_1$  от величины и характера нагрузки  $I_1$  называется *внешними характеристиками* синхронного генератора (рис. 12.9, а):

$$U_1 = f(I_1) \text{ при } i_a = \text{const}; \quad n_1 = \text{const}; \quad \cos \varphi_1 = \text{const}.$$

При чисто активной нагрузке (кривая 1) увеличение нагрузочного тока сопровождается сравнительно небольшим уменьшением напряжения, происходящим главным образом за счет падения напряжения на собственном сопротивлении обмотки статора.

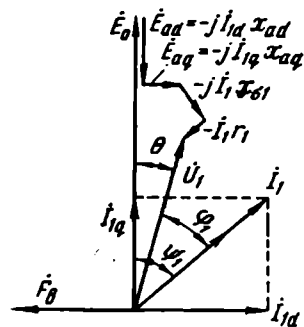


Рис. 12.8. Векторная диаграмма синхронного явнополюсного генератора

При *активно-индуктивной* нагрузке (кривая 2) увеличение тока  $I_1$  сопровождается более резким уменьшением напряжения, что объясняется главным образом размагничивающим действием реакции якоря.

При *активно-емкостной* нагрузке (кривая 3) увеличение тока  $I_1$  сопровождается ростом напряжения  $U_1$ , что объясняется намагничивающим действием реакции якоря.

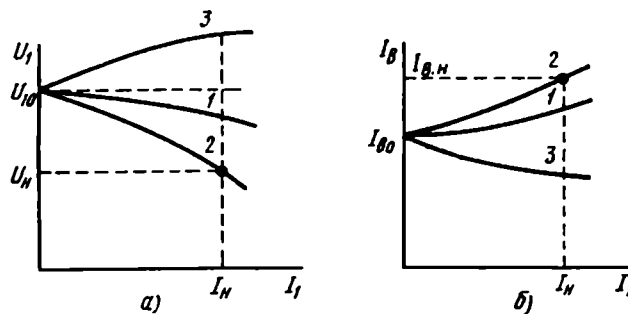


Рис. 12.9. Внешние и регулировочные характеристики синхронного генератора

На практике обычно требуется постоянное по величине напряжение. Для поддержания его постоянным при изменении нагрузки (тока  $I_1$ ) прибегают, как и в генераторах постоянного тока (см. § 4.2), к изменению магнитного потока полюсов путем изменения тока возбуждения  $I_B$ .

При увеличении тока нагрузки  $I_1$  для поддержания  $U_1$  постоянным в случае активной или индуктивной нагрузки приходится увеличивать  $I_B$ , а в случае емкостной нагрузки — уменьшать  $I_B$ . Зависимости  $I_B = f(I_1)$  при  $U_1 = \text{const}$  и  $\cos \varphi_1 = \text{const}$  называются *регулирующими характеристиками*. На рис. 12.9, б представлены регулировочные характеристики синхронного генератора при активной (1), активно-индуктивной (2) и активно-емкостной (3) нагрузках.

### § 12.6. Синхронный тахогенератор

Конструктивно синхронный тахогенератор представляет собой однофазный синхронный генератор небольшой мощности с ротором, возбуждаемым постоянными магнитами. Благодаря возбуждению постоянными магнитами в синхронном тахогенераторе нет скользящих контактов, что выгодно отличает его от тахогенератора постоянного тока. В процессе работы тахогенератора в обмотке статора наводится э. д. с.

$$E_{\text{тр}} = 4,44 f_1 \omega_1 k_{w1} \Phi = 4,44 (pn/60) \omega_1 k_{w1} \Phi = kn, \quad (12.18)$$

где  $f_1 = p\omega_1/60$  — частота э. д. с., наведенной в обмотке статора, Гц;  $\omega_1$  — число витков в обмотке статора;  $k_{\omega 1}$  — обмоточный коэффициент;  $\Phi$  — основной магнитный поток, Вб;  $k$  — постоянный коэффициент;  $n$  — частота вращения ротора, об/мин.

Из выражения (12.18) следует, что э. д. с. тахогенератора пропорциональна частоте вращения. Однако с изменением частоты вращения ротора изменяется и частота выходного напряжения.

Реактивные сопротивления зависят от частоты переменного тока:

$$x_L \equiv f_1; \quad x_C \equiv 1/f_1,$$

поэтому влияние частоты вращения ротора тахогенератора на частоту э. д. с. приводит к изменениям полного сопротивления как обмотки статора, так и внешней цепи (нагрузки). В итоге *выходная характеристика* синхронного тахогенератора  $U_{tr} = f(n)$  становится нелинейной. При этом появляется погрешность, снижающая точность работы тахогенератора. Указанный недостаток несколько ограничивает использование синхронных тахогенераторов в системах автоматики. Однако они все же применяются достаточно широко, так как при малых габаритах имеют значительную по величине мощность на выходе.

## ГЛАВА XIII. СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

### § 13.1. Принцип действия трехфазных синхронных двигателей

При включении в сеть трехфазной обмотки статора в синхронной машине возникает вращающееся магнитное поле, частота вращения которого  $n_1$  пропорциональна частоте тока в сети  $f_1$ :

$$n_1 = f_1 60/p.$$

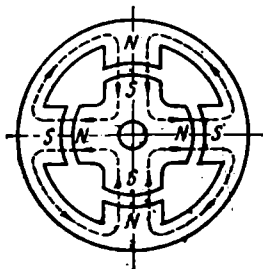


Рис. 13.1. Модель синхронного двигателя

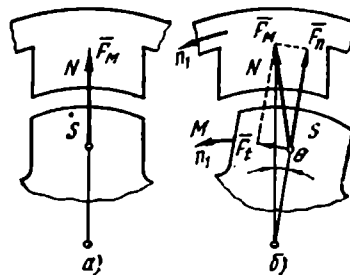


Рис. 13.2. Принцип действия синхронного двигателя

Принцип работы синхронного двигателя рассмотрим на примере модели, представляющей собой две разделенные воздушным зазором системы полюсов: внешнюю и внутреннюю (рис. 13.1). Внутренняя система (ротор) расположена на валу и может вращаться.

Если внешняя система полюсов неподвижна, то благодаря силам взаимного притяжения внутренняя система расположится так, что ее полюсы будут находиться под полюсами внешней системы противоположной полярности. При этом силы, действующие на полюсы внутренней магнитной системы  $\vec{F}_m$ , не будут создавать электромагнитного момента (рис. 13.2, а), так как они направлены по оси полюсов.

Если же внешнюю систему полюсов вращать с небольшой частотой  $n_1$ , то в первоначальный момент внешняя система сместится относительно внутренней системы на некоторый угол  $\theta$  (рис. 13.2, б). В результате сила  $\vec{F}_m$  также повернется относительно оси полюса ротора. Теперь эту силу можно рассматривать как сумму двух составляющих:  $\vec{F}_m = \vec{F}_n + \vec{F}_t$ , при этом нормальная составляющая  $\vec{F}_n$  будет направлена по оси полюса ротора, а тангенциальная составляющая  $\vec{F}_t$ , направленная перпендикулярно оси полюса ротора, создаст вращающий момент. Совокупность сил  $\vec{F}_t$ , действующих на все полюсы ротора (внутренней системы), создаст электромагнитный момент  $M$ , который приведет ротор во вращение с синхронной частотой  $n_1$ . Таким образом, внутренняя система полюсов будет вращаться синхронно с внешней системой.

Трехфазный синхронный двигатель отличается от рассмотренной модели тем, что вместо внешней системы полюсов в нем имеется статор с обмоткой, которая при включении в сеть создает вращающееся магнитное поле с тем же числом полюсов, что и на роторе. Благодаря магнитной связи этого поля с полюсами ротора возникает электромагнитный момент. В результате электрическая энергия, поступающая из сети в обмотку статора синхронного двигателя, преобразуется в механическую энергию вращения ротора.

Ротор синхронного двигателя может вращаться лишь с частотой, равной частоте вращения поля статора. Действительно, если предположить, что ротор двигателя вращается с частотой, отличной от частоты вращения поля статора, то в некоторые моменты времени полюсы ротора будут находиться под одноименными полюсами поля статора, что приведет к исчезновению тангенциальных составляющих сил  $F_t$ , создающих электромагнитный момент. А в отдельные моменты времени силы  $F_t$  будут приобретать направление, при котором электромагнитный момент окажется направленным в сторону, противоположную направлению вращения поля статора. В результате ротор вращаться не будет.

Свойство синхронных двигателей работать с синхронной частотой является их особенностью и преимуществом по сравнению с двигателями других типов. По конструкции синхронные двигатели принципиально не отличаются от синхронных генераторов с демпферной обмоткой на полюсах.

Большое распространение в системах автоматики получили синхронные двигатели, у которых полюсы ротора возбуждаются постоянными магнитами. Такие двигатели не требуют постоянного тока для возбуждения, имеют более высокий к. п. д. (из-за отсутствия потерь на возбуждение) и надежнее в эксплуатации, так как не имеют контактных колец и щеток.

### § 13.2. Пуск синхронных двигателей

Существенным недостатком синхронных двигателей является отсутствие у них пускового момента. Инерционность ротора не позволяет ему сразу (мгновенно) развить частоту вращения, равную частоте вращения поля, которая устанавливается, как только в обмотке статора появляется ток. В результате над полюсами ротора проходят полюсы поля статора разной полярности, а поэтому между полем статора и полюсами ротора не возникает устойчивой магнитной связи, способной создать электромагнитный момент, действующий в одном направлении.

Для пуска синхронного двигателя необходимо предварительно привести ротор во вращение с частотой, близкой к синхронной. В этом случае при медленном перемещении поля относительно ротора ротор втягивается в синхронизм, т. е. начинает вращаться с частотой вращения поля — с синхронной частотой.

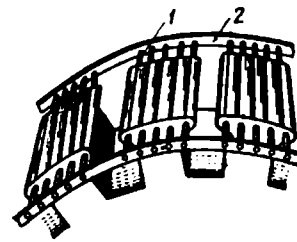


Рис. 13.3. Пусковая обмотка синхронного двигателя

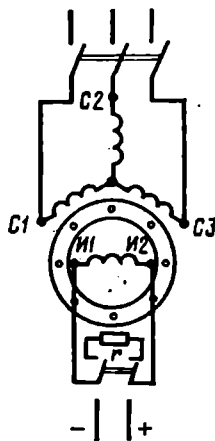


Рис. 13.4. Схема включения синхронного двигателя при асинхронном пуске

Для получения пускового момента в специальных пазах полюсных наконечников ротора синхронного двигателя располагают короткозамкнутую обмотку, называемую *пусковой*. Эта обмотка представляет собой ряд стержней 1, выполненных из немагнитного электропроводящего материала (меди, латуни и т. п.), замкнутых с обеих сторон короткозамыкающими кольцами или пластинами 2 (рис. 13.3). Она подобна короткозамкнутой обмотке ротора асинхронного двигателя (см. рис. 8.2, а).

Пуск синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением осуществляется в следующем порядке. Замкнув обмотку возбуждения на сопротивление  $r$  (рис. 13.4), подключают к сети обмотку статора. Вращающееся поле статора наводит в пусковой обмотке э. д. с., которые создают в стержнях обмотки токи. В результате взаимодействия этих токов с вращающимся полем статора образуется вращающий момент, который приводит ротор двигателя во вращение. Таким

образом, в период пуска синхронный двигатель работает как асинхронный (см. § 8.4). Рассмотренный способ пуска в ход синхронного двигателя называется *асинхронным*. После того как частота вращения ротора достигнет величины, близкой к синхронной ( $n_2 \approx 0,95n_1$ ), обмотку возбуждения подключают к источнику постоянного тока, и возбужденный ротор втягивается в синхронизм — двигатель начинает работать как синхронный.

Максимальный момент сопротивления (нагрузки), при котором ротор еще втягивается в синхронизм, называется *моментом входа двигателя в синхронизм*  $M_{вх}$ .

Следует обратить внимание на то, что в процессе асинхронного пуска двигатель должен быть невозбужденным. В противном случае магнитный поток возбуждения наведет в обмотке статора э. д. с., которая создаст ток. Взаимодействие последнего с полем ротора образует тормозящий момент (см. рис. 13.10), ухудшающий пусковые свойства синхронных двигателей с постоянными магнитами (см. § 13.5). Кроме того, в процессе пуска двигателя нельзя оставлять разомкнутой обмотку возбуждения, так как вращающееся поле статора в начальный момент пуска наводит в обмотке возбуждения э. д. с., величина которой может оказаться опасной для изоляции обмотки. Для предотвращения этого обмотку возбуждения перед пуском двигателя в ход замыкают на активное сопротивление  $r$ , примерно в десять раз большее сопротивления обмотки возбуждения.

Величина пускового момента при асинхронном пуске зависит от активного сопротивления пусковой обмотки (см. § 8.9).

Кроме рассмотренного асинхронного пуска, синхронные двигатели могут быть пущены в ход еще двумя способами: с помощью *вспомогательного (разгонного) двигателя* и плавным повышением частоты тока — *частотный пуск*.

В первом случае ротор синхронного двигателя разгоняется до частоты вращения, близкой к синхронной, вспомогательным двигателем, который после входа синхронного двигателя в синхронизм отключается от сети.

Во втором случае частота вращения ротора двигателя постепенно доводится до синхронной путем плавного повышения частоты питающего напряжения  $f_1$  от нуля до номинальной.

Оба последних способа пуска на практике применяются сравнительно редко.

### § 13.3. Электромагнитный момент синхронного двигателя

Электромагнитный момент (Н·м) синхронного двигателя с явнополюсным ротором определяется выражением

$$M = \frac{m_1 E_0 U_1}{\omega_1 x_d} \sin \theta + \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1^2} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta, \quad (13.1)$$



где  $m_1$  — число фаз обмотки статора;  $E_0$  — э. д. с. обмотки статора,  $E_0 \equiv \Phi_{\text{в}}$ , В;  $U_1$  — напряжение (фазное), подведенное к обмотке статора, В;  $x_d = x_{ad} + x_{\sigma 1}$  и  $x_q = x_{aq} + x_{\sigma 1}$  — индуктивные сопротивления обмотки статора по продольной и поперечной осям, Ом;  $\theta$  — угол между осью результирующего магнитного потока и осью полюсов ротора, град;  $\omega_1$  — угловая синхронная скорость:

$$\omega_1 = 2\pi n_1 / 60.$$

Анализ выражения (13.1) показывает, что электромагнитный момент синхронного двигателя с явнополюсным ротором представляет собой сумму двух моментов — основного момента

$$M_{\text{осн}} = \frac{m_1 E_0 U_1}{\omega_1 x_d} \sin \theta \quad (13.2)$$

и реактивного момента

$$\rightarrow M_{\text{р}} = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta. \quad (13.3)$$

Основной момент  $M_{\text{осн}}$  зависит от величины магнитного потока возбуждения ( $E_0 \equiv \Phi_{\text{в}}$ ) и от напряжения питания  $U_1$ . Реактивный момент не зависит от  $\Phi_{\text{в}}$ , поэтому он имеет место даже при отсутствии возбуждения синхронной машины.

Таким образом, результирующий электромагнитный момент синхронного двигателя

$$M = M_{\text{осн}} + M_{\text{р}}.$$

Появление реактивного момента обусловлено разностью магнитных сопротивлений явнополюсной синхронной машины по продольной и поперечной осям (см. рис. 12.7, а). Даже при отсутствии возбуждения в синхронной явнополюсной машине магнитное поле статора за счет притяжения явно выраженных полюсов ротора создает силы  $F_{\text{м}}$ , тангенциальные составляющие которых  $F_t$  стремятся повернуть ротор в положение, при котором магнитный поток статора имеет на своем пути минимальное магнитное сопротивление (рис. 13.5). Магнитное поле статора вращается, а поэтому между осью полюса и осью потока статора появляется пространственный угол сдвига  $\theta$ , который и обуславливает появление составляющей  $F_t$ . Совокупность сил  $F_t$ , действующих на каждый полюс ротора, создает реактивный момент  $M_{\text{р}}$ , направленный в сторону вращения поля статора.

Если ротор двигателя неявнополюсный ( $x_d = x_q$ ), то реактивного момента не возникает, так как магнитное сопротивление ротора по продольной и поперечной осям одинаково (см. рис. 12.7, б).

Из выражений (13.2) и (13.3) следует, что как основной, так и реактивный моменты зависят от угла  $\theta$  (рис. 13.6). Зависимость

основного момента  $M_{осн}$  от угла  $\theta$  представляет собой синусоиду с максимальным значением момента при  $\theta=90^\circ$ . Зависимость реактивного момента  $M_p=f(\theta)$  также синусоидальна, но с двумя максимальными значениями момента в пределах изменения угла  $\theta$  от 0 до  $180^\circ$ : положительным (при  $\theta=45^\circ$ ) и отрицательным (при  $\theta=135^\circ$ ). Зависимость электромагнитного момента  $M=f(\theta)$ , полученная путем сложения составляющих моментов, называется *угловой характеристикой синхронного двигателя*.

С увеличением нагрузочного момента растет угол сдвига между осью потока статора и осью полюсов ротора (угол  $\theta$ ). В этом слу-

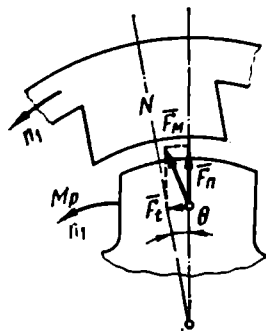


Рис. 13.5. К понятию о реактивном моменте

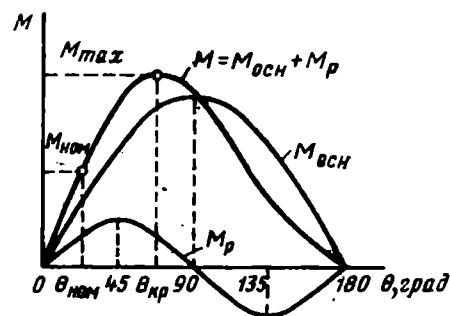


Рис. 13.6. Угловая характеристика синхронного двигателя

чае увеличивается электромагнитный момент  $M$ . При угле  $\theta$ , равном некоторому критическому значению  $\theta_{кр}$ , электромагнитный момент становится максимальным  $M_{max}$ . Дальнейший рост нагрузки (угла  $\theta$ ) обуславливает уменьшение электромагнитного момента. При этом неуравновешенная часть нагрузочного момента вызывает снижение частоты вращения ротора, что ведет к «выпадению» двигателя из синхронизма и к его остановке.

Таким образом, работа синхронного двигателя будет устойчивой лишь при нагрузках, соответствующих значениям угла  $\theta$ , не превышающим  $\theta_{кр}=70\div 90^\circ$ . Максимальный момент синхронного двигателя принято называть *моментом выхода из синхронизма*.

Отношение максимального электромагнитного момента к номинальному называется *перегрузочной способностью* синхронного двигателя. Обычно перегрузочная способность синхронных двигателей  $M_{max}/M_{ном}=2\div 3$ .

Если ротор синхронного двигателя неявнополюсный, то момент двигателя  $M$  равен основному моменту  $M_{осн}$ , так как вследствие равенства  $x_d$  и  $x_q$  реактивный момент в этом случае равен нулю.

Угловая характеристика такого двигателя представляет собой синусоиду (рис. 13.6, кривая  $M_{осн}$ ).

### § 13.4. Рабочие характеристики синхронных двигателей

Рабочие характеристики синхронного двигателя (рис. 13.7) представляют собой зависимости частоты вращения  $n_1$ , потребляемого тока  $I_1$ , полезного момента  $M_2$  и коэффициента мощности  $\cos \varphi_1$  от полезной мощности  $P_2$  при неизменных напряжении  $U_1$ , частоте сети  $f_1$ , а также величине тока возбуждения  $I_{в.н}$ .

Большой интерес представляет возможность повышения коэффициента мощности синхронного двигателя изменением тока в обмотке возбуждения. В процессе работы синхронного двигателя в обмотке статора наводится э. д. с.  $E_1$ , величина которой приблизительно равна напряжению  $U_1$ . При неизменном напряжении  $U_1$  можно считать, что э. д. с.  $E_1$  также неизменна:  $U_1 \approx (-E_1) = \text{const}$ . Э. д. с.  $E_1 = 4,44 f_1 \omega_1 k_{\omega 1} \Phi$  наводится результирующим магнитным потоком машины  $\Phi$ , который в синхронной машине создается совместным действием двух м. д. с.: обмотки возбуждения  $F_{в}$  и обмотки статора  $F_{а}$ , и при работе машины практически не изменяется.

Следовательно, если изменять м. д. с. возбуждения  $F_{в}$ , то м. д. с. статора  $F_{а}$  будет также изменяться, ибо их сумма должна остаться неизменной:  $F_{в} + F_{а} \approx \text{const}$ . Иными словами, если постепенно увеличивать ток возбуждения, то м. д. с.  $F_{в}$  будет возрастать, а  $F_{а}$  — уменьшаться. Уменьшение  $F_{а}$  может произойти лишь за счет уменьшения  $I_1$ , а точнее — его реактивной (индуктивной) составляющей — намагничивающего тока, так как число витков  $\omega_1$  обмотки статора остается неизменным. Уменьшение реактивной составляющей тока  $I_1$  вызовет повышение коэффициента мощности  $\cos \varphi_1$ . Постепенно увеличивая ток возбуждения, можно добиться такого положения, когда ток  $I_1$  не будет иметь реактивной составляющей, т. е. станет чисто активным. В этом случае коэффициент мощности двигателя  $\cos \varphi_1 = 1$ .

При дальнейшем увеличении тока возбуждения (при перевозбуждении), когда магнитный поток возбуждения  $\Phi_{в}$  становится больше, чем это необходимо для наведения э. д. с.  $E_1$ , в составе тока вновь появится реактивная составляющая. Однако теперь эта составляющая тока является *размагничивающей*, т. е. она опережает по фазе напряжение  $U_1$  (емкостный ток). Это, как и при недовозбуждении, приводит к уменьшению  $\cos \varphi_1$  двигателя.

Зависимость  $I_1$  от тока возбуждения для различных значений нагрузки  $P_2$  представлена U-образными кривыми синхронного двигателя (рис. 13.8). Ток возбуждения  $I_{в.н}$  соответ-

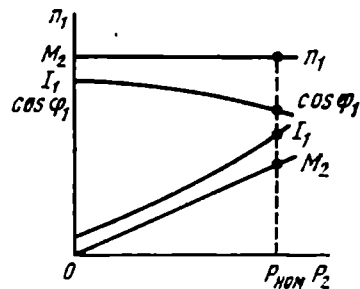


Рис. 13.7. Рабочие характеристики синхронного двигателя

стует коэффициенту мощности двигателя  $\cos \varphi_n = 1$ . При значениях тока возбуждения  $I_B < I_{B.n}$  или  $I_B > I_{B.n}$  коэффициент мощности  $\cos \varphi_1 < 1$ .

При *недовозбуждении* ( $I_B < I_{B.n}$ ) двигатель работает с отстающим током, т. е. для сети является индуктивностью, а при *перевозбуждении* ( $I_B > I_{B.n}$ ) — с опережающим током, т. е. для сети является емкостью.

Возможность изменения  $\cos \varphi_1$  синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением за счет изменения тока возбуждения является весьма ценным качеством.

### § 13.5. Синхронные двигатели с постоянными магнитами

Синхронный двигатель с постоянными магнитами отличается от двигателя с обмоткой возбуждения тем, что магнитное поле ротора создается здесь за счет постоянных магнитов. Двигатель не имеет скользящих контактов, не требует источника питания постоянного тока и в то же время по своим пусковым и рабочим свойствам весьма близок к двигателю с обмоткой возбуждения постоянного тока.

Роторы двигателей с постоянными магнитами сочетают в себе элементы синхронных двигателей (постоянные магниты) и элементы асинхронных двигателей (короткозамкнутую обмотку, выполненную в виде беличьей клетки).

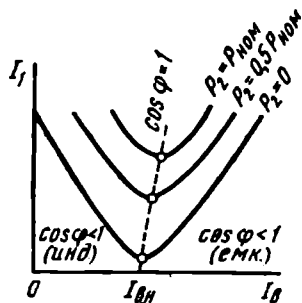


Рис. 13.8. U-образные характеристики синхронного двигателя

В настоящее время получили распространение две конструкции роторов с постоянными магнитами: в первой из них (рис. 13.9, а) постоянный магнит 1 и шихтованный сердечник 2 с короткозамкнутой обмоткой располагаются в расточке статора 3 радиально; во второй (рис. 13.9, б) — аксиально. Роторы последней конструкции обычно применяются для многополюсных машин с малым внутренним диаметром статора в тех случаях, когда выполнение лучшей в электромагнитном отношении первой конструкции затруднительно.

При пуске двигатель работает как асинхронный — его момент создается за счет взаимодействия вращающегося поля с наведенными им токами в короткозамкнутой обмотке ротора. При частоте вращения, близкой к синхронной, ротор за счет взаимодействия поля постоянных магнитов с вращающимся магнитным полем статора втягивается в синхронизм и в дальнейшем работает с синхронной частотой вращения.

Особенность процесса пуска в ход двигателей состоит в том, что они пускаются в возбужденном состоянии, в то время как при пуске в ход двигателей с электромагнитным возбуждением обмотку возбуждения отключают от источника постоянного тока (см. § 13.2).

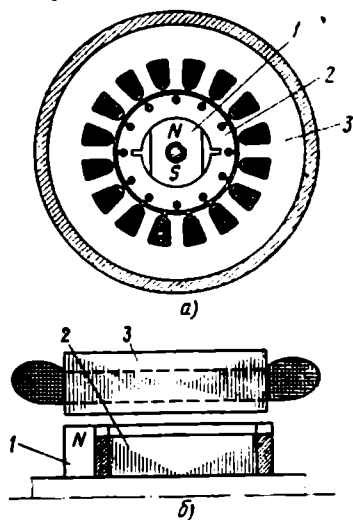


Рис. 13.9. Роторы синхронных двигателей с постоянными магнитами

В процессе разгона ротора (под действием асинхронного момента) магнитное поле постоянных магнитов наводит в обмотках статора э. д. с., которая не уравновешивается напряжением источника питания, так как ее частота  $f_2 = p n_2 / 60$  при

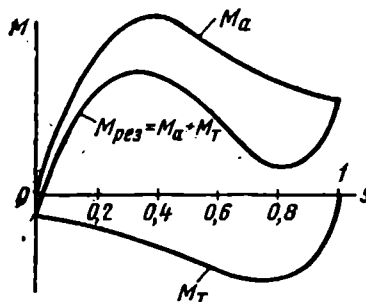


Рис. 13.10. Механические характеристики синхронного двигателя с постоянными магнитами в асинхронном режиме

$n_2 < n_1$  не равна частоте источника  $f_1 = p n_1 / 60$ . Под действием этой э. д. с. в цепи обмотки статора возникают токи, которые взаимодействуют с полем ротора и создают тормозной (генераторный) момент  $M_T$ , направленный встречно полезному асинхронному моменту  $M_a$ . Это несколько ухудшает пусковые свойства двигателей с постоянными магнитами (рис. 13.10) и требует особого внимания при проектировании — правильного выбора параметров двигателя и прежде всего степени возбужденности постоянных магнитов.

Дело в том, что увеличение возбужденности постоянных магнитов, с одной стороны, способствует повышению момента (а следовательно, и механической мощности) в синхронном режиме, а с другой — способствует возрастанию тормозного момента при пуске, т. е. ухудшению пусковых свойств. При неправильном выборе степени возбужденности двигатель либо не будет пускаться (вследствие большого тормозного момента), либо не будет развивать должной механической мощности в синхронном режиме.

Синхронные двигатели с постоянными магнитами получили довольно широкое распространение вследствие хороших пусковых и рабочих свойств. Эти двигатели надежны в работе, имеют постоянную мгновенную частоту вращения (за один оборот), высокие к. п. д. и  $\cos \phi$ .

**§ 14.1. Принцип действия  
и устройство реактивного двигателя**

Реактивный двигатель, в отличие от рассмотренного (см. гл. XIII) двигателя, не имеет обмотки возбуждения. Его основной магнитный поток создается за счет намагничивающего тока обмотки статора. В двух- и трехфазных двигателях обмотка статора создает вращающееся магнитное поле.

Анализ выражения (13.1) показывает, что при отсутствии магнитного потока возбуждения полюсов ротора ( $E_0=0$ ) первое слагаемое, представляющее собой основной момент, равно нулю.

Таким образом, в реактивном двигателе действует лишь реактивный момент [см. (13.3)]

$$M_p = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta,$$

который и приводит ротор двигателя во вращение с синхронной частотой вращения  $n_1$ .

Необходимым условием возникновения реактивного момента является неравенство индуктивных сопротивлений обмотки статора по продольной и поперечной осям ( $x_d > x_q$ ), что имеет место лишь при явнополюсном роторе. Следовательно, ротор реактивного двигателя обязательно должен быть явнополюсным.

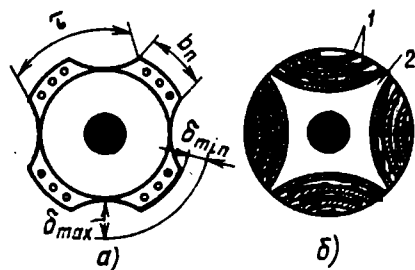


Рис. 14.1. Типы роторов реактивных двигателей

Конструктивно реактивный двигатель отличается от асинхронного лишь ротором. Наиболее часто в реактивных двигателях применяется ротор, устройство которого представлено на рис. 14.1, а. Этот ротор отличается от короткозамкнутого ротора асинхронного двигателя лишь наличием впадин-вырезов на цилиндрической поверхности, образующих явно выраженные полюсы. Короткозамкнутая обмотка ротора, выполненная по типу беличьей клетки,

обеспечивает асинхронный пуск реактивного двигателя.

В реактивных двигателях, предназначенных для работы в схемах синхронной связи, ротор изготавливают из алюминия 2, в который при отливке закладывают полосы из стали 1 (рис. 14.1, б).

В системах автоматики часто применяют однофазные реактивные двигатели. Обмотку статора этих двигателей выполняют такой же, как и у асинхронных конденсаторных электродвигателей, и включают по аналогичным схемам (см. § 9.5).

## § 14.2. Вращающий момент реактивного двигателя

Вращение ротора реактивного двигателя осуществляется под действием реактивного момента, причина возникновения которого была рассмотрена ранее (см. § 13.3). Из выражения, определяющего величину реактивного момента, следует, что максимальное значение момента  $M_{p \max}$  наступает при нагрузке, соответствующей углу  $\theta_{кр} = 45^\circ$  (рис. 14.2, кривая 1).

Однако выражение (13.3) не учитывает влияния активного сопротивления обмотки статора на зависимость  $M_p = f(\theta)$ , которое в реактивных двигателях малой мощности довольно значительно. Под влиянием активного сопротивления обмотки статора максимальное значение реактивного момента наступает при  $\theta_{кр} < 45^\circ$  ( $\theta_{кр} = 30 \div 40^\circ$ ). Это увеличивает крутизну кривой  $M_p = f(\theta)$  в ее начальной части (рис. 14.2, кривая 2), а следовательно, повышает величину удельного синхронизирующего момента  $M_{уд}$ .

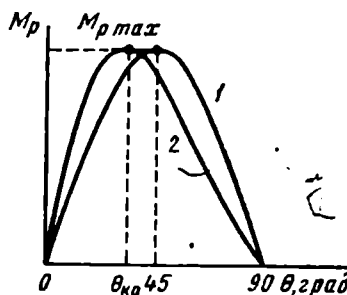


Рис. 14.2. Угловая характеристика реактивного двигателя

Удельный синхронизирующий момент — это момент, приходящийся на  $1^\circ$  угла  $\theta$

$$M_{уд} = \Delta M_p / \Delta \theta$$

и определяющий устойчивость работы реактивного двигателя.

Максимальный момент реактивного двигателя принято называть *моментом выхода из синхронизма*. Дело в том, что если нагрузка на валу двигателя достигнет значения, при котором угол  $\theta > \theta_{кр}$ , произойдет «выпадение» двигателя из синхронизма. В этом случае ротор двигателя либо останавливается, либо продолжает вращаться асинхронно под действием электромагнитного момента, создаваемого токами пусковой короткозамкнутой обмотки.

Из выражения (13.3) видно, что величина реактивного момента пропорциональна квадрату подводимого к двигателю напряжения ( $M_p \equiv U_1^2$ ). Следовательно, реактивные двигатели весьма чувствительны к колебаниям напряжения сети.

Представим индуктивные сопротивления обмотки статора по продольной  $x_d$  и поперечной  $x_q$  осям в виде

$$x_d = 2\pi f_1 L_d; \quad x_q = 2\pi f_1 L_q, \quad (14.1)$$

где  $L_d$  и  $L_q$  — индуктивности обмотки статора по продольной и поперечной осям:

$$L_d = \omega_1^2 \Lambda_d; \quad L_q = \omega_1^2 \Lambda_q, \quad (14.2)$$

причем  $\Lambda_d$  и  $\Lambda_q$  — магнитные проводимости по продольной и поперечной осям машины.

Подставив выражения (14.1) и (14.2) в (13.3), получим формулу реактивного момента:

$$M_p = \frac{m_1 U_1^2}{4\pi f_1 \omega_1^2} (R_{mq} - R_{md}) \sin 2\theta, \quad (14.3)$$

где  $R_{mq} = 1/\Lambda_q$  и  $R_{md} = 1/\Lambda_d$  — магнитные сопротивления по поперечной и продольной осям машины.

Из формулы (14.3) следует, что реактивный момент пропорционален разности магнитных сопротивлений по поперечной  $R_{mq}$  и продольной  $R_{md}$  осям машины.

С углублением впадин на роторе (см. рис. 14.1, а) возрастает разность магнитных сопротивлений по поперечной и продольной

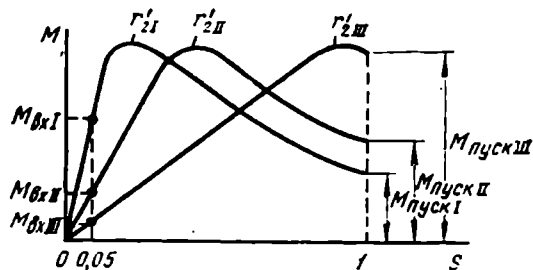


Рис. 14.3. Влияние  $r'_2$  пусковой клетки реактивного двигателя на  $M_{пуск}$  и  $M_{вх}$

осям и реактивный момент увеличивается, а следовательно, увеличивается и момент выхода из синхронизма.

Однако углубление впадин на роторе целесообразно лишь до определенного предела, так как с увеличением глубины впадин возрастает средняя величина воздушного зазора. Это ведет к уменьшению вращающего момента в

пусковом асинхронном режиме. Последнее приводит к снижению пускового момента и момента входа двигателя в синхронизм — наибольшего момента сопротивления, при котором ротор двигателя еще втягивается в синхронизм. Для втягивания в синхронизм необходима частота вращения ротора не менее  $0,95 n_1$ , т. е. скольжение  $s \leq 0,05$ .

На рис. 14.3 показан ряд зависимостей электромагнитного момента от скольжения при разных значениях активного сопротивления пусковой клетки, причем  $r'_{2I} < r'_{2II} < r'_{2III}$ . Величина момента входа в синхронизм определяется скольжением  $s = 0,05$ . Из сделанных на рисунке построений видно, что чем больше активное сопротивление пусковой клетки, тем меньше момент входа в синхронизм.

Установлено, что наилучшие соотношения между максимальным моментом (моментом выхода из синхронизма), начальным пусковым моментом и моментом входа в синхронизм получаются при следующих отношениях полюсной дуги  $b_p$  к полюсному делению  $\tau$  и максимального воздушного зазора  $\delta_{max}$  к минимальному  $\delta_{min}$  (см. рис. 14.1, а):

$$b_p/\tau = 0,5 + 0,6; \quad \delta_{max}/\delta_{min} = 10 + 12.$$



Существенный недостаток реактивных двигателей — низкий коэффициент мощности, что обусловлено значительной величиной намагничивающей составляющей тока статора.

Напомним, что в реактивном двигателе магнитный поток создается исключительно током статора; кроме того, среднее значение воздушного зазора из-за наличия впадин на роторе достаточно велико, что ведет к повышению сопротивления магнитной цепи машины. Указанные обстоятельства являются также причиной низкого к. п. д., который в двигателях мощностью в несколько десятков ватт обычно составляет 30–40%, а в двигателях мощностью до 10 Вт — не превышает 20%.

По габаритам реактивные двигатели больше синхронных и асинхронных двигателей обычного типа, что объясняется низким к. п. д., малым  $\cos \varphi_1$  и небольшой величиной реактивного момента.

В последнее время появились синхронные реактивные двигатели, у которых значительная разность магнитных сопротивлений по поперечной и продольной осям создается не за счет глубины межполюсных впадин, а за счет внутренних вырезов 1 в шихтованном сердечнике 2 ротора (рис. 14.4). Эти вырезы обычно заливаются алюминисм. Такие двигатели обладают повышенными пусковыми и рабочими свойствами.

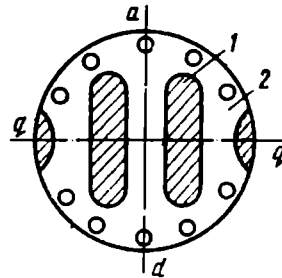


Рис. 14.4. Ротор реактивного двигателя с внутренними вырезами

### § 14.3. Тихоходный редукторный двигатель реактивного типа

Редукторные двигатели весьма разнообразны как по устройству, так и по принципу действия. Их особенностью является то, что они работают не на первой (основной), а на высших гармониках вращающегося магнитного поля, частота вращения которых в пространстве значительно меньше частоты вращения первой гармоники этого поля\*.

Рассмотрим редукторный двигатель реактивного типа. На рис. 14.5 представлена магнитная система такого двигателя. Статор и ротор двигателя набирают из изолированных листов электротехнической стали, в которых делают открытые пазы (на рисунке пазы полукруглые, в реальных двигателях они прямоугольные). В пазах статора располагают трехфазную (или двухфазную) обмотку, которая создает вращающееся магнитное поле. Число

\* Пространственная гармоника  $\nu$  вращающегося поля изменяется с частотой  $f_1$ , но имеет в  $\nu$  раз большее число пар полюсов (по сравнению с первой гармоникой поля):

$$n_\nu = f_1 60 / (\nu v) = n_1 / \nu$$

зубцов статора  $Z_1=8$  (обозначены 1, ..., 8), а ротора  $Z_2=10$  (обозначены 1', ..., 10'). В общем случае разность  $Z_2-Z_1$  должна быть равна четному числу.

Рассмотрим упрощенно, без разложения поля на высшие гармоники, принцип действия редукторного двигателя. Допустим, что поток статора вращается по часовой стрелке и в рассматриваемый

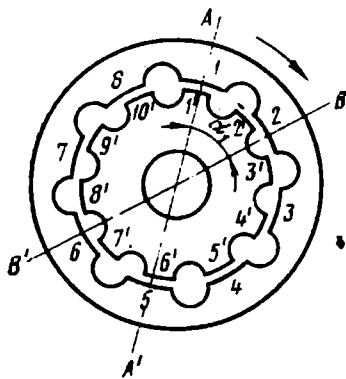


Рис. 14.5. Редукторный двигатель реактивного типа

момент направлен по оси  $AA'$ , проходящей через зубцы статора 1 и 5. Ротор при этом занимает положение, соответствующее минимальному магнитному сопротивлению на пути потока; его зубцы 1' и 6' располагаются против зубцов статора 1 и 5. В следующий момент времени магнитный поток, повернувшись на одно зубцовое деление статора, соответствующее углу  $\alpha_1=360^\circ/Z_1$ , будет направлен по оси  $BB'$ . Ротор, стремясь занять положение, при котором сопротивление потоку было бы минимальным, также поворачивается на некоторый угол  $\alpha_2$ , так что под зубцами статора 2 и 6 расположатся зубцы ротора 2' и 7'.

При этом угол поворота ротора  $\alpha_2$  будет меньше угла поворота магнитного потока статора  $\alpha_1$  на величину  $360^\circ/Z_2$ :

$$\alpha_2 = 360^\circ/Z_1 - 360^\circ/Z_2. \quad (14.4)$$

Для конструкции, представленной на рис. 14.5, угол поворота ротора

$$\alpha_2 = 360^\circ/8 - 360^\circ/10 = 9^\circ.$$

Таким образом, при повороте потока статора на  $360^\circ$  (на восемь зубцовых делений статора) ротор повернется лишь на  $72^\circ$ , т. е. ротор двигателя будет вращаться с частотой, в пять ( $360/72=5$ ) раз меньшей частоты вращения потока статора.

В общем случае частота вращения ротора

$$n_2 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2} \cdot \frac{f_1 \cdot 60}{p}, \quad (14.5)$$

где  $p$  — число пар полюсов обмотки статора.

Например, если обмотка статора двигателя (рис. 14.5) имеет  $2p=2$  полюса и включена в сеть с частотой  $f_1=50$  Гц, то частота вращения ротора

$$n_2 = \frac{10-8}{10} \cdot \frac{50 \cdot 60}{1} = 600 \text{ об/мин.}$$

Обычно реактивные двигатели с зубчатым ротором изготавливают на малые частоты вращения. Например, при  $f_1=50$  Гц,  $2p=2$ ,  $Z_1=198$ ;  $Z_2=200$  частота вращения ротора

$$n_2 = \frac{200 - 198}{200} \cdot \frac{50 \cdot 60}{1} = 30 \text{ об/мин.}$$

Таким образом, при питании от сети промышленной частоты рассматриваемый двигатель дает возможность без каких-либо дополнительных устройств (редукторов) получить небольшие частоты вращения. Именно благодаря этому свойству двигателя называют редукторными.

#### § 14.4. Гистерезисный двигатель

Работа гистерезисного двигателя основана на действии *гистерезисного момента*. Для выяснения физической сущности возникновения этого момента обратимся к рис. 14.6, где показаны два полюса постоянного магнита (поле статора); между ними расположен цилиндр (ротор) из магнитно-твердого материала. Под действием

внешнего магнитного поля ротор намагничивается. На стороне, обращенной к северному полюсу постоянного магнита, возбуждается южный полюс, а на стороне ротора, обращенной к южному полюсу постоянного магнита, — северный полюс. На ротор начинают действовать силы  $\vec{F}_m$ , направленные радиально к его поверхности (рис. 14.6, а). Если полюсы постоянного магнита вращать вокруг ротора, то вследствие явления магнитного запаздывания (гистерезиса) активная часть ротора не будет перемагничиваться одновременно с изменением

направления вращающегося магнитного поля, и между осью поля ротора и осью внешнего поля появится угол  $\gamma$ . Силы  $\vec{F}_m$ , действующие на ротор, изменяют свое направление также на угол  $\gamma$ , а тангенциальные составляющие этих сил  $\vec{F}_t$  создадут гистерезисный момент  $M_r$  (рис. 14.6, б).

Явление магнитного запаздывания заключается в том, что частицы ферромагнитного материала (помещенного во внешнее магнитное поле), представляющие собой элементарные магниты, стремятся ориентироваться в соответствии с направлением внешнего поля. Если внешнее поле изменит свое направление, то элементарные частицы меняют свою ориентацию. Однако повороту элементарных частиц препятствуют в магнитно-твердых материалах

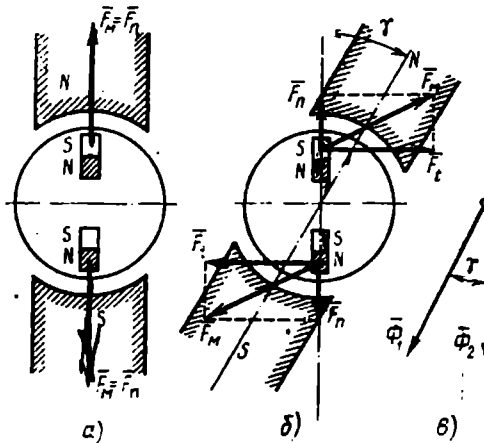


Рис. 14.6. К вопросу о гистерезисном моменте

внутренние силы молекулярного трения. Для изменения направления этих частиц необходима определенная м. д. с., вследствие чего перемагничивание ротора несколько отстает от изменения направления внешнего поля. Это отставание (магнитное запаздывание) характеризуется углом гистерезисного сдвига  $\gamma$  между вектором магнитного потока ротора  $\Phi_2$  и вектором магнитного потока обмотки статора  $\Phi_1$  (рис. 14.6, в). Величина этого угла зависит исключительно от магнитных свойств материала ротора.

На преодоление сил молекулярного трения расходуется часть подводимой мощности, которая составляет так называемые *гистерезисные потери*. Величина этих потерь зависит от частоты перемагничивания ротора  $f_2 = f_1 s$ , а следовательно, от скольжения:

$$P_r = s P_{r.к}, \quad (14.6)$$

где  $P_{r.к}$  — величина гистерезисных потерь при неподвижном роторе (при  $s=1$ ), т. е. в режиме короткого замыкания.

Так как электромагнитная мощность, передаваемая ротору, равна потерям в роторе, деленным на скольжение (см. § 8.8):

$$P_{эм} = P_r / s = P_{r.к}, \quad (14.7)$$

а вращающий момент — электромагнитной мощности, деленной на синхронную угловую скорость:

$$M_r = P_{эм} / \omega_1 = P_{r.к} / \omega_1,$$

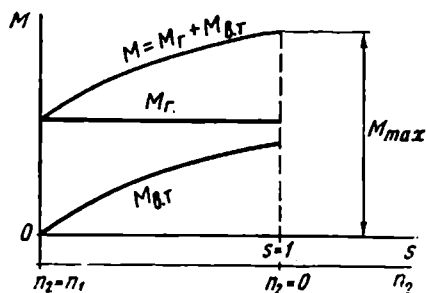


Рис. 14.7. Механические характеристики гистерезисного двигателя

то, очевидно, величина гистерезисного момента не зависит от частоты вращения ротора (скольжения). График  $M_r = f(s)$  представляет собой прямую, параллельную оси абсцисс (рис. 14.7).

Величина угла гистерезисного сдвига зависит от ширины петли гистерезиса: чем шире петля гистерезиса магнитного материала, тем больше угол гистерезисного сдвига. На рис. 14.8 представлены две петли гистерезиса: обычной стали (кривая 2) и сплава викаллой (кривая 1).

Применение обычной стали для изготовления ротора не обеспечивает получение гистерезисного момента достаточной величины. Только магнитно-твердые материалы, такие, как сплавы типа викаллой, дают возможность получить большой гистерезисный момент. Роторы гистерезисных двигателей обычно делают сборными. Магнитно-твердая часть выполняется в виде шихтованного или массивного кольца 1, размещающегося на втулке 2 (рис. 14.9), жестко насаженной на вал 3.

В машинах с нешихтованным (массивным) ротором вращающийся полюс статора наводит в роторе вихревые токи. В результате

взаимодействия этих токов с полем статора возникает электромагнитный момент  $M_{в.т}$ , величина которого пропорциональна скольжению:

$$M_{в.т} = sP_{в.т.к}/\omega_1, \quad (14.8)$$

где  $P_{в.т.к}$  — потери на вихревые токи в роторе при  $s=1$ , т. е. в режиме короткого замыкания, Вт;  $\omega_1$  — угловая синхронная скорость, рад/с.

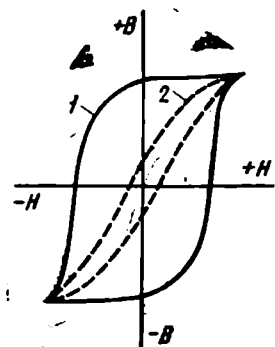


Рис. 14.8. Петли гистерезиса обычной стали и сплава викаллой

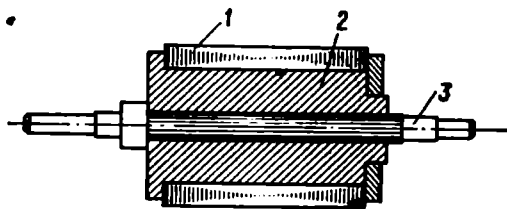


Рис. 14.9. Сборный ротор гистерезисного двигателя

Наибольшей величины момент  $M_{в.т \max}$  достигает при неподвижном роторе ( $s=1$ ), т. е. в момент пуска электродвигателя. Затем, по мере возрастания частоты вращения (уменьшения скольжения), момент  $M_{в.т}$  убывает (см. рис. 14.7), при синхронной частоте он становится равным нулю.

Таким образом, электромагнитный вращающий момент гистерезисного двигателя создается совместным действием двух моментов: от вихревых токов  $M_{в.т}$  и гистерезисного  $M_{г}$ :

$$M = M_{в.т} + M_{г} = sP_{в.т.к}/\omega_1 + P_{г.к}/\omega_1. \quad (14.9)$$

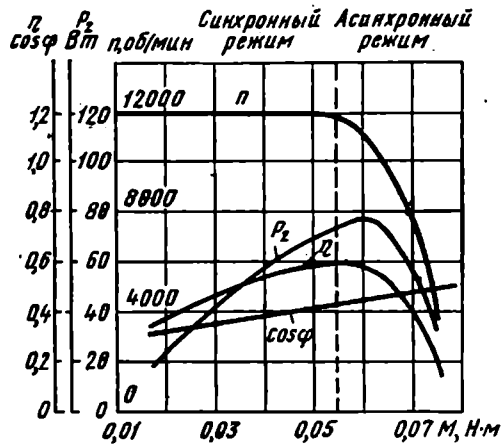
На рис. 14.7 представлена зависимость результирующего момента гистерезисного электродвигателя от скольжения:  $M=f(s)$ . Характер этой кривой зависит от соотношения  $M_{в.т}$  и  $M_{г}$ .

Гистерезисный двигатель может работать с синхронной и асинхронной частотами вращения. Однако работа двигателя в асинхронном режиме неэкономична, так как связана со значительными потерями на перемагничивание ротора, величина которых возрастает с увеличением скольжения. Из приведенных на рис. 14.10 рабочих характеристик видно, что при переходе гистерезисного двигателя в асинхронный режим его к. п. д. резко снижается.

Достоинства гистерезисных двигателей — простота конструкции и надежность в работе, большой пусковой момент, плавность входа в синхронизм, сравнительно высокий к. п. д., бесшумность в

работе, малое изменение тока от пуска до номинальной нагрузки ( $I_{\text{пуск}}/I_{\text{ном}} = 1,3 \div 1,4$ ).

Недостатки гистерезисных двигателей — низкий коэффициент мощности ( $\cos \varphi_1 = 0,4 \div 0,5$ ) и сравнительно высокая стоимость.



Кроме того, гистерезисные двигатели при резких колебаниях нагрузки склонны к качаниям, что создает неравномерности хода (вращения). Объясняется это отсутствием у гистерезисных двигателей пусковой клетки, которая при резких изменениях нагрузки оказывает на ротор успокаивающее (демпфирующее) действие. Наиболее сильные качания наблюдаются у шихтованного ротора, в котором вихревые токи сильно ограничены. Вызываемая качаниями неравномерность вращения ограничивает области применения гистерезисных двигателей.

Рис. 14.10. Рабочие характеристики гистерезисного двигателя

В СССР гистерезисные двигатели выпускаются серийно на про-

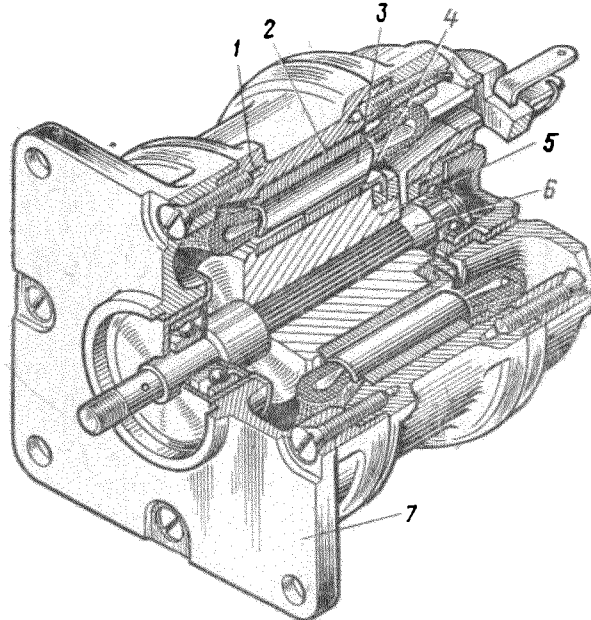


Рис. 14.11. Устройство гистерезисного двигателя

мышленную (50 Гц) и на повышенные (400, 500 Гц) частоты в трехфазном и однофазном исполнениях.

На рис. 14.11 показано устройство гистерезисного двигателя. В корпус 1 запрессован шихтованный сердечник статора 2 с обмоткой 3. Ротор двигателя сборный, он состоит из магнитно-твердого кольца 4, втулки 5 и вала 6. Подшипниковый щит 7 обеспечивает фланцевое крепление двигателя при его установке

### § 14.5. Однофазные синхронные двигатели типа ДСД и ДСДР

Однофазный синхронный двигатель с экранированными полюсами типа ДСД (рис. 14.12) состоит из явнополюсного статора 1 с однофазной обмоткой 2 трансформаторного типа. Полюсы статора разделены продольным пазом на две равные части, причем в одной из них на каждом полюсе расположены короткозамкнутые (экранирующие) витки 3. Назначение этих витков — создавать сдвиг во времени магнитных потоков экранированной и неэкранированной частей полюсов, необходимый для получения в двигателе вращающегося поля (см. § 9.6). Ротор 4 состоит из нескольких дисков (обычно шести-семи), насаженных на вал толщиной по 0,4 мм, выполненных из магнитно-твердого материала. Кольцевой обод в дисках позволяет получить асинхронный и гистерезисный моменты, необходимые для пуска и работы двигателя. Диаметральная перемычка обеспечивает получение реактивного момента. Таким образом, в двигателе создается три вращающихся момента: асинхронный (от вихревых токов), реактивный и гистерезисный. При пуске двигателя на ротор действуют два момента: гистерезисный и от вихревых токов. По окончании процесса пуска ротор втягивается в синхронизм и вращается с неизменной синхронной частотой под действием реактивного и гистерезисного моментов.

Вращение ротора двигателя возможно лишь в одну сторону: от неэкранированной части полюса к экранированной. Вал двигателя связан с редуктором, понижающим частоту вращения. Ротор с редуктором заключен в герметичный корпус. Механическая мощность двигателя не превышает 14 мкВт. Внешний вид двигателя типа ДСД представлен на рис. 14.13, где 1 — магнитопровод, 2 — редуктор, 3 — обмотка возбуждения.

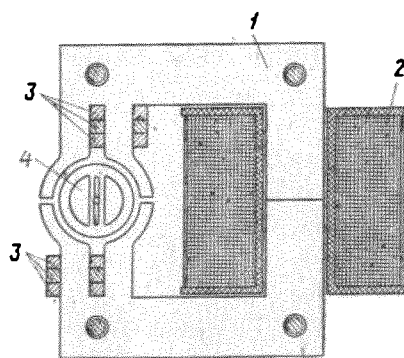


Рис. 14.12. Устройство двигателя типа ДСД

Кроме двигателей ДСД выпускаются *реверсивные синхронные двигатели* с экранированными полюсами типа ДСДР, у которых короткозамкнутые витки заменены катушками с выведенными концами. Катушки располагают на обеих частях каждого полюса. Каждая катушка охватывает половину полюса. Всего катушек

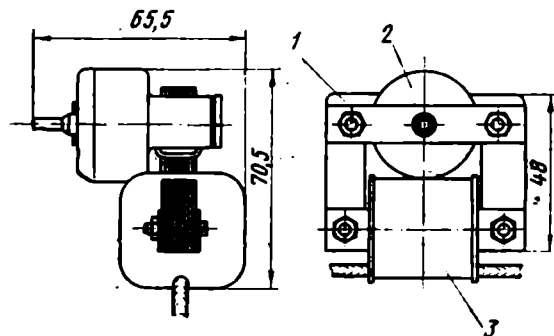


Рис. 14.13. Внешний вид двигателя типа ДСД

четыре. Замыкая ту или иную пару экранирующих катушек, можно изменять направление вращения ротора электродвигателя.

Двигатели ДСД и ДСДР имеют низкие энергетические показатели (к. п. д.,  $\cos \phi_1$ ) при сравнительно больших габаритах и весе. Однако благодаря простоте конструкции и технологичности их изготавливают в больших

количествах и широко применяют в устройствах автоматики и измерительной технике. Их часто используют для привода некоторых лентопротяжных механизмов.

Двигатели ДСД и ДСДР предназначены для работы от сети промышленной частоты (50 Гц) напряжением 12, 24, 36, 127 и 220 В.

#### § 14.6. Шаговые исполнительные двигатели

В настоящее время в схемах автоматики наряду с автоматическими системами непрерывного действия, которые осуществляются с помощью исполнительных двигателей (см. гл. III и X) обычного исполнения, применяются системы дискретного (импульсного) действия. Такие системы осуществляются с помощью шаговых исполнительных двигателей.

*Шаговые двигатели* — устройства, которые преобразуют электрические импульсы напряжения управления в дискретные (скачкообразные) угловые или линейные перемещения ротора с возможной его фиксацией в нужных положениях.

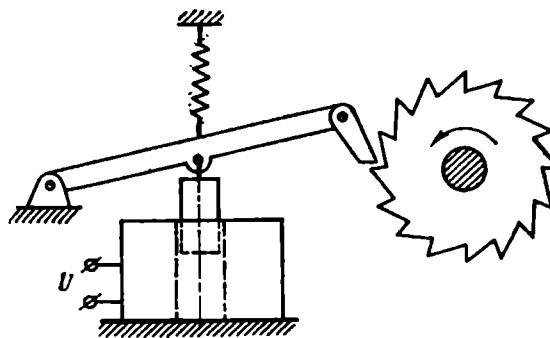


Рис. 14.14. Шаговый двигатель с электромагнитом и храповиком



Шаговые двигатели появились в 30-х годах прошлого столетия. Первые шаговые двигатели выполнялись в виде электромагнита, приводящего во вращение храповое колесо (рис. 14.14).

За одно включение электромагнита (за один такт) храповое колесо перемещается на вполне определенный угол — шаг, величина которого определяется величиной зубцового шага храпового колеса. Для обеспечения реверса на валу двигателя устанавливалось два храповых колеса, повернутых на  $180^\circ$  относительно друг друга, и двигатель снабжался двумя электромагнитами. Несмотря на наличие целого ряда недостатков, храповые шаговые двигатели и в настоящее время находят еще довольно широкое применение.

Вслед за храповыми двигателями еще в прошлом веке появились шаговые двигатели, по устройству мало отличающиеся от синхронных реактивных двигателей с явно выраженными полюсами на роторе и статоре.

На рис. 14.15, а (справа) изображена схема одного из таких двигателей, имеющего три пары явно выраженных полюсов на статоре, снабженных согласно включенными обмотками (соответственно 1, 2, 3), и невозбужденный двухполюсный ротор. На том же рисунке (слева) изображен ключ — коллектор (коммутатор), с помощью которого осуществляется управление двигателем. Коммутатор выполнен в форме цилиндра с контактной пластиной *КП*, охватывающей дугу в  $180^\circ$ . Контактная пластина электрически соединена с контактным кольцом *К*, по которому скользит щетка *Щ*; на нее подается питание от сети постоянного тока (+). По внешней поверхности цилиндра коммутатора скользят щетки *Щ1*, *Щ2*, *Щ3*, сдвинутые в пространстве на  $120^\circ$  относительно друг друга. Каждая из щеток соединена с одним концом соответствующей обмотки двигателя. Другие концы обмоток соединены между собой, к их общему проводу подводится питание от источника постоянного тока (-).

В положении, изображенном на рис. 14.15, а, включена обмотка 1, и ось полюсов ротора (при отсутствии момента сопротивления на валу) совпадает с осью обмотки 1 (рис. 14.15, б). При повороте

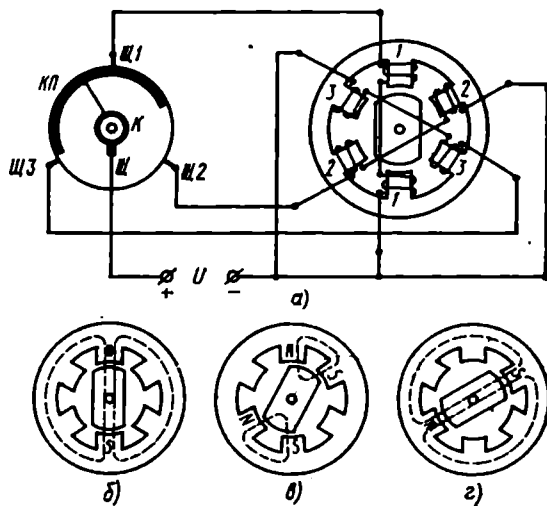


Рис. 14.15. Шаговый двигатель с контактным коммутатором

цилиндра коммутатора на угол, примерно равный  $60^\circ$ , по часовой стрелке под напряжением оказываются две обмотки (1 и 2), при этом ротор двигателя повернется по часовой стрелке на угол  $30^\circ$  и займет положение, соответствующее рис. 14.15, в. При повороте цилиндра коммутатора далее на угол, несколько больший  $60^\circ$ , по часовой стрелке цепь обмотки 1 разорвется, обмотка 1 отключится, питаться будет только обмотка 2, и ротор двигателя повернется еще на  $30^\circ$ , заняв положение по оси обмотки 2 (рис. 14.15, г).

За полный цикл коммутации (поворот ротора коммутатора на  $360^\circ$ ) ротор рассматриваемого двигателя занимает шесть различных положений, которые соответствуют определенной последовательности включения обмоток двигателя. Ротор двигателя при этом повернется на  $180^\circ$ , т. е. шаг двигателя равен  $30^\circ$ .

Частота вращения ротора двигателя зависит от частоты вращения цилиндра коммутатора, т. е. от частоты коммутации обмоток. Ротор любого шагового двигателя обладает моментом инерции; на валу ротора обычно имеется момент сопротивления. Для каждого шагового двигателя существует вполне определенная максимальная частота коммутации, при которой ротор двигателя еще следует за дискретно (скачкообразно) перемещающимся полем статора. Эту частоту называют *частотой приемистости*.

Для простоты анализа физических процессов здесь был рассмотрен простейший шаговый двигатель с контактным коммутатором. Аналогичные двигатели были предложены еще в 1892 г. В настоящее время из-за ряда недостатков контактные коммутаторы заменены более надежными электронными коммутаторами на полупроводниковых элементах, которые формируют импульсы вполне определенной формы и частоты, подаваемые на обмотки управления шаговых двигателей.

Применяемые в настоящее время шаговые двигатели в подавляющем большинстве являются многофазными и многополюсными синхронными электрическими машинами. В отличие от синхронных двигателей обычного исполнения их роторы не имеют пусковой короткозамкнутой обмотки, что обусловливается частотным (а не асинхронным) пуском шаговых двигателей. Роторы шаговых двигателей могут быть *возбужденными — активными* или *невозбужденными — пассивными*.

На рис. 14.16 изображена схема  $m$ -фазного шагового двигателя. Для упрощения анализа физических процессов рассмотрим работу этого двигателя с невозбужденным двухполюсным ротором.

Цитание обмоток статора может быть *однополярным* либо *двухполярным*. При однополярном питании напряжение изменяется от 0 до  $+U$ ; при двухполярном от  $+U$  до  $-U$ .

Современные электронные коммутаторы могут обеспечивать питание обмоток статора либо порознь, либо группами в различных сочетаниях. Каждому состоянию — такту коммутации, число которых зависит от способов включения обмоток, соответствуют вполне определенные величины и направления векторов результирующей

щей м. д. с.  $\bar{F}$  и потока двигателя  $\Phi$ , а следовательно, и вполне определенное положение ротора в пространстве.

Так, если обмотки рассматриваемого двигателя питать поочередно ( $1-2-3-\dots-m$ ) однополярными импульсами, то ротор двигателя будет иметь  $m$  устойчивых положений, которые совпадают с осями обмоток (рис. 14.16, а и в).

На практике для увеличения результирующей м. д. с., магнитного потока и синхронизирующего момента обычно одновременно

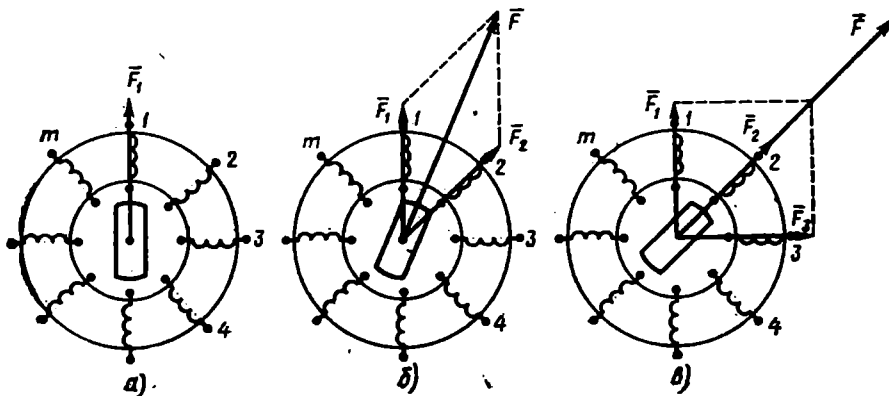


Рис. 14.16. К вопросу о принципе действия  $m$ -фазного шагового двигателя

питаются две, три и большее количество обмоток. При этом ротор двигателя в режиме холостого хода занимает положения, в которых его ось совпадает с результирующим вектором м. д. с. В случае, когда питается четное число обмоток, положение результирующего вектора м. д. с. и ротора совпадает с линией, проходящей между двумя средними обмотками (рис. 14.16, б). В случае, когда питается нечетное число обмоток, устойчивые положения ротора совпадают с осью средней обмотки (рис. 14.16, в). Таким образом, в обоих случаях ротор двигателя будет иметь  $m$  устойчивых положений. Однако соседние положения при этом будут смещены на угол  $2\pi/(2m) = \pi/m$ .

Если поочередно включать то четное, то нечетное число обмоток, например  $1-2, 2, 2-3, 3, \dots, m-1$ , то число устойчивых положений ротора  $n$  увеличится вдвое:  $n = 2m$ .

На практике управление двигателя, при котором обмотки включаются поочередно равными группами по два, три и т. д., называют *симметричным*. Поочередное включение неравных групп обмоток называют *несимметричным* управлением.

Кроме однополярного и двухполярного, симметричного и несимметричного способов управления шаговыми двигателями различают еще потенциальный и импульсный способы управления.

При потенциальном управлении напряжения на обмотках изменяются только в моменты поступления управляющего сигнала —

команды. При отсутствии последующего сигнала управления одна или группа обмоток, возбужденные предшествующим сигналом, остаются под напряжением, и ротор занимает вполне определенное фиксированное положение.

*При импульсном управлении* любая обмотка (или группа обмоток), возбужденная сигналом — импульсом управления, по истечении некоторого времени, определяемого длительностью импульса, автоматически отключается. Фиксация положения ротора в период паузы между импульсами обеспечивается либо внутренним реактивным моментом (если ротор активный), либо специальными магнитными или иными фиксирующими устройствами.

Кроме двухполюсных широко используются также многополюсные ( $2p > 2$ ) шаговые двигатели. Ротор ненагруженного моментом сопротивления многополюсного шагового двигателя при одном и том же питании обмоток может находиться в одном из  $p$  устойчивых положений. Таким образом, в  $m$ -фазном двигателе может быть либо  $pm$  устойчивых положений (при симметричном управлении), либо  $2pm$  положений (при несимметричном управлении).

Современные электронные коммутаторы допускают переход от симметричного к несимметричному способам управления; от питания одной обмотки к питанию нескольких обмоток и т. п. Все это позволяет в довольно широких пределах менять величину шага у одного и того же двигателя, производить его реверс, торможение и т. д.

Характер движения ротора шагового двигателя определяется частотой и характером изменения управляющих импульсов. В зависимости от этого различают следующие режимы работы шаговых двигателей: 1) статический; 2) квазистатический; 3) установившийся; 4) переходный.

*Статическим режимом* шагового двигателя называется режим, при котором по обмоткам статора протекает постоянный ток. Этот ток создает неподвижное в пространстве магнитное поле, и ротор двигателя не вращается. Под действием момента нагрузки ротор может лишь отклоняться на некоторый угол от положения устойчивого равновесия.

*Квазистатический режим работы* — это режим отработки единичных шагов, при котором переходные процессы, сопровождающие отработку шага, к началу следующего шага полностью заканчиваются, и частота вращения ротора в начале каждого шага равна нулю. Предельная частота импульса, при которой еще обеспечивается квазистатический режим, определяется временем протекания электромагнитных переходных и особенно механических переходных процессов, т. е. временем колебаний (качаний) ротора. Для уменьшения или полного устранения качаний ротора в конце шага применяют различные демпфирующие устройства.

Наиболее радикальным методом устранения качаний ротора, а следовательно, увеличения предельной частоты квазистатического режима является гашение кинетической энергии, запасенной рото-

ром при отработке шага, которое достигается за счет принудительного или естественного торможения ротора (старт-стопное управление).

При принудительном торможении после перевода управляющего импульса с первой обмотки (или группы обмоток) на вторую через некоторый промежуток времени, за который ротор отработывает часть шага и запасает определенное количество кинетической энергии, управляющий импульс переводится снова на первую обмотку. На ротор начинает действовать тормозящий его движущий момент. При правильном выборе времени и величины тормозящего момента ротор останавливается в конце шага. После чего управляющий импульс вновь переводится на вторую обмотку и ротор, отработав шаг, фиксируется практически без колебаний.

При естественном торможении отработка шага происходит в два этапа: на первом этапе движение ротора осуществляется за счет положительного синхронизирующего момента, возникающего в результате сдвига м. д. с. статора на часть полного шага; на втором этапе — за счет кинетической энергии, запасенной ротором при отрицательном (тормозном) моменте. При перемещении ротора на величину полного шага м. д. с. сдвигается на оставшуюся часть шага и фиксирует ротор в этом положении. Естественное торможение применимо лишь в тех двигателях, у которых полный шаг делится на несколько элементарных шагов.

*Установившийся режим* работы шаговых двигателей — режим, соответствующий постоянной частоте управляющих импульсов. Ротор двигателя в установившемся режиме, имея постоянную среднюю частоту вращения, может совершать как периодические, так и неперiodические колебания.

*Переходные режимы* работы шаговых двигателей — пуск, ускорение, замедление, реверс — являются основными эксплуатационными режимами работы большинства шаговых двигателей. Физические процессы, происходящие в переходных режимах, определяются как параметрами двигателя и его нагрузки, так и начальными условиями, при которых начинается переходный процесс.

Основным требованием, которое предъявляется к шаговым двигателям в переходных режимах, является требование отсутствия потери шага, т. е. сохранения синхронизма при любом характере изменения частоты управляющих импульсов.

*Основными параметрами*, которые определяют качество работы шагового двигателя в переходных режимах, являются следующие:

1) частота собственных круговых колебаний, зависящая от числа пар полюсов  $p$ , амплитуды статического синхронизирующего момента  $M_{\max}$  и момента инерции ротора  $J$ :

$$\omega_0 = \sqrt{pM_{\max}/J};$$

2) электромагнитная постоянная времени, зависящая от индуктивности обмоток  $L$  и их активного сопротивления  $r$ :

$$T_{эм} = L/r;$$

3) коэффициент внутреннего демпфирования, зависящий от амплитуды потокоцепления  $\psi_{\max}$  и активного сопротивления обмоток статора  $r$ :

$$D = \psi_{\max}^2 / R.$$

Рабочие характеристики шаговых двигателей определяются как параметрами самих двигателей и характером их нагрузки, так и особенностями электронного коммутатора.

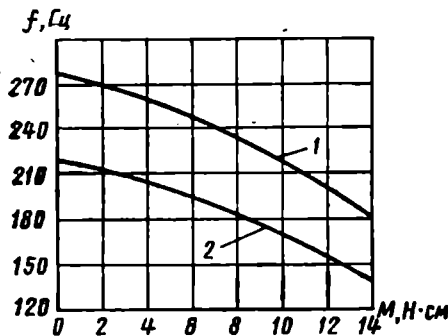


Рис. 14.17. Предельные динамические характеристики пуска шагового двигателя

В связи с многообразием рабочих режимов рабочие характеристики шаговых двигателей весьма разнообразны. В качестве примера рассмотрим предельные динамические характеристики пуска двигателя типа ШД-2-5, представляющие собой зависимость частоты приемистости  $f$  от момента сопротивления нагрузки  $M_c$ . Из представленных на рис. 14.17 двух динамических характеристик видно, что с увеличением момента сопротивления частота приемистости снижается. При этом характеристика 1 двигателя, соответствующая моменту инерции нагрузки  $J_H = 0,03$  кг·см<sup>2</sup>, располагается выше характеристики 2, соответствующей моменту инерции  $J_H = 0,24$  кг·см<sup>2</sup>.

В настоящее время разработано большое количество шаговых двигателей различных конструкций. На рис. 14.18 показано устройство шагового двигателя типа ШД-2. В расточке статора 1 расположен активный ротор — звездочка 2, представляющий постоянный магнит.

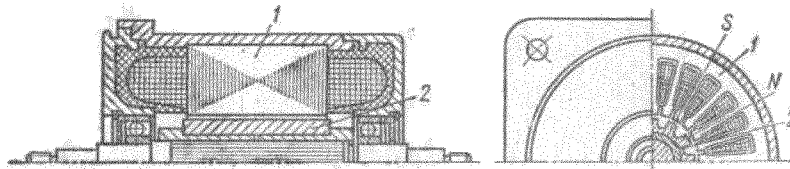


Рис. 14.18. Устройство шагового двигателя типа ШД-2

## ГЛАВА XV. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ СИСТЕМ СИНХРОННОЙ СВЯЗИ — СЕЛЬСИННЫ

### § 15.1. Общие сведения

В современной технике часто возникает необходимость в синхронизации вращения или поворота осей механизмов, находящихся на расстоянии друг от друга. Эта задача чаще всего решается с помощью электрических систем синхронной связи.

*Синхронной связью* называется электрическая связь, которая обеспечивает одновременное вращение или одновременный синхронный поворот двух либо нескольких механически не связанных, находящихся на расстоянии друг от друга осей механизмов.

В настоящее время получили распространение два основных вида систем синхронной связи: система синхронного вращения (электрического вала) и система синхронного поворота (передачи угла).

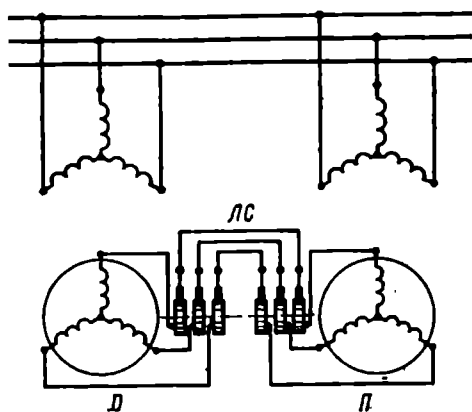


Рис. 15.1. Схема включения трехфазных сельсинов

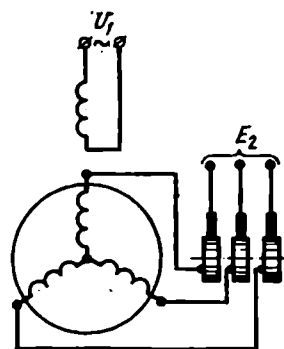


Рис. 15.2. Схема однофазного контактного сельсина

Системы электрического вала применяются для осуществления синхронного вращения двух или нескольких находящихся на расстоянии друг от друга осей механизмов, имеющих значительные моменты сопротивления. Они осуществляются с помощью обычных электрических машин, чаще всего трехфазных синхронных двигателей с фазным ротором. Обмотки роторов двигателей в этом случае соединяют друг с другом; обмотки статоров питаются от одной и той же сети трехфазного тока.

Системы синхронного поворота применяются для дистанционного управления, регулирования или контроля (положения в пространстве каких-либо устройств). Чаще всего они осуществляются с помощью небольших индукционных электрических машин — трехфазных или однофазных сельсинов.

*Трехфазные сельсины* конструктивно не отличаются от асинхронных машин с фазным ротором. Простейшая трехфазная система синхронной связи представляет собой соединение двух одинаковых сельсинов — приемника и датчика. Сельсины включаются в сеть переменного тока первичными обмотками, которыми могут быть как обмотки статора, так и обмотки ротора (обычно первичной является обмотка статора). Концы соответствующих фаз вторичных обмоток сельсинов соединены друг с другом линией связи

ЛС (рис. 15.1). В зависимости от порядка следования фаз приемника  $P$  и датчика  $D$  сельсины вращаются в одном или разных направлениях.

Системы передачи угла, выполненные с помощью трехфазных сельсинов, не получили широкого распространения из-за ряда их недостатков: неравенства синхронизирующих моментов при вращении по полю и против поля, малой устойчивости и необходимости трехпроводной (трехфазной) сети.

В настоящее время наибольшее распространение получили системы синхронного поворота, осуществленные с помощью однофазных сельсинов.

*Однофазные сельсины* — это небольшие индукционные машины, которые имеют однофазную обмотку возбуждения и трехфазную обмотку синхронизации. На рис. 15.2 представлена схема однофазного контактного сельсина с обмоткой возбуждения на статоре и обмоткой синхронизации на роторе.

В автоматике используются две принципиально отличные схемы синхронной связи передачи угла: индикаторная и трансформаторная. Индикаторная схема применяется в тех случаях, когда момент сопротивления на ведомой оси мал по величине или совсем отсутствует (ось нагружена стрелкой или шкалой). Трансформаторная схема синхронной связи применяется в тех случаях, когда на ведомой оси имеется значительный момент сопротивления.

Кроме однофазных сельсинов обычного исполнения в схемах синхронной связи применяются *дифференциальные сельсины* с трехфазными обмотками на статоре и роторе. Дифференциальные сельсины используются либо как вторые датчики, либо как приемники, работающие от двух датчиков.

По конструкции сельсины делятся на контактные, имеющие скользящие контакты (кольца и щетки), и бесконтактные, не имеющие скользящих контактов.

Кроме индукционных однофазных и дифференциальных сельсинов в схемах синхронной связи применяются магнитоэлектрические машины — *магнесины*.

В СССР сельсины выпускаются на промышленную (50 Гц) и на повышенные (400, 500 Гц) частоты.

### § 15.2. Работа сельсинов в индикаторной схеме

Простейшая индикаторная схема синхронной связи для дистанционной передачи угла состоит из двух одинаковых сельсинов (приемника и датчика) и линии связи (рис. 15.3). Обмотки возбуждения  $OB$  обоих сельсинов подключаются к однофазной сети переменного тока. Концы фаз обмотки синхронизации приемника соединяются линией связи с концами фаз обмотки синхронизации датчика.

Переменный ток обмоток возбуждения сельсинов создает маг-



• На величину удельного синхронизирующего момента сельсина-приемника кроме напряжения  $U_1$ , частоты  $f_1$  и числа приемников  $N$  большое влияние оказывает электрическое сопротивление линии связи: чем больше сопротивление линии связи, тем меньше уравнительный ток, а следовательно, меньше удельный синхронизирующий момент.

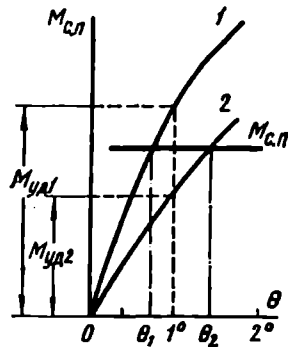


Рис. 15.5. Влияние удельного синхронизирующего момента на величину погрешности сельсина-приемника

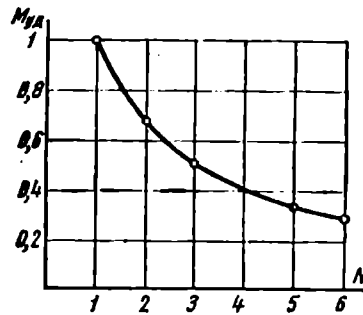


Рис. 15.6. Зависимость  $M_{уд} = f(N)$

Синхронизирующий момент в индикаторной схеме синхронной связи действует как на ротор сельсина-приемника, так и на ротор сельсина-датчика.

В простейшей схеме синхронной связи, состоящей из двух одинаковых сельсинов, включенных в общую сеть, момент на валу датчика всегда равен моменту на валу приемника, но направлен в противоположную сторону (оба сельсина стремятся прийти в согласованное положение).

Наличие момента сопротивления на валу датчика далеко не всегда желательно, поэтому его стремятся уменьшить. Последнее может быть достигнуто путем сдвига во времени напряжения возбуждения датчика по отношению к напряжению возбуждения приемника в сторону отставания — включением конденсатора последовательно с обмоткой возбуждения приемника. При определенных условиях за счет сдвига напряжений возбуждения можно добиться, чтобы  $M_0 = 0$ .

Основным требованием, которое предъявляется к сельсинам, работающим в индикаторной схеме, является требование точности. Точность передачи заданного датчиком угла определяется рядом факторов, основными из которых являются следующие:

1) удельный синхронизирующий момент; на величину его влияют: величина и частота напряжения питания; сопротивление линии связи; число приемников, работающих от одного датчика; параметры сельсина ( $x_1$  и  $r_1$ );

2) момент сопротивления на валу приемника  $M_{с.п}$  — обычно это момент трения самого приемника:  $M_{с.п} = M_0$ ;

3) добротность сельсина — отношение удельного синхронизирующего момента к моменту трения:

$$D = M_{уд} / M_0; \quad (15.4)$$

4) магнитная и электрическая несимметрия;

5) небаланс ротора;

6) время успокоения — время, в течение которого успокаивается (устанавливается) ротор приемника после рассогласования на  $\pm 179^\circ$ .

Для обеспечения нужной динамической устойчивости сельсинов — предотвращения произвольного вращения (асинхронного хода) ротора сельсина-приемника при резких рассогласованиях на большие углы, а также для уменьшения времени успокоения все сельсины-приемники снабжаются электрическими или механическими *демпферами (успокоителями)*. Сельсин-приемник отличается от сельсина-датчика наличием демпфера.

Точность сельсинов-приемников в статическом режиме определяется погрешностью  $\Delta\theta$ , которая представляет собой полусумму максимального положительного  $\theta_{\max 1}$  и максимального отрицательного  $\theta_{\max 2}$  отклонений (ошибок) при различных положениях ротора:

$$\Delta\theta = (\theta_{\max 1} + \theta_{\max 2}) / 2. \quad (15.5)$$

Погрешность сельсина-приемника в статическом режиме определяют следующим образом: поворачивают ротор датчика на  $360^\circ$  сначала по часовой, а затем против часовой стрелки, измеряя через каждые  $10^\circ$  угол рассогласования (ошибку). При этом определяют  $\theta_{\max 1}$  и  $\theta_{\max 2}$ . Затем по (15.5) находят  $\Delta\theta$ .

В зависимости от погрешности сельсинов-приемников в статическом режиме при работе в схеме «один датчик на один приемник» они подразделяются на четыре класса точности:

Классы точности сельсинов-приемников	I	II	III	IV
Погрешность $\Delta\theta$ , град, не более	$\pm 0,5$	$\pm 0,75$	$\pm 1,0$	$\pm 1,5$

Точность сельсинов-датчиков определяется иначе, чем сельсинов-приемников. За ошибку датчика принимается его ошибка асимметрии — отклонение фактических положений ротора, в которых э. д. с. фаз обмотки синхронизации равны нулю, от теоретических (отстоящих друг от друга на  $180^\circ$ ). Ошибки определяются для каждой из трех фаз.

Погрешность здесь также подсчитывается как полусумма максимальных положительных и отрицательных отклонений. Сельсины-датчики в зависимости от величины погрешности делятся на семь классов точности:

Классы точности сельсинов-датчиков	I	II	III	IV	V	VI	VII
Погрешность $\Delta\theta$ , мин, не более	$\pm 1$	$\pm 2$	$\pm 3$	$\pm 5$	$\pm 10$	$\pm 20$	$\pm 30$

Иногда ротор сельсина-датчика не поворачивается на некоторый угол, как это происходит в статическом режиме работы, а непрерывно вращается с постоянной или переменной частотой вращения. Ротор сельсина-приемника при этом следует за ротором датчика. Такой режим работы индикаторной схемы называется *динамическим*.

В динамическом режиме работы в обмотках синхронизации сельсинов кроме э. д. с. трансформации наводятся э. д. с. вращения за счет пересечения вращающимися обмотками фаз магнитного поля возбуждения. Э. д. с. вращения вызывают свои токи, которые отрицательно влияют на точность работы сельсинов, уменьшая их синхронизирующие моменты. Отрицательное влияние э. д. с. вращения возрастает с увеличением частоты вращения и углов рассогласования.

Точность работы сельсинов в динамическом режиме меньше, чем в статическом. Удельный синхронизирующий момент сельсинов в динамическом режиме при частотах вращения, не превосходящих 20% от синхронной частоты вращения  $n_1 = 60f_1/p$ , с достаточной степенью точности может быть подсчитан по эмпирической формуле Э. И. Эллера

$$M_{уд. дин} = M_{уд. ст} \cos(\pi\nu/2),$$

где  $M_{уд. ст}$  — удельный синхронизирующий момент в статическом режиме;  $\nu = n/n_1$  — относительная частота вращения ( $n$  — действительная частота вращения).

### § 15.3. Работа сельсинов в трансформаторной схеме

Простейшая трансформаторная схема синхронной связи (рис. 15.7) состоит из двух сельсинов — приемника П и датчика Д, соединенных линией связи; усилителя У и исполнительного двигателя ИД,

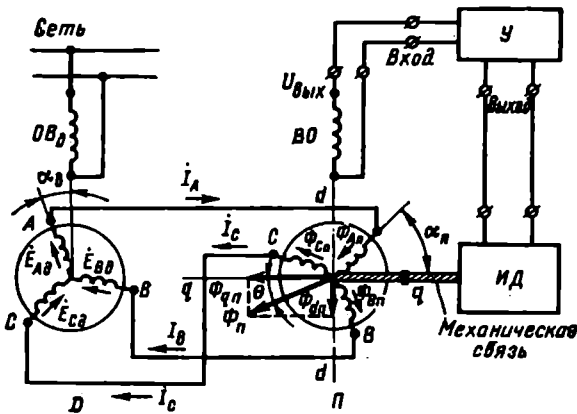


Рис. 15.7. Трансформаторная схема синхронной связи

механически связанного с осью ротора сельсина-приемника (обратная механическая связь).

Однофазная обмотка возбуждения сельсина-датчика  $OB_d$  подключается в сети переменного тока. Ток этой обмотки создает пульсирующее магнитное поле, которое, сцепляясь с обмоткой синхронизации, наводит в ее фазах э. д. с.:

$$\left. \begin{aligned} E_{A_d} &= E_{\phi \max} \cos \alpha_d; \\ E_{B_d} &= E_{\phi \max} \cos (\alpha_d - 120^\circ); \\ E_{C_d} &= E_{\phi \max} \cos (\alpha_d - 240^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (15.6)$$

величины которых зависят от положения фаз обмотки синхронизации относительно обмотки возбуждения.

Под действием э. д. с.  $E_{A_d}$ ,  $E_{B_d}$ ,  $E_{C_d}$  в соединенных между собой одноименных фазах обмоток синхронизации датчика и приемника, а также линии связи возникают токи  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ , величины которых определяются величинами соответствующих э. д. с., полными сопротивлениями фаз датчика  $Z_{\phi. d}$ , приемника  $Z_{\phi. п}$  и линии связи  $Z_n$ :

$$I_{\phi} = E_{\phi. d} / (Z_{\phi. d} + Z_{\phi. п} + Z_n).$$

Эти токи, протекая по фазам обмотки синхронизации приемника, создают пульсирующие магнитные потоки  $\Phi_{A. п}$ ,  $\Phi_{B. п}$ ,  $\Phi_{C. п}$ , пропорциональные м. д. с. фаз и направленные по их осям.

Потоки фаз приемника  $\Phi_{A. п}$ ,  $\Phi_{B. п}$ ,  $\Phi_{C. п}$ , складываясь, образуют результирующий магнитный поток  $\Phi_n$  обмотки синхронизации приемника, направленный под углом, зависящим от рассогласования, к однофазной обмотке приемника  $BO_n$ .

Поток  $\Phi_n$ , пульсируя с частотой сети, наводит в однофазной (выходной) обмотке приемника э. д. с. — выходное напряжение приемника  $U_{\text{вых}}$ .

*Согласованным положением сельсинов* в трансформаторной схеме синхронной связи называется такое положение роторов, при котором выходное напряжение приемника  $U_{\text{вых}}$  равно нулю. Это положение отличается от согласованного положения сельсинов индикаторной схемы поворотом ротора сельсина-приемника на угол  $90^\circ$ . Вследствие этого за начало отсчета углов в сельсине-приемнике примем ось, перпендикулярную оси однофазной выходной обмотки (рис. 15.7).

В согласованном положении напряжение выходной обмотки теоретически должно быть равно нулю. Практически этого не наблюдается. Это небольшое ( $0,1 \div 0,3$  В) напряжение называют *остаточным* —  $U_{\text{ост}}$ . Наличие  $U_{\text{ост}}$  нежелательно, поэтому его стараются свести до минимума различными методами, но главным образом за счет качества изготовления сельсинов.

Если затормозить ротор приемника и поворачивать ротор датчика, изменяя угол рассогласования  $\theta$ , то магнитный поток приемника  $\Phi_n$ , оставаясь постоянным по величине, будет поворачиваться в пространстве аналогично ротору датчика, только в противоположном направлении.

Если затормозить ротор датчика и поворачивать ротор приемника, то поток  $\Phi_{\text{п}}$  будет поворачиваться в пространстве вместе с обмоткой синхронизации в том же направлении.

И в том и в другом случае выходная э. д. с.  $E_{\text{вых}}$  будет изменяться от угла рассогласования по синусоидальному закону:

$$E_{\text{вых}} = E_m \sin \theta. \quad (15.7)$$

В трансформаторной схеме синхронной связи сельсин-приемник самостоятельно не обрабатывает задаваемый датчиком угол  $\alpha_{\text{д}}$ , а лишь вырабатывает э. д. с.  $E_{\text{вых}}$ , изменяющуюся по синусоидальному закону от угла рассогласования  $\theta$ . Обработка задаваемого угла — поворот ротора сельсина приемника на угол  $\alpha_{\text{п}} = \alpha_{\text{д}}$  — осуществляется с помощью исполнительного двигателя.

**Принцип действия трансформаторной схемы синхронной связи** (рис. 15.7). При выведении ротора сельсина-датчика  $D$  из согласованного положения (его повороте на некоторый угол  $\alpha_{\text{д}} = \theta$ ) на выходной обмотке сельсина-приемника  $P$  появляется напряжение  $U_{\text{вых}}$ . Это напряжение подается на вход усилителя  $У$  и после преобразования его усилителем поступает на обмотку управления исполнительного двигателя  $ИД$ . Ротор двигателя начинает вращаться, поворачивая при этом ротор сельсина-приемника, с которым он жестко связан. Вместе с ротором приемника поворачивается в пространстве и его магнитный поток  $\Phi_{\text{п}}$ , изменяется потокосцепление  $\Psi$  с выходной обмоткой и ее э. д. с. (выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ ). Роторы двигателя и сельсина-приемника вращаются до тех пор, пока ротор сельсина-приемника не повернется на заданный датчиком угол  $\alpha_{\text{д}}$  и сельсины не придут в согласованное положение (поток  $\Phi_{\text{п}}$  станет перпендикулярен оси обмотки  $OB_{\text{п}}$ ), при котором выходное напряжение сельсина-приемника  $U_{\text{вых}}$ , а следовательно, напряжение на усилителе и напряжение на обмотке управления исполнительного двигателя станут равными нулю, и вся система придет в равновесие.

**Качество работы сельсинов в трансформаторной схеме синхронной связи зависит от ряда факторов:**

1) величины остаточного напряжения — напряжения на выходной обмотке сельсина-приемника, находящегося в согласованном положении, когда магнитный поток  $\Phi_{\text{п}}$  перпендикулярен оси выходной обмотки;

2) удельного выходного напряжения  $U_{\text{уд}}$  — напряжения при угле рассогласования в  $1^\circ$ ;

3) удельной выходной мощности  $P_{\text{уд}}$  — мощности, которую может отдать выходная обмотка приемника при угле рассогласования на  $1^\circ$ ;

4) электрической и магнитной несимметрии;

5) электрического сопротивления линии связи;

6) количества приемников, работающих от одного датчика.

Удельное выходное напряжение сельсина-приемника опреде-

ляет чувствительность всей системы. Его величина может быть повышена увеличением числа витков выходной обмотки, т. е. обмотки возбуждения приемника  $\omega_{в.п}$ :

$$U_{уд} \cong 4,44 f_1 \omega_{в.п} \Phi_{д.п.}$$

Однако последнее не всегда целесообразно, так как ведет к увеличению собственного сопротивления этой обмотки, а следовательно, и внутреннего падения напряжения, т. е. к уменьшению удельной выходной мощности  $P_{уд}$ . Уменьшение же  $P_{уд}$  приводит к необходимости повышения коэффициента усиления усилителя, а следовательно, и его габаритов, что нежелательно.

Точность сельсинов-приемников, предназначенных для работы в трансформаторных схемах синхронной связи, определяется так же, как и точность сельсинов-датчиков индикаторных схем, т. е. по величине ошибки асимметрии. В зависимости от величины ошибки сельсины-приемники делятся на классы точности (см. § 15.2).

В отличие от индикаторной схемы по линии связи трансформаторной схемы всегда, даже в согласованном положении, протекают токи. Сельсины-приемники в трансформаторной схеме питаются не от сети (как это имеет место в индикаторной схеме), а от обмотки синхронизации датчика. Последнее значительно ограничивает число приемников, которые могут быть подключены к одному датчику в трансформаторной схеме, так как вся мощность, потребляемая приемником, проходит через датчик. При значительном увеличении количества приемников в трансформаторной схеме датчик перегревается.

На практике в качестве трансформаторных сельсинов-приемников обычно используются сельсины с неявно выраженными полюсами. Это обусловлено тем, что сельсины-приемники с явно выраженными полюсами обладают реактивным моментом, который стремится вывести ротор приемника из согласованного положения — повернуть его на  $90^\circ$  в положение, при котором поток обмотки синхронизации совпадает с осью полюсов. Наличие реактивного момента нежелательно, так как приводит к увеличению погрешности передачи, а также к необходимости повышения мощности исполнительного двигателя.

#### § 15.4. Контактные сельсины

Конструктивно контактные сельсины (рис. 15.8) лишь незначительно отличаются от синхронных или однофазных асинхронных машин малой мощности. Они имеют шихтованные из электротехнической стали статор и ротор и выполняются чаще всего двухполюсными с однофазной первичной (обмоткой возбуждения  $OB$ ) и трехфазной вторичной (обмоткой синхронизации  $OC$ ) обмотками. В сельсинах с явно выраженными полюсами (рис. 15.8, а и б) обмотка возбуждения сосредоточенная (располагается на полюсах);

в сельсинах с неявно выраженными полюсами (рис. 15.8, в) обмотка возбуждения распределенная (размещается в пазах). Обмотку возбуждения располагают либо на статоре (сельсины с тремя контактными кольцами), либо на роторе (сельсины с двумя контактными кольцами). В соответствии с этим различное расположение имеет и обмотка синхронизации, которая всегда выпол-

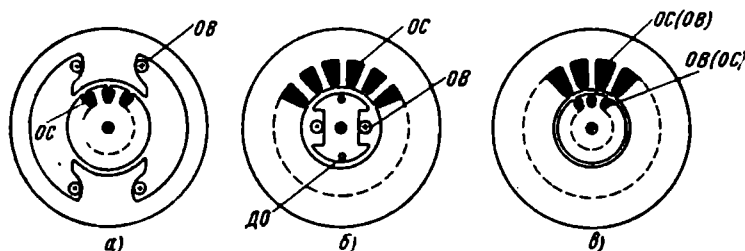


Рис. 15.8. Конструктивные формы контактных сельсинов

няется распределенной. Фазы обмотки синхронизации обычно соединяют в звезду. Как отмечалось, некоторые типы сельсинов снабжаются дифференциальной обмоткой  $ДО$  которая обеспечивает динамическую устойчивость сельсина-приемника (рис. 15.8, б).

На рис. 15.9 показано устройство контактного сельсина. Статор 1 и ротор 2 этого сельсина неявнополюсные, а поэтому обмотки сельсина распределенные. Наличие на роторе двух контактных колец 3 свидетельствует о том что обмотка возбуждения расположена на роторе.

Большим недостатком контактных сельсинов является наличие у них скользящих контактов — колец и щеток. При слабом нажатии на щетку переходные сопротивления контактов получаются большими и неодинаковыми, контакт ненадежен, особенно в условиях тряски и вибраций, что вызывает электрическую несимметрию и увеличение погрешности передачи. При усилении нажатия на щетки контакт улучшается, но при этом возрастает момент

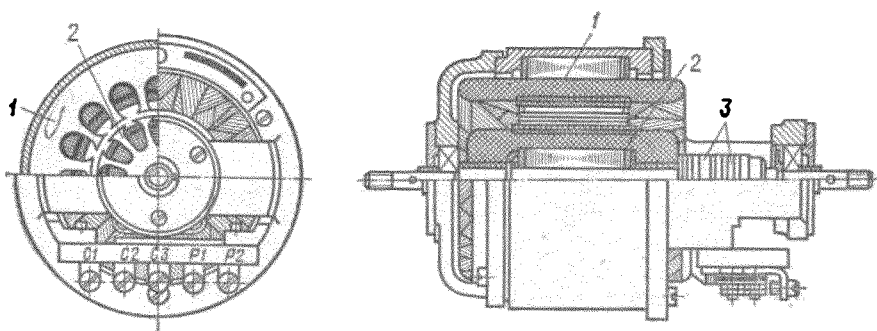


Рис. 15.9. Устройство контактного сельсина типа СС-405

трения  $M_0$ , что в свою очередь ведет к увеличению погрешности передачи, быстрому истиранию контактов.

Чтобы уменьшить сопротивление и увеличить надежность сельсинов, кольца и щетки обычно выполняют из сплавов серебра. Однако и это не может полностью избавить контактный сельсина от присущих ему недостатков. Именно поэтому все более широкое применение получают бесконтактные сельсины.

### § 15.5. Бесконтактные сельсины

Бесконтактный сельсин (рис. 15.10), так же как и контактный, имеет две обмотки: однофазную обмотку возбуждения и трехфазную обмотку синхронизации. Однофазную обмотку выполняют в виде двух кольцеобразных катушек 2, расположенных между статором 4 и тороидами 1. Катушки соединены последовательно и со-

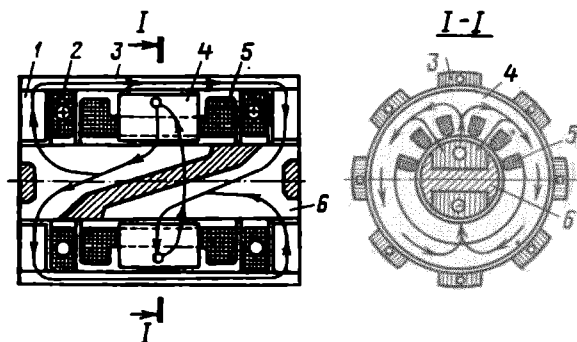


Рис. 15.10. Магнитная система бесконтактного сельсина

гласно. Трехфазную обмотку синхронизации 5 делают распределенной и располагают в пазах статора 4, который в принципе не отличается от статора асинхронного двигателя. Фазы обмотки синхронизации соединяют в звезду.

Ротор 6 бесконтактного сельсина имеет два полюса, разделенных немагнитным промежутком. Полюсы ротора набираются из листов электротехнической стали, которые располагаются в аксиальном направлении. Оба полюса укрепляют на оси заливкой силумином.

Тороиды 1 бесконтактного сельсина делают шихтованными и набирают из листов электротехнической стали. С внешней стороны к тороидам примыкают стержни внешнего магнитопровода 3, также набранные из листов электротехнической стали и расположенные в аксиальных пазах корпуса, отлитого из силумина.

Магнитный поток бесконтактного сельсина создается переменным током обмотки возбуждения 2. Замыкаясь вокруг катушек



обмотки возбуждения, поток проходит по стержням внешнего магнитопровода 3, тороидам 1 и полюсам ротора 6. Между полюсами ротора поток встречает большое магнитное сопротивление в виде немагнитного промежутка (силумин). Это заставляет его изменить свое направление и идти из одного полюса ротора в другой по зубцам и спинке статора 4, минуя немагнитный промежуток. Проходя по статору, поток обмотки возбуждения сцепляется с фазами

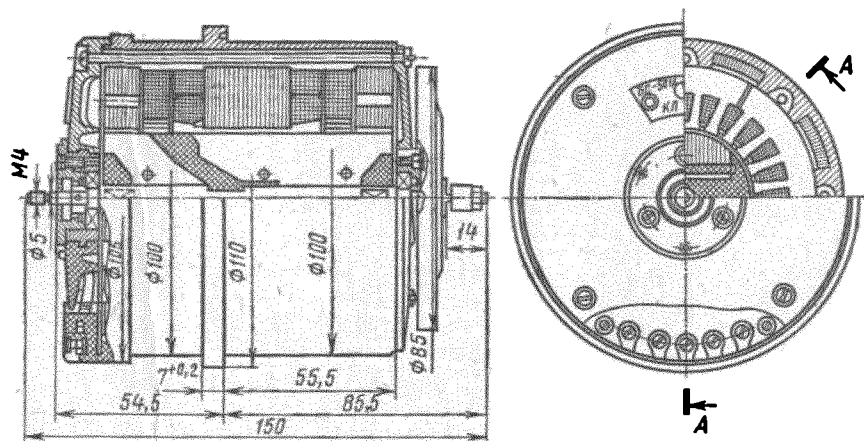


Рис. 15.11. Устройство бесконтактного сельсина типа БС-501А

обмотки синхронизации 5. Величина этого потокоцепления зависит от положения ротора. При вращении ротора потокоцепление изменяется. Таким образом, в бесконтактном сельсине выполняется условие, необходимое для работы любой электрической машины, — имеется изменяющаяся магнитная связь двух обмоток. Однако в отличие от обычных электрических машин в бесконтактном сельсине обе обмотки неподвижны, а вращающаяся часть бесконтактного сельсина — его ротор — не имеет обмотки. Отсутствие скользящих контактов значительно увеличивает надежность работы и стабильность характеристик бесконтактного сельсина по сравнению с контактными.

В схеме синхронной связи бесконтактные сельсины работают точно так же, как контактные. На рис. 15.11 показано устройство бесконтактного сельсина типа БС-501А.

В последнее время в схемах синхронной связи, рассчитанных на работу от сетей с повышенной частотой (400, 500, 1000 Гц), получили довольно широкое применение бесконтактные сельсины с кольцевыми трансформаторами (рис. 15.12).

В этих сельсинах напряжение на обмотку возбуждения, которая расположена на роторе, подается с помощью кольцевого трансформатора, размещенного в одном корпусе с сельсином и заменяющего контактные кольца и щетки.

Обмотка синхронизации 1 сельсина размещается в пазах статора 2; обмотка возбуждения 3 — в пазах или на явно выраженных полюсах 4 ротора сельсина. Особенность кольцевого трансформатора состоит в том, что его первичная обмотка 5 располагается на статоре, а вторичная 6 — на роторе. Обмотки имеют вид колец, размещенных в магнитной системе, состоящей из кольцевых маг-

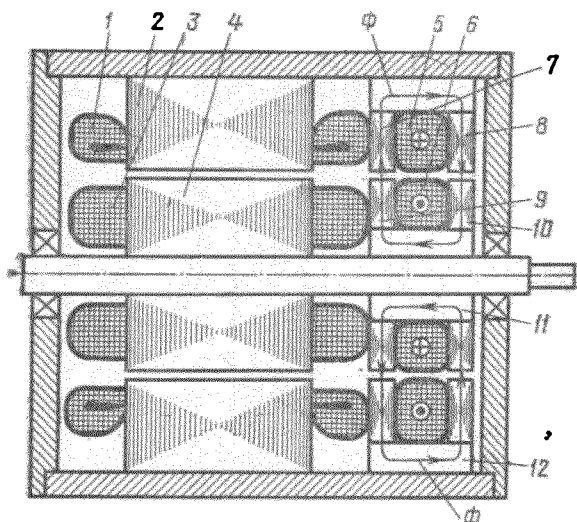


Рис. 15.12. Бесконтактный сельсин с кольцевым трансформатором

нитопроводов статора 7, 8 и ротора 9, 10, которые на роторе соединяются внутренним магнитопроводом 11, а на статоре — внешним магнитопроводом 12. Кольцевые магнитопроводы обычно шихтуются из листов электротехнической стали, а внешние и внутренние изготавливаются из металлокерамики. Путь магнитного потока  $\Phi$  кольцевого трансформатора, передающего энергию из первичной обмотки во вторичную, показан на рис. 15.12.

### § 15.6. Схемы синхронной связи с дифференциальными сельсинами

По конструкции дифференциальные сельсины не отличаются от трехфазных: на их статоре и роторе расположены распределенные трехфазные обмотки. В схеме синхронной связи дифференциальные сельсины используются либо как промежуточные (вторые) датчики, либо как приемники, работающие от двух датчиков.

Рассмотрим работу дифференциального сельсина ДС в качестве второго (промежуточного) датчика. Поток обмотки возбуждения  $\Phi_{вз}$

сельсина-датчика  $D$  (рис. 15.13) наводит э. д. с. в его обмотке синхронизации. Под действием этих э. д. с. по обмотке синхронизации  $D$  и первичной (статорной) обмотке  $ДС$  текут токи  $I_A, I_B, I_C$ , которые создают магнитный поток  $\Phi_{дс}$  статора  $ДС$ , как в приемнике трансформаторной схемы. Этот поток наводит э. д. с. в фазах вто-

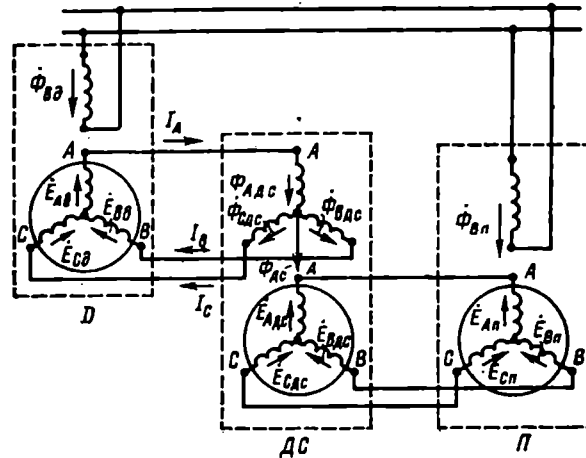


Рис. 15.13. Схема синхронной связи с дифференциальным сельсином

ричной (роторной) обмотки  $ДС$  —  $E_{A дс}, E_{B дс}, E_{C дс}$ . Если фазы вторичной обмотки  $ДС$  занимают по отношению к потоку  $\Phi_{дс}$  такое же положение, что и фазы обмотки синхронизации сельсина-приемника  $П$  по отношению к потоку  $\Phi_{вп}$  обмотки возбуждения приемника, то вследствие равенства встречно направленных э. д. с. ( $E_{A дс} = E_{Ап}; E_{B дс} = E_{Вп}; E_{C дс} = E_{Сп}$ ) в цепи вторичной обмотки  $ДС$  и обмотки синхронизации приемника ток отсутствует. Сельсины находятся в согласованном положении. Пару машин (дифференциальный сельсин — сельсин-приемник) можно рассматривать как обычную пару сельсинов в индикаторном режиме с потоком возбуждения датчика  $\Phi_{дс}$ .

Если ротор дифференциального сельсина повернуть в какую-либо сторону на угол  $\pm \alpha_{дс}$ , то, как и во всякой индикаторной системе, ротор сельсина-приемника повернется на такой же угол.

Если повернуть на некоторый угол  $\alpha_д$  ротор сельсина-датчика, то на такой же угол повернется магнитный поток обмотки статора дифференциального сельсина. Последнее равносильно повороту ротора дифференциального сельсина на угол  $\alpha_{дс}$  в противоположную сторону.

Таким образом, ротор сельсина-приемника будет реагировать на поворот ротора как сельсина-датчика, так и дифференциального сельсина. Угол поворота ротора сельсина-приемника будет равен сумме или разности углов  $\alpha_д$  и  $\alpha_{дс}$ .

### § 15.7. Магнесины

В тех случаях, когда датчик и приемник находятся на небольшом расстоянии друг от друга, и вал приемника практически не нагружается моментом сопротивления, индикаторные системы синхронной связи часто выполняются с помощью бесконтактных магнитоэлектрических машин — магнесинов.

Магнесин (рис. 15.14) состоит из тороидального статора без пазов, набранного из листов электротехнической стали. На статоре располагается кольцевая однофазная обмотка, включенная в сеть переменного тока.

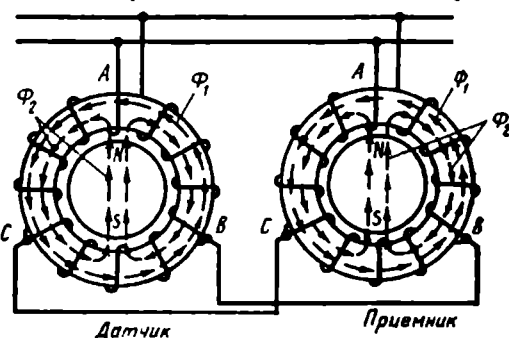


Рис. 15.14. Система синхронной связи на магнесинах

Обмотка имеет две отпайки. Углы между отпайками, а также между каждой из отпайки и концами обмотки равны  $120^\circ$ . Ротор магнесина представляет собой цилиндрический постоянный магнит.

В магнесине имеется два магнитных потока. Один из них  $\Phi_1$  создается переменным током однофазной обмотки, поступающим из сети. Он замыкается по тороиду статора и изменяется с частотой сети  $f_1$ . Другой поток  $\Phi_2$  создается постоянным магнитом ротора и замыкается по ротору и тороиду статора, как в двухполюсной машине обычного исполнения.

При питании обмотки статора магнесина переменным током тороид статора то насыщается — когда поток  $\Phi_1$  максимален, то остается ненасыщенным — когда поток  $\Phi_1$  мал или равен нулю. За один период изменения потока  $\Phi_1$  тороид статора дважды насыщается (при  $\Phi_1 = +\Phi_{1\text{max}}$  и  $\Phi_1 = -\Phi_{1\text{max}}$ ) и дважды становится ненасыщенным (при  $\Phi_1 = 0$ ). Таким образом, магнитное сопротивление тороида изменяется во времени с частотой  $f_2$ , равной удвоенной частоте сети

$$f_2 = 2f_1.$$

Величина потока  $\Phi_2$  постоянного магнита определяется м. д. с. постоянного магнита  $F_M$  и магнитным сопротивлением  $R_M$  на пути потока  $\Phi_2$ :

$$\Phi_2 = F_M / R_M.$$

Изменение магнитного сопротивления тороида приводит к изменению с такой же частотой магнитного потока  $\Phi_2$ . Таким образом, поток  $\Phi_2$  постоянного магнита пульсирует с частотой  $f_2 = 2f_1$ . Поток  $\Phi_2$  наводит в фазах обмотки статора (за которые можно принять части обмотки статора AB, BC, CA) э. д. с., величины которых зависят от положения ротора.

По способу синхронизации магнесин аналогичен двухполюсному сельсину, фазы обмотки синхронизации которого соединены в треугольник. В отличие от сельсина переменный поток возбуждения  $\Phi_2$  в магнесине создается не с помощью обмотки ротора, а с помощью постоянных магнитов и обмотки подмагничивания статора, изменяющей сопротивление магнитопровода с двойной частотой.

По обмоткам магнесина и проводам линии связи, в качестве одного из которых используется сеть, при рассогласовании магнесинов протекают токи двойной частоты. Эти токи, взаимодействуя с потоками  $\Phi_2$  магнесинов, и создают синхронизирующий момент. Токи, поступающие от источника питания и изменяющиеся с частотой  $f_1$ , в проводах линии связи отсутствуют. Последнее объясняется тем, что одноименные отпайки обмоток и концы обмоток по отношению к напряжению сети являются равнопотенциальными точками.

Магнесин, как и сельсин, обладает свойствами самосинхронизации в пределах одного оборота. Несмотря на сравнительно малый синхронизирующий момент, магнесины вследствие их бесконтактности, а также малых габаритов и веса используются в целом ряде схем. Их погрешность обычно не превышает  $1 \div 2,5^\circ$ .

## ГЛАВА XVI. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### § 16.1. Основные понятия

*Электромашинными преобразователями* называются электрические машины, предназначенные для преобразования рода тока, напряжения, частоты и т. п.

Принцип действия электромашинных преобразователей основан на двойном преобразовании энергии: электрическая энергия преобразуется в механическую, которая затем преобразуется вновь в электрическую энергию, но другого вида.

Электромашинные преобразователи изготавливают в виде двигатель-генераторных агрегатов или одноякорных преобразователей.

В зависимости от назначения электромашинные преобразователи разделяются на преобразователи постоянно-переменного тока, преобразующие переменный ток в постоянный или наоборот; преобразователи постоянного тока; преобразователи частоты и т. п.

### § 16.2. Электромашинные преобразователи двигатель-генераторного типа

Электромашинный преобразователь двигатель-генераторного типа представляет собой агрегат, состоящий из двигателя и генератора, связанных общим валом и заключенных в общий корпус.

Преобразователь, предназначенный для преобразования трехфазного переменного тока в постоянный, состоит из трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором и генератора постоянного тока (рис. 16.1). Отсутствие электрической связи между двигателем и генератором позволяет получать на выходе преобразователя напряжение постоянного тока, не зависящее от напряжения переменного тока на входе преобразователя.

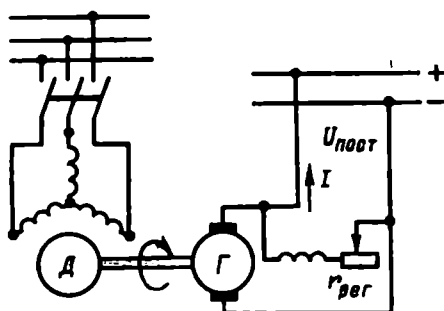


Рис. 16.1. Схема электромашинного преобразователя двигатель-генераторного типа

Для преобразования постоянного тока в переменный в электромашинных преобразователях используют двигатель постоянного тока параллельного или смешанного возбуждения и синхронный генератор (однофазный или трехфазный). На рис. 16.2 представлена конструкция электромашинного преобразователя постоянного тока в однофазный переменный ток. Якорь 3 двигателя постоянного тока и ротор 5 синхронного генератора расположены на общем валу 6. Со стороны

двигателя на этом валу расположен коллектор 1, а со стороны генератора — контактные кольца 7 для снятия напряжения переменного тока. Преобразователь имеет общий корпус 8, на внутренней поверхности которого со стороны двигателя и со стороны генератора расположены полюсы с обмотками возбуждения 2 и 4 соответственно двигателя и синхронного генератора. Таким образом, в рассматриваемом преобразователе синхронный генератор выполнен с внешними полюсами (по типу машины постоянного тока), а корпус преобразователя одновременно служит магнитопроводом как для двигателя, так и для генератора.

Аналогично рассмотренной конструкции выполнены электромашинные преобразователи частоты, состоящие из асинхронного трехфазного двигателя, который работает от сети частотой 50 Гц, и генератора переменного тока повышенной частоты.

Общим недостатком всех электромашинных преобразователей, выполненных по двигатель-генераторному принципу, является сравнительно высокая стоимость и низкий к. п. д. Последнее объясняется тем, что электроэнергия, поступающая в преобразователь, дважды претерпевает преобразование: сначала в двигателе, а затем в генераторе. В связи с этим к. п. д. двигатель-генераторного агрегата  $\eta$  определяется произведением к. п. д. двигателя  $\eta_d$  и к. п. д. генератора  $\eta_r$ :

$$\eta = \eta_d \eta_r$$

Например, если к. п. д. двигателя  $\eta_d = 75\%$ , а к. п. д. генератора  $\eta_r = 80\%$ , то к. п. д. преобразователя

$$\eta = 0,75 \cdot 0,80 = 0,6.$$

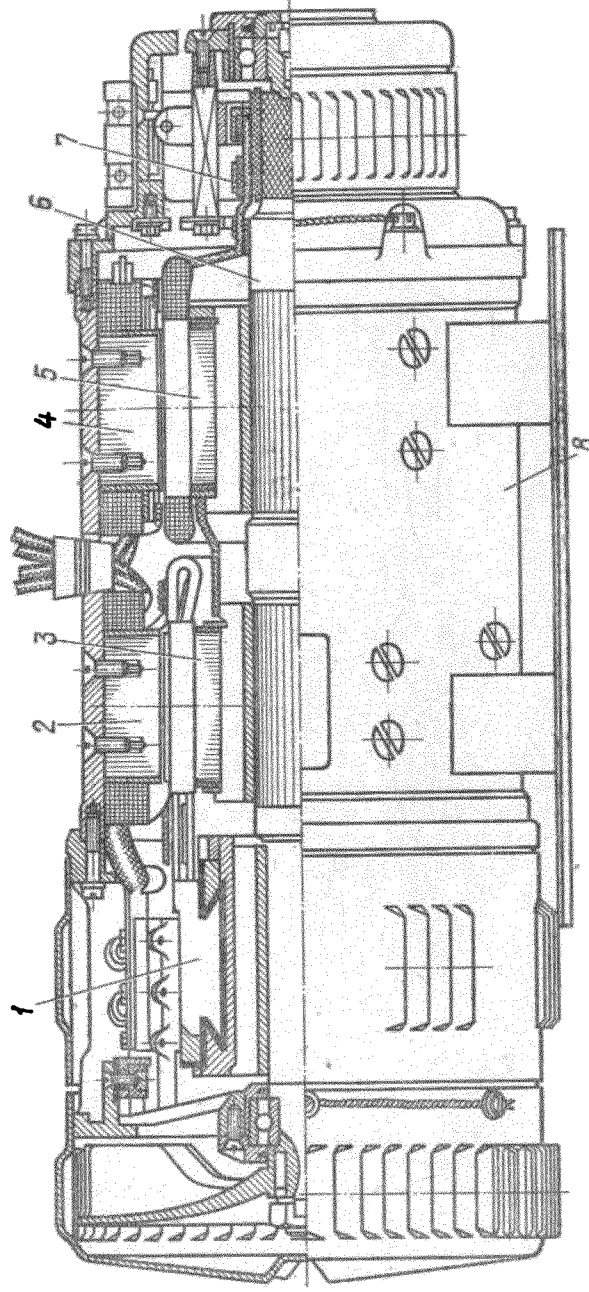


Рис. 16.2. Конструкція електромашинного преобразователя двигател-генераторного типа

### § 16.3. Одноякорные преобразователи

В одноякорном преобразователе двигатель и генератор совмещены в одной машине, где имеется общий якорь (ротор) и общая обмотка возбуждения. Рассмотрим работу одноякорного преобразователя постоянно-переменного тока.

Обмотка якоря этого преобразователя с одной стороны якоря присоединена к коллектору, а с другой стороны — к контактным

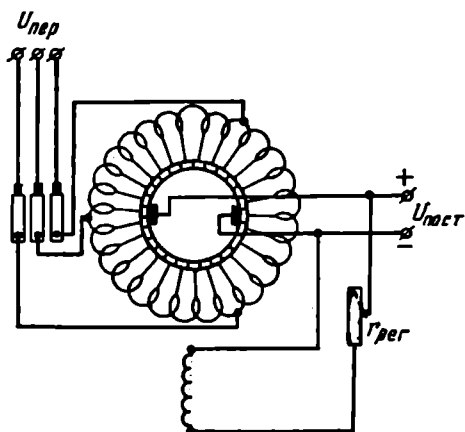


Рис. 16.3. Схема одноякорного преобразователя постоянно-переменного тока

кольцам (рис. 16.3). Число контактных колец определяется числом фаз преобразуемого переменного тока: для однофазного тока — два кольца, для трехфазного — три и т. д. На статоре преобразователя размещены главные полюсы с обмоткой возбуждения. При работе одноякорного преобразователя для преобразования переменного тока в постоянный на контактные кольца подается напряжение из сети переменного тока. Трехфазный ток, поступив в обмотку якоря, создает вращающееся магнитное поле. В результате якорь преобразователя приходит во вращение. Таким образом, со

стороны переменного тока одноякорный преобразователь работает как синхронный двигатель. Одновременно в обмотке якоря наводится э. д. с., создающая на выходе преобразователя постоянное напряжение. Следовательно, со стороны коллектора преобразователь работает в режиме генератора постоянного тока параллельного возбуждения. В результате электрической связи цепей постоянного и переменного токов величина напряжения на стороне постоянного тока  $U_{\text{пост}}$  находится в определенном соотношении с напряжением со стороны переменного тока  $U_{\text{пер}}$ , которое определяется выражением

$$U_{\text{пер}} = \frac{\sin(\pi/m)}{\sqrt{2}} U_{\text{пост}}, \quad (16.1)$$

где  $m$  — число контактных колец в преобразователе.

Так, если для однофазного преобразователя  $m=2$ , то  $U_{\text{пер}} = 0,707 U_{\text{пост}}$ ; для трехфазного  $m=3$ , то  $U_{\text{пер}} = 0,613 U_{\text{пост}}$ .

Одноякорный преобразователь по сравнению с преобразователем двигатель-генераторного типа имеет меньшие габариты и более высокий к. п. д. Кроме того, при перевозбуждении в цепи преобразователя появляется опережающий ток, способствующий повышению коэффициента мощности (см. § 13.4). Однако жесткая



зависимость напряжения постоянного тока от напряжения переменного тока затрудняет регулирование напряжения на выходе одноякорного преобразователя. Регулирование напряжения возможно лишь при изменении напряжения на входе преобразователя. Часто осуществляется это регулирование посредством автотрансформатора, включенного между сетью переменного тока и контактными кольцами. Однако глубина регулирования напряжения получается недостаточной и обычно не превышает 10% от номинального значения. Указанный недостаток одноякорных преобразователей ограничивает их применение.

Одноякорные преобразователи постоянного тока, служащие для изменения напряжения постоянного тока, имеют две рабочие обмотки, уложенные в пазах одного якоря. Каждая обмотка присоединена к своему коллектору. Одна из обмоток якоря рассчитана на низкое напряжение, а другая — на высокое. Обычно преобразователи используются для повышения напряжения постоянного тока. В этом случае к коллектору обмотки якоря низшего напряжения подводят напряжение, т. е. обмотка используется в качестве двигательной, а с коллектора обмотки высшего напряжения снимают напряжение, т. е. обмотка используется в качестве генераторной.

Одноякорный преобразователь имеет одну магнитную цепь, поэтому э. д. с. как в двигательной, так и в генераторной обмотках наводятся одним магнитным потоком. Причем э. д. с. двигательной обмотки  $E_d$  находится в определенном соотношении с э. д. с. генераторной обмотки  $E_g$ , определяемом отношением чисел активных проводников в двигательной  $N_d$  и в генераторной  $N_g$  обмотках:

$$E_g/E_d = N_g/N_d. \quad (16.2)$$

Э. д. с. генераторной и двигательной обмоток определяются выражениями

$$E_g = U_g + I_{a_g} \sum r_g; \quad (16.3)$$

$$E_d = U_d - I_{a_d} \sum r_d, \quad (16.4)$$

здесь  $U_g$  и  $U_d$  — напряжения на щетках генераторной и двигательной обмоток;  $I_{a_g}$  и  $I_{a_d}$  — токи в генераторной и двигательной обмотках;  $\sum r_g$  и  $\sum r_d$  — сопротивления в цепи генераторной и двигательной обмоток.

Используя выражения (16.2) ÷ (16.4), получим формулу напряжения на выходе одноякорного преобразователя переменного тока:

$$\begin{aligned} U_g &= E_g - I_{a_g} \sum r_g = E_d N_g/N_d - I_{a_g} \sum r_g = \\ &= (U_d - I_{a_d} \sum r_d) N_g/N_d - I_{a_g} \sum r_g. \end{aligned} \quad (16.5)$$

Из этого уравнения видно, что величина напряжения на выходе одноякорного преобразователя постоянного тока зависит от напряжения на входе, а следовательно, регулирование напряжения  $U_g$  возможно лишь посредством изменения напряжения  $U_d$ . Изменение же тока в обмотке возбуждения преобразователя практиче-

ски не влияет на  $U_r$ . Объясняется это тем, что с увеличением тока возбуждения возрастает основной магнитный поток, что способствует увеличению  $U_r$ , но в то же время с возрастанием потока уменьшается частота вращения якоря, что способствует уменьшению  $U_r$ . В результате напряжение на выходе преобразователя практически остается неизменным.

Одноякорные преобразователи постоянного тока, выпускаемые для схем автоматики, изготавливаются на мощности  $10 \div 5000$  Вт при напряжениях: на входе — 6; 12 и 24 В; на выходе — 220; 450; 750; 1000 и 1500 В и частоте вращения  $4000 \div 10\,000$  об/мин.

## Литература

---

- Арменский Е. В., Фалк Г. Б. Электрические микромашины. М., 1975.
- Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины и микромашины. М., 1971.
- Вольдек А. И. Электрические машины. Л., 1974.
- Дискретный электропривод с шаговыми двигателями/Ивоботенко Б. А., Рубцов В. П., Садовский Л. А. и др.; Под ред. М. Г. Чиликина. М., 1971.
- Ермолин Н. П. Электрические машины. М., 1975.
- Интегрирующий привод переменного тока/Фабрикант Е. А., Овенесянц Г. А., Печкуров И. И., Янушевский О. И. М., 1966.
- Испытание электрических микромашин/Астахов Н. В., Крайз Б. Л., Лопухина Е. М. и др. М., 1973.
- Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д. Управляемые асинхронные двигатели. Л., 1965.
- Кацман М. М. Электрические машины и трансформаторы. М., ч. I, 1976; ч. II, 1976.
- Микроэлектродвигатели для систем автоматизации/Анненков В. Б., Булин-Соколов И. В., Васильченко И. И. и др.; Под ред. Э. А. Лодочникова и Ф. М. Юферова. М., 1969.
- Осин И. Л., Колесников В. П., Юферов Ф. М. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами. М., 1976.
- Поталов Л. А., Юферов Ф. М. Измерение вращающих моментов и скоростей вращения микроэлектродвигателей. М., 1974.
- Свечарник Д. Э. Дистанционные передачи. М., 1966.
- Хрущев В. В. Электрические микромашины автоматических устройств. Л., 1976.
- Юферов Ф. М. Электрические машины автоматизации. Электротехнический справочник, т. 3, кн. 1, разд. 58. М., 1966.
- Юферов Ф. М. Электрические машины автоматических устройств. М., 1976.

	<i>Стр.</i>
Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	5
<b>РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ. КОЛЛЕКТОРНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ</b>	
<b>Глава I. Основы теории коллекторных электрических машин . . . . .</b>	<b>7</b>
• § 1.1. Принцип действия генератора постоянного тока . . . . .	7
• § 1.2. Принцип действия двигателя постоянного тока . . . . .	10
• § 1.3. Устройство электрической машины постоянного тока . . . . .	11
• § 1.4. Способы возбуждения электрических машин постоянного тока . . . . .	14
• § 1.5. Обмотка якоря электрической машины постоянного тока . . . . .	15
• § 1.6. Электродвижущая сила обмотки якоря . . . . .	18
• § 1.7. Магнитная цепь электрической машины постоянного тока . . . . .	20
• § 1.8. Магнитное поле машины. Реакция якоря . . . . .	20
• § 1.9. Коммутация в электрических машинах постоянного тока . . . . .	24
• § 1.10. Способы улучшения коммутации . . . . .	27
• § 1.11. Потери и коэффициент полезного действия электрических машин постоянного тока . . . . .	30
<b>Глава II. Коллекторные двигатели . . . . .</b>	<b>32</b>
• § 2.1. Принцип действия и основные уравнения двигателя постоянного тока . . . . .	32
• § 2.2. Двигатель параллельного возбуждения. Схема включения. Основные характеристики . . . . .	35
• § 2.3. Регулирование частоты вращения двигателей параллельного возбуждения . . . . .	38
• § 2.4. Двигатель последовательного возбуждения . . . . .	40
• § 2.5. Коллекторный двигатель переменного тока и универсальный двигатель . . . . .	42
• § 2.6. Бесконтактные двигатели постоянного тока . . . . .	45
<b>Глава III. Исполнительные двигатели постоянного тока . . . . .</b>	<b>50</b>
• § 3.1. Общие сведения . . . . .	50
• § 3.2. Исполнительный двигатель с якорным управлением . . . . .	52
• § 3.3. Исполнительный двигатель с полюсным управлением . . . . .	57
• § 3.4. Электрохимическая постоянная времени . . . . .	61
• § 3.5. Малоинерционные исполнительные двигатели постоянного тока . . . . .	64
<b>Глава IV. Генераторы постоянного тока . . . . .</b>	<b>68</b>
• § 4.1. Основные понятия . . . . .	68
• § 4.2. Генератор независимого возбуждения . . . . .	69
• § 4.3. Генератор параллельного возбуждения . . . . .	71

§ 4.4. Тахогенератор постоянного тока . . . . .	74
<b>глава V. Электромашинные усилители . . . . .</b>	<b>78</b>
§ 5.1. Общие сведения. Классификация . . . . .	78
§ 5.2. Одноступенчатый ЭМУ с независимым возбуждением . . . . .	80
§ 5.3. ЭМУ с самовозбуждением . . . . .	81
§ 5.4. Каскадные многоякорные ЭМУ продольного поля . . . . .	82
§ 5.5. ЭМУ поперечного поля . . . . .	83

## РАЗДЕЛ ВТОРОЙ. ТРАНСФОРМАТОРЫ

<b>Глава VI. Трансформаторы общего применения . . . . .</b>	<b>87</b>
§ 6.1. Назначение и принцип действия трансформаторов . . . . .	87
§ 6.2. Конструкция трансформаторов . . . . .	89
§ 6.3. Холостой ход трансформатора . . . . .	92
§ 6.4. Работа трансформатора при нагрузке . . . . .	94
§ 6.5. Основные уравнения трансформатора . . . . .	96
§ 6.6. Векторная диаграмма трансформатора . . . . .	98
§ 6.7. Схема замещения трансформатора . . . . .	99
§ 6.8. Опыты холостого хода и короткого замыкания . . . . .	100
§ 6.9. Изменение вторичного напряжения трансформатора . . . . .	103
§ 6.10. Потери и коэффициент полезного действия трансформатора . . . . .	104
§ 6.11. Трехфазные трансформаторы . . . . .	105
§ 6.12. Автотрансформатор . . . . .	106
<b>Глава VII. Трансформаторы специального применения . . . . .</b>	<b>108</b>
§ 7.1. Многообмоточный трансформатор . . . . .	108
§ 7.2. Импульсные трансформаторы . . . . .	109
§ 7.3. Пик-трансформаторы . . . . .	111
§ 7.4. Трансформаторы с регулируемым вторичным напряжением . . . . .	112
§ 7.5. Трансформаторы для выпрямительных установок . . . . .	114

## РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

<b>Глава VIII. Трехфазные асинхронные двигатели . . . . .</b>	<b>117</b>
§ 8.1. Общие сведения. Устройство асинхронного двигателя . . . . .	117
§ 8.2. Обмотка статора . . . . .	120
§ 8.3. Принцип образования вращающегося магнитного поля . . . . .	124
§ 8.4. Принцип действия асинхронного двигателя . . . . .	126
§ 8.5. Магнитные поля и э. д. с. асинхронной машины . . . . .	128
§ 8.6. Основные уравнения. Векторная диаграмма асинхронного двигателя . . . . .	130
§ 8.7. Схемы замещения. Ток ротора . . . . .	133
§ 8.8. Основные энергетические соотношения. Энергетическая диаграмма . . . . .	134
§ 8.9. Электромагнитный момент асинхронного двигателя. Механические характеристики . . . . .	136
§ 8.10. Статическая устойчивость работы асинхронного двигателя . . . . .	139
§ 8.11. Рабочие характеристики трехфазных асинхронных двигателей . . . . .	141
§ 8.12. Регулирование частоты вращения . . . . .	142

<b>Глава IX. Однофазные асинхронные двигатели</b>	1
§ 9.1. Принцип действия однофазного асинхронного двигателя	1
§ 9.2. Пуск однофазного асинхронного двигателя	1
§ 9.3. Сравнение свойств фазосдвигающих элементов	1
§ 9.4. Устройство однофазного асинхронного двигателя	1
§ 9.5. Асинхронные конденсаторные двигатели	1
§ 9.6. Однофазный асинхронный двигатель с экранированными полюсами	1
§ 9.7. Использование трехфазного асинхронного двигателя для работы от однофазной сети	1
§ 9.8. Двигатели с катящимся ротором	10
<b>Глава X. Асинхронные исполнительные двигатели и асинхронные тахогенераторы</b>	16
§ 10.1. Общие сведения	16
§ 10.2. Самоход и пути его устранения	16
§ 10.3. Устройство асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором	16
§ 10.4. Характеристики асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором	17
§ 10.5. Асинхронный исполнительный двигатель с короткозамкнутым ротором, имеющим обмотку в виде беличьей клетки	17
§ 10.6. Асинхронный исполнительный двигатель с полым ферромагнитным ротором	17
§ 10.7. Электромеханическая постоянная времени асинхронных исполнительных двигателей	17
§ 10.8. Асинхронные тахогенераторы	17
<b>Глава XI. Вращающиеся трансформаторы</b>	
§ 11.1. Назначение и конструкция вращающихся трансформаторов	
§ 11.2. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ)	
§ 11.3. Линейный вращающийся трансформатор (ЛВТ)	
§ 11.4. Вращающийся трансформатор-построитель (ПВТ)	
§ 11.5. Погрешности вращающихся трансформаторов	
<b>РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ</b>	
<b>Глава XII. Синхронные генераторы</b>	
§ 12.1. Общие сведения	
§ 12.2. Конструкция синхронных генераторов	
§ 12.3. Принцип действия синхронного генератора	
§ 12.4. Магнитное поле синхронного генератора при холостом ходе и при нагрузке. Реакция якоря	2
§ 12.5. Основные уравнения. Векторные диаграммы	2
§ 12.6. Синхронный тахогенератор	2
<b>Глава XIII. Синхронные двигатели</b>	
§ 13.1. Принцип действия трехфазных синхронных двигателей	2
§ 13.2. Пуск синхронных двигателей	2
§ 13.3. Электромагнитный момент синхронного двигателя	2
§ 13.4. Рабочие характеристики синхронных двигателей	2
§ 13.5. Синхронные двигатели с постоянными магнитами	2

<b>IV. Реактивные, гистерезисные и шаговые двигатели . . . . .</b>	<b>218</b>
§ 14.1. Принцип действия и устройство реактивного двигателя . . . . .	218
§ 14.2. Вращающий момент реактивного двигателя . . . . .	219
§ 14.3. Тихоходный редукторный двигатель реактивного типа . . . . .	221
§ 14.4. Гистерезисный двигатель . . . . .	223
§ 14.5. Однофазные синхронные двигатели типа ДСД и ДСДР . . . . .	227
§ 14.6. Шаговые исполнительные двигатели . . . . .	228
<b>V. Электрические машины систем синхронной связи — сельсины . . . . .</b>	<b>234</b>
§ 15.1. Общие сведения . . . . .	234
§ 15.2. Работа сельсинов в индикаторной схеме . . . . .	236
§ 15.3. Работа сельсинов в трансформаторной схеме . . . . .	241
§ 15.4. Контактные сельсины . . . . .	244
§ 15.5. Бесконтактные сельсины . . . . .	246
§ 15.6. Схемы синхронной связи с дифференциальными сельсинами . . . . .	248
§ 15.7. Магнесины . . . . .	250
<b>VI. Электромашинные преобразователи . . . . .</b>	<b>251</b>
§ 16.1. Основные понятия . . . . .	251
§ 16.2. Электромашинные преобразователи двигатель-генераторного типа . . . . .	251
§ 16.3. Одноякорные преобразователи . . . . .	254
<b>за . . . . .</b>	<b>257</b>