

Министерство образования и науки Российской Федерации
НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

А.Ф. ШЕВЧЕНКО, А.Г. ПРИСТУП

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

НОВОСИБИРСК
2016

УДК 621.313.8(075.8)
Ш 379

Рецензенты:

д-р техн. наук, проф. *В.Ю. Нейман*
канд. техн. наук, доцент *Г.А. Шаниуров*

Работа подготовлена на кафедре электромеханики
для студентов факультета мехатроники и автоматизации

Шевченко А.Ф.

Ш 379 Электрические машины с постоянными магнитами: учебное
пособие / А.Ф. Шевченко, А.Г. Приступ. – Новосибирск: Изд-во
НГТУ, 2016. – 64 с.

ISBN 978-5-7782-2862-7

Рассмотрены основные характеристики постоянных магнитов, конструкции электрических машин с постоянными магнитами, а также вопросы теории дробных зубцовых обмоток, применяемых в электрических машинах с постоянными магнитами.

Пособие подготовлено применительно к учебным программам курса «Моделирование процессов в электрических машинах с постоянными магнитами», «Электрические машины с постоянными магнитами» и «Специальные электрические машины» для студентов факультета мехатроники и автоматизации.

УДК 621.313.8(075.8)

ISBN 978-5-7782-2862-7

© Шевченко А.Ф., Приступ А.Г., 2016
© Новосибирский государственный
технический университет, 2016

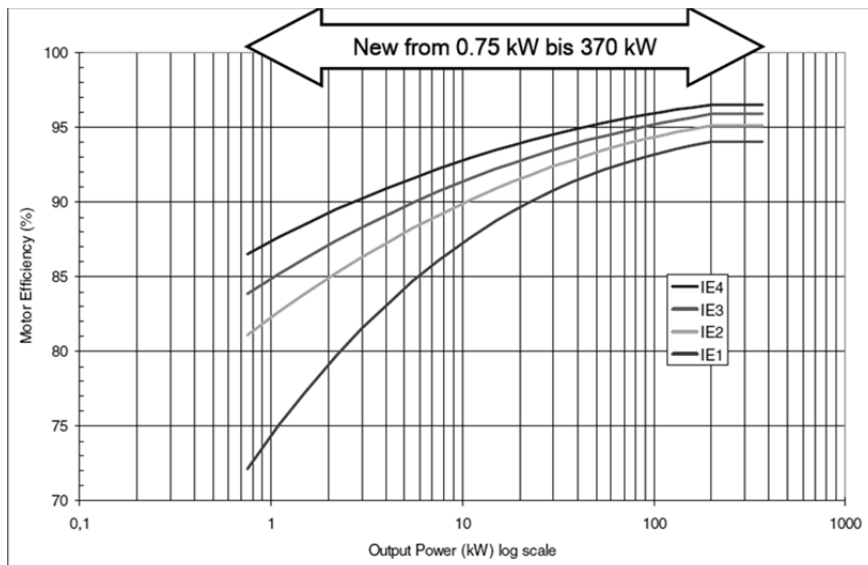
ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время все большую популярность получают электрические машины с возбуждением от постоянных магнитов. Это обусловлено их высокими энергетическими и хорошими массогабаритными показателями, большим сроком службы, перегрузочной способностью и высокой надёжностью.

Однако наиболее массовым типом электродвигателя до сих пор является асинхронная машина с короткозамкнутым ротором, обладающая сравнительно низкой стоимостью и высокой надёжностью. Асинхронные электродвигатели не лишены ряда недостатков, среди которых в первую очередь следует отметить сравнительно большой намагничивающий ток (до 60 % от номинального), большой пусковой ток (в 5...7 раз больше номинального) и невысокие по современным требованиям энергетические показатели.

Намагничивающий ток асинхронного двигателя загружает питающую сеть реактивной мощностью, создавая дополнительные потери в ней. Большие пусковые токи обуславливают провалы напряжения в питающей сети, что неблагоприятно влияет на других потребителей. Энергетические характеристики асинхронных электродвигателей регламентируются международным стандартом МЭК 60034-30, вводящим четыре класса энергоэффективности электродвигателей с IE1 до IE4 (см. рисунок). К классу IE1 относятся обычные асинхронные электродвигатели, которые рекомендуется заменять на электродвигатели классов энергоэффективности IE2 и IE3, особенно в электроприводах с большим годовым временем наработки.

В асинхронных электродвигателях классов IE2 и IE3 повышенные энергетические характеристики достигаются путём снижения электромагнитных нагрузок и путём перехода на роторе от алюминиевой короткозамкнутой клетки к медной. Применяемые способы повышения энергоэффективности асинхронных электродвигателей приводят к увеличению их веса, габаритов и стоимости, что не всегда поддерживается потребителями таких машин.



Классы энергоэффективности асинхронных электродвигателей

По оценкам ряда экспертов энергоэффективность, соответствующая перспективному классу IE4, при существующих электротехнических материалах не может быть достигнута в асинхронных электродвигателях при приемлемой их стоимости и габаритах. Считается, что класс энергоэффективности IE4 может быть достигнут при замене асинхронных электродвигателей электродвигателями с возбуждением от постоянных магнитов (синхронными).

Синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов (СМПМ) обладают по сравнению с аналогичными по мощности и частоте вращения асинхронными машинами рядом существенных преимуществ. Из преимуществ в первую очередь следует отметить существенно меньшие вес и габариты, повышенные энергетические характеристики как в номинальном режиме, так и при регулировке частоты вращения.

Традиционно недостатком СМПМ считались проблемы с запуском при прямой работе от промышленной сети и высокая стоимость постоянных магнитов, что ограничивало область применения этих машин преимущественно высокоточными сервоприводами, где эти машины обеспечивают характеристики, недостижимые с помощью машин дру-

гих типов. СМПП, используемые в сервоприводах, выполняются как высокоточные машины, оснащаются точными датчиками положения ротора и питаются от преобразователей частоты, обеспечивающих за счёт обратных связей от датчика положения ротора запуск, позиционирование и управление в широком диапазоне изменения частоты вращения, что в конечном итоге обуславливает высокую стоимость.

Произошедшее в последние годы изменение цен на электротехнические материалы и существенное снижение цен на постоянные магниты позволяют создавать СМПП, сравнимые по стоимости с асинхронными электродвигателями. При этом СМПП значительно превосходят асинхронные двигатели по энергетическим характеристикам и имеют существенно более низкие вес и габариты.

Основная тенденция развития электропривода в мировой практике – переход к регулируемому электроприводу, в первую очередь в системах воздухо- и водоснабжения в целях резкого повышения качества осуществляемых электроприводом технологических операций и радикальной (до 50 %) экономии электроэнергии

Другой тенденцией в системах управления электродвигателями является применение бездатчиковых систем, обеспечивающих построение эффективных электроприводов различного назначения на базе СМПП. Таким образом, система электропривода на базе СМПП и управляемого преобразователя частоты оказывается соизмеримой по стоимости с системой преобразователь частоты–асинхронный двигатель, существенно превосходя последнюю по энергетическим и эксплуатационным показателям.

При разработке современных СМПП применяется ряд конструктивных и технических решений, позволяющих получить высокоэффективные электродвигатели, конкурентоспособные по своей стоимости с асинхронными машинами, однако имеющие лучшие массогабаритные и энергетические показатели.

При работе электродвигателя от преобразователя частоты отсутствует жёсткая привязка числа полюсов машины к частоте сети, питающей электропривод. Это дает возможность выбрать повышенную полюсность машины, что обеспечивает получение более оптимальных конструкций, обладающих лучшими массогабаритными показателями.

Выполнение многополюсных электрических машин с обмотками классического типа приводит к измельчению структуры зубцово-пазовой зоны, что усложняет технологию изготовления и снижает удельные показатели машины. В подобных многополюсных электриче-

ских машинах целесообразно применение дробных обмоток с числом пазов на полюс и фазу меньше единицы. Такие обмотки позволяют в габаритах обычных классических машин реализовать число полюсов, достигающее 50...100. Так как число полюсов ротора таких машин незначительно отличается от числа зубцов статора (обычно на 2–4), то их максимальная полюсность определяется в основном техническими возможностями изготовления многополюсного ротора. Кроме того, следует отметить, что обмотки с $q < 1$ относятся к концентрическим обмоткам, не имеющим пересекающихся лобовых частей, что упрощает технологию изготовления и уменьшает осевой размер машины за счёт малых вылетов лобовых частей. При $q < 1$ шаг обмотки, как правило, равен зубцовому делению, т. е. каждая катушка такой обмотки охватывает один зубец. Поэтому здесь и в дальнейшем будем называть такие обмотки однозубцовыми.

Несмотря на все большее распространение электрических машин с однозубцовыми обмотками, основы теории таких двигателей еще недостаточно разработаны. Широкий спектр пространственных гармоник МДС однозубцовых обмоток затрудняет расчет магнитных полей и параметров таких машин, недостаточно разработаны и вопросы их проектирования. Решению некоторых из этих вопросов посвящена предлагаемая работа, где рассмотрены вопросы теории однозубцовых обмоток и вопросы проектирования электрических машин, содержащих такие обмотки.

1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Постоянными магнитами называются ферромагнитные тела из магнитотвёрдого материала с высокой остаточной магнитной индукцией, сохраняющие состояние намагниченности в течение длительного времени. Постоянные магниты изготавливаются различной формы и применяются в качестве автономных (не потребляющих энергии) источников магнитного поля. Магнитные поля, созданные постоянным магнитом и катушкой с током, показаны на рис. 1.1.

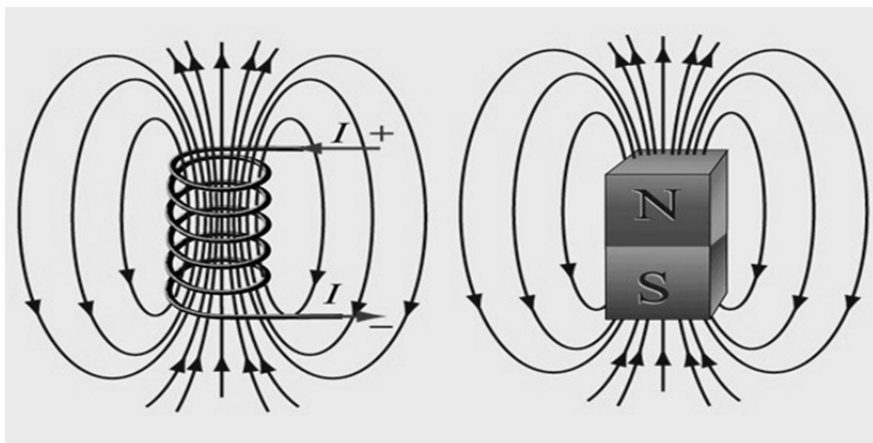


Рис. 1.1. Магнитные поля, созданные катушкой с током
и постоянным магнитом

Магниты бывают естественные и искусственные. **Естественным магнитом** является кусок магнитного железа, обладающий свойством притягивать железные и стальные предметы. Искусственные магниты представляют собой тела, получившие магнитные свойства в результате намагничивания в магнитном поле. Постоянные магниты являются искусственными магнитами.

Свойства постоянных магнитов определяются петлёй гистерезиса, представляющей собой зависимость магнитной индукции B от напряжённости магнитного поля H [1].

$$B = f(H).$$

На рис. 1.2 представлена типичная петля гистерезиса для магнито-твёрдого (с большими потерями) ферромагнитного материала. Она характеризует неоднозначную зависимость намагниченности магнитоупорядоченного материала от напряжённости намагничивающего поля. С увеличением напряжённости магнитного поля от исходной точки 1 намагничивание идет по штриховой линии 1–2. В точке 2 достигается насыщение, т. е. при дальнейшем увеличении напряжённости намагниченность больше не увеличивается. Если теперь постепенно уменьшать величину H до нуля, то кривая $B(H)$ уже не следует по прежнему пути, а проходит через точку 3, обнаруживая «память» материала о «прошлой истории», откуда и произошло название «гистерезис». Очевидно, что при этом сохраняется некоторая остаточная намагниченность (отрезок 1–3). После изменения направления намагничивающего поля на обратное кривая $B(H)$ проходит точку 4, причём отрезок 1–4 соответствует

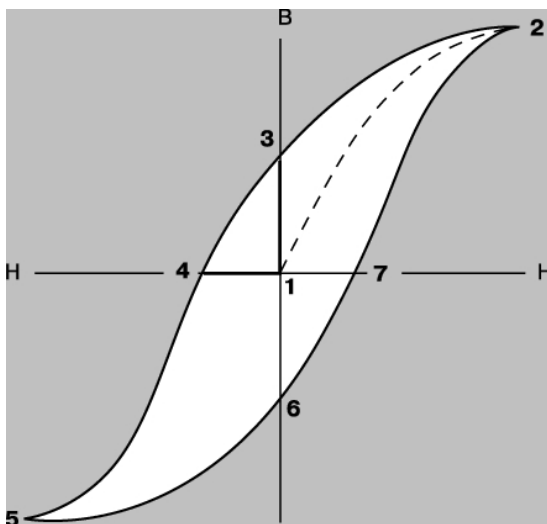


Рис. 1.2. Типичная петля гистерезиса для магнито-твёрдого ферромагнитного материала

коэрцитивной силе, препятствующей размагничиванию. Дальнейший рост значений $(-H)$ приводит кривую гистерезиса в третий квадрант – участок 4–5. Следующее за этим уменьшение величины $(-H)$ до нуля и затем возрастание положительных значений H приведет к замыканию петли гистерезиса через точки 6, 7 и 2. В точке 2 достигается магнитное насыщение. Отрезок 1–3 определяет остаточную магнитную индукцию, а отрезок 1–4 – коэрцитивную силу, характеризующую способность образца противостоять размагничиванию.

Магнитотвёрдые материалы характеризуются широкой петлёй гистерезиса, охватывающей значительную площадь на диаграмме и потому соответствующей большим значениям остаточной намагниченности (магнитной индукции) и коэрцитивной силы. Узкая петля гистерезиса (рис. 3) характерна для магнитомягких материалов – таких, как мягкая сталь и специальные сплавы с большой магнитной проницаемостью. Такие сплавы и были созданы с целью снижения обусловленных гистерезисом энергетических потерь. Большинство подобных специальных сплавов, как и ферриты, обладает высоким электрическим сопротивлением, благодаря чему уменьшаются не только магнитные потери, но и электрические, обусловленные вихревыми токами.

1.1. ОСНОВНЫЕ МАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

Пояснение параметров постоянных магнитов можно сделать с помощью диаграммы магнита $B = f(H)$, представленной на рис. 1.3 [3].

Индукция насыщения B_S (Тесл) и соответствующая ей **напряжённость магнитного поля H_S** , характеризующие такое магнитное состояние материала, когда все магнитные моменты доменов ориентированы параллельно внешнему магнитному полю.

При намагничивании магнита рабочая точка на диаграмме перемещается из точки O в точку B_S . Эта точка соответствует насыщению постоянного магнита и характеризуется B_S и H_S . После достижения насыщения намагниченность магнита при дальнейшем увеличении напряжённости магнитного поля не изменяется. При $H > H_S$ индукция возрастает по линейному закону:

$$B = \mu_0(H - H_S) + B_S.$$

Остаточная магнитная индукция B_r (Тесл) – намагниченность, оставшаяся после намагничивания материала, из которого изготовлен постоянный магнит, измеренная на его поверхности, в замкнутой системе (индукция на предельной петле гистерезиса при напряжённости намагничивающего поля, равной нулю). Это основная характеристика магнита.

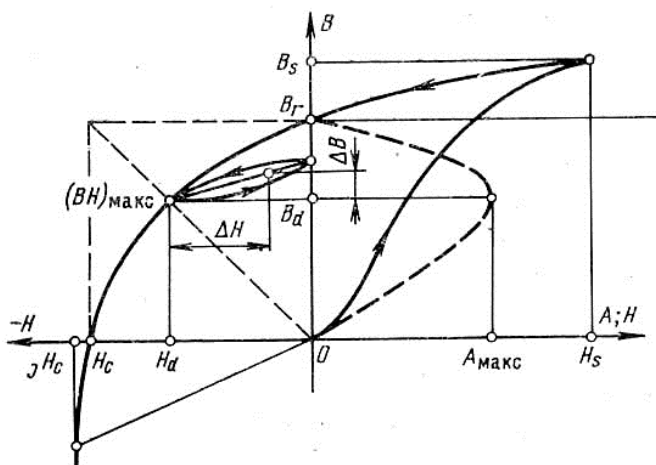


Рис. 1.3. К определению параметров постоянных магнитов

Коэрцитивная сила по индукции H_c (кА/м) – напряжённость размагничивающего магнитного поля, требуемая для полного размагничивания магнита, намагниченного до состояния насыщения. Характеризует устойчивость к размагничиванию.

Коэрцитивная сила по намагниченности jH_c (кА/м) – напряжённость размагничивающего магнитного поля, при которой намагниченность, требуемая для полного размагничивания предварительно намагниченного материала, доходит до нуля.

Абсолютная магнитная проницаемость магнита μ_a , определяемая отношением индукции в какой-либо точке материала к напряжённости магнитного поля в этой же точке.

Коэффициент магнитного возврата ρ_b , определяемый отношением изменения индукции к соответствующему изменению напряжённости магнитного поля в любой точке кривой размагничивания:

$$\rho_B = \frac{\Delta B}{\Delta H}.$$

Максимальная удельная магнитная энергия, развиваемая магнитом во внешнем пространстве, равная максимальной магнитной энергии в единице объёма:

$$A_{\max} = (BH)_{\max} / 2.$$

Температурный коэффициент остаточной магнитной индукции T_c of B_r (ТК B_r) (% на °C) – характеризует изменение магнитной индукции от температуры.

Максимальная рабочая температура $T_{\max}$ (градусов по Цельсию) – предел температуры, при которой магнит временно теряет часть своих магнитных свойств. При последующем охлаждении все магнитные свойства восстанавливаются (в отличие от точки Кюри). Превышение нагрева на несколько десятков градусов больше $T_{\max}$ может вызвать частичное размагничивание магнитного материала (после остывания остаточная индукция B_r будет меньше изначальной).

Точка Кюри T_{cur} (°C) – температура, выше которой исчезает намагничённость ферромагнетиков. Точка Кюри для некоторых материалов приведена ниже:

никель +358 °C; железо +769 °C; кобальт +1121 °C.

Размагничивание и срок службы магнитов. Магниты теряют намагничённость при сильных механических вибрациях, ударах, деформациях и значительных перепадах температуры. Полное размагничивание произойдёт при нагревании выше температуры Кюри (она отличается для каждого конкретного ферромагнитного материала, например, железо +769 °C) или в мощном магнитном поле, затухающем переменном или противоположно направленном постоянном, напряжённостью не меньше величины коэрцитивной силы для данного магнетика. Самые распространённые железные магниты в обычных комнатных условиях и без нарушения условий эксплуатации будут размагничиваться очень долго. В течение 10 лет неодимовые магниты теряют менее 2 % силы, кобальтовые – меньше 1 % своей намагничённости. Хуже параметры у ферритов и альнико – они ненадёжны, быстро садятся, стареют и работают в полсилы, что нередко считается их недонамагниченностью и заводским браком в производстве.

1.2. СОВРЕМЕННЫЕ ВИДЫ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В электрических машинах с постоянными магнитами в настоящее время применяются следующие основные материалы постоянных магнитов: сплавы альнико (Al-Ni-Co – алюминий, никель, кобальт), ферриты и интерметаллические соединения на основе редкоземельных элементов, кобальта и неодима.

К основным преимуществам материалов альнико можно отнести высокую механическую прочность, стабильность магнитных свойств в широкой области температур, высокие значения намагниченности насыщения, однако магниты альнико обладают низким значением коэрцитивной силы.

Первые неметаллические магниты – ферриты были синтезированы исследователями из корпорации Philips в 1950-х годах. Эти материалы имели в своем составе стронциевый или бариевый ферриты, а также оксид железа. Ферритовые магниты получили широкое распространение (приблизительные оценки показывают, что на ферриты сейчас приходится около 80 % мирового производства магнитных материалов).

Ферритовые магнитные материалы отличаются высоким значением коэрцитивной силы, к недостаткам же их следует отнести механическую хрупкость, сложность в обработке, низкую величину остаточной индукции, зависимость магнитных свойств от температуры.

В 1970 и 1980-х годах на основе редкоземельных элементов (самарий и неодим) были получены материалы, обладающие улучшенными магнитными свойствами, так называемые редкоземельные магниты. Применение высококоэрцитивных редкоземельных магнитов дало новый импульс развитию устройств, использующих постоянные магниты. Основным преимуществом магнитов на основе редкоземельных материалов, помимо высоких значений остаточной индукции и коэрцитивной силы, является практически полное совпадение частных кривых возврата с кривой размагничивания. Это позволяет не учитывать кратковременные увеличения реакции якоря при проектировании машины.

Лучшей коэрцитивной силой и остаточной индукцией обладают магниты SmCo (самарий-кобальт), кроме того, максимальная рабочая температура их достигает 400 °C. Недостатком этих магнитов является очень высокая стоимость.

Постоянные магниты NdFeB (неодим-железо-бор) по магнитным свойствам превосходят SmCo магниты. Однако существенными недостатками являются хрупкость, подверженность коррозии (что приводит к необходимости применения защитного слоя), сильная зависимость свойств от температуры.

На рис. 1.4 представлены кривые размагничивания постоянных магнитов при 25 °С [2].

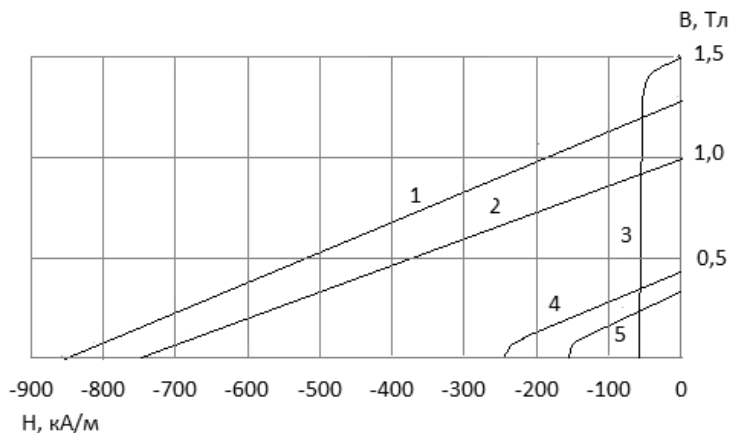


Рис. 1.4. Кривые размагничивания постоянных магнитов:

1 – неодим-железо-бор; 2 – самарий-кобальт; 3 – альнико (ЮНДК);
4 – феррит-стронций; 5 – феррит-барий

Эти кривые являются основной характеристикой свойств магнита. Они отображают величину остаточной индукции B_r и коэрцитивной силы по индукции H_{CB} . По этим кривым определяется максимальная удельная энергия магнитного поля, создаваемого магнитами $(BH)_{\max}$. Как видно из рисунка, зависимость $B(H)$ у редкоземельных магнитов SmCo и NdFeB в четвертом квадранте является практически прямой, что имеет большое значение в тех областях применения, где магниты подвергаются частичному размагничиванию, в том числе в электрических машинах, где размагничивание вызывается реакцией якоря. Однако при увеличении температуры коэрцитивная сила магнитов NdFeB уменьшается, и кривая размагничивания загибается при низких значениях индукции. Таким образом, при проектировании электрической

машины с возбуждением от постоянных магнитов NdFeB необходимо учитывать их зависимость от температуры, так как при сильном размагничивающем действии реакции якоря магниты могут частично либо полностью потерять свои свойства. В табл. 1.1 представлены максимальные рабочие температуры постоянных магнитов.

Таблица 1.1

Максимальные рабочие температуры постоянных магнитов

Материал	$T_{\max}, ^\circ\text{C}$
Альнико	540
Ферриты	400
SmCo 1,5	260
SmCo 2, 17	350
NdFeB N	80
NdFeB M	100
NdFeB H	120
NdFeB SH	150
NdFeB UH	180
NdFeB EH	200

Более подробно характеристики основных постоянных магнитов приводятся ниже.

Ферриты от лат. ferrum – железо, в прямом смысле – химические соединения окиси железа Fe_2O_3 с окислами других металлов; в более широком понимании – сложные окислы, содержащие железо и другие элементы.

Ферриты или ферромагниты – это прессованные, керамические, ферритобариевые и ферритостронциевые магниты.

Остаточная индукция современных ферромагнитов составляет $B_r = 0,2 \dots 0,43$ Тл. Коэрцитивная сила по индукции $H_{cb} = 120 \dots 210$ кА/м. Диапазон максимальной энергии (энергетическое произведение) – от 6 до 33 кДж/м².

По электрическим свойствам ферриты представляют собой полупроводники, проводимость которых возрастает с повышением температуры. Имеют очень высокое электрическое сопротивление (поэтому феррит бария используют в цепях, подвергающихся действию высокочастотных полей).

Ферромагниты имеют хорошую механическую прочность, коррозионную стойкость. Для ферромагнитов самыми опасными видами деформации являются растяжение и изгиб. Предел прочности ферритовых материалов при растяжении $(1...2) \cdot 10^4$ кПа, при изгибе – в 2...2,5 раза больше, а при сжатии – в 10...15 раз больше, чем при растяжении.

Температурный коэффициент остаточной магнитной индукции T_c of $B_r \sim -0.20$ % на $^{\circ}\text{C}$. Максимальная рабочая температура $T_{\max} = 250...300$ $^{\circ}\text{C}$. Точка Кюри $T_{\text{cur}} = 450$ $^{\circ}\text{C}$

В роторах из ферромагнита есть возможность осуществить многополюсное намагничивание на цельном изделии, они имеют неплохую устойчивость к воздействию внешних магнитных полей. По стоимости они на порядок дешевле ЮНДК, при этом имеют более высокие показатели коэрцитивной силы.

Недостатки ферромагнитов – хрупкость и твёрдость (обрабатывать можно только шлифованием и при помощи алмазной резки) и уменьшение коэрцитивной силы при охлаждении ниже -20 $^{\circ}\text{C}$ (что снижает на морозе стойкость к размагничиванию магнитным полем; зимой при -60 $^{\circ}\text{C}$ магнитные свойства необратимо теряются и не восстанавливаются при возврате к нормальным термическим условиям) или при нагреве (особенно чувствительны бариевые).

Ферромагниты широко применяются в двигателях постоянного тока, в генераторах, в профессиональных и домашних аудиосистемах. Основные свойства ферромагнитов приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Спечённые магниты феррит-стронция (ТУ 6391-001-59990452–2003)

Марка материала	Остаточная магнитная индукция B_r , Тл	Коэрцитивная сила		Максимальная магнитная энергия $BH_{\max}$, кДж/м ²
		H_c , кА/м	jH_c , кА/м	
ФСИ-10	Не менее 0,2	128...160	200...260	6,4...9,5
ФСИ-20	0,32...0,38	128...192	140...200	18,4...21,5
ФСИ-25	0,36...0,39	135...170	140...200	22,5...28,0
ФСИ-30	0,38...0,40	175...210	180...220	26,0...30,0
ФСИ-30ВН	0,38...0,40	230...275	235...290	27,0...32,5
ФСИ-33	0,41...0,43	220...250	225...255	27,0...32,5
ФСИ-35	0,40...0,42	160...190	165...195	30,0...33,5

Магниты SmCo – это спечённые редкоземельные магниты на основе сплавов самарий-кобальт.

Остаточная индукция $B_r = 0,8...1,1$ Тл. Коэрцитивная сила по индукции $H_c = 400...780$ кА/м.

Температурный коэффициент остаточной магнитной индукции T_c of $B_r \sim -0,035$ % на $^{\circ}\text{C}$.

Максимальная рабочая температура $T_{\max} = 250...550$ $^{\circ}\text{C}$. Точка Кюри $T_{\text{сир}} = 700...800$ $^{\circ}\text{C}$.

Диапазон максимальной энергии – $65...240$ кДж/м².

Имеют хорошую коррозионную стойкость (поэтому не нуждаются в защитном покрытии) по сравнению с остальными редкоземельными материалами и большие значения максимальной рабочей температуры (термостабильные до 350 $^{\circ}\text{C}$) и коэрцитивной силы (т. е. магнитотвёрдые – устойчивые к размагничиванию). По сравнению с ЮНДК у них на порядок большая коэрцитивная сила по намагничённости. Недостатки: хрупкость и высокая цена. Применяются они в космических аппаратах и мобильных телефонах, в авиационной и компьютерной технике, в электрических машинах, в медицинском оборудовании, в миниатюрных электромеханических приборах и устройствах (наручных часах, наушниках и т. д.). Основные свойства самарий-кобальтовых магнитов приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Спечённые магниты самарий-кобальт (ТУ 6391-003-59990452–2003)

Марка материала	Остаточная магнитная индукция B_r , Тл	Коэрцитивная сила		Максимальная магнитная энергия $BH_{\max}$, кДж/м ²
		H_c , кА/м	jH_c , кА/м	
КС25ДЦ-150	0,90	690	900	150
КС25ДЦ-175	0,94	700	900	175
КС25ДЦ-190	0,98	710	900	190
КС25ДЦ-210	1,02	740	900	210
КС25ДЦ-225	1,06	760	900	225
КС25ДЦ-240	1,10	780	900	240
КС36А	0,90	660	900	160
КС37	0,77	540	1300	110

Марка материала	Остаточная магнитная индукция B_r , Тл	Коэрцитивная сила		Максимальная магнитная энергия $BH_{\max}$, кДж/м ²
		H_c , кА/м	jH_c , кА/м	
КС25Эгд	0,82	560	1000	130
КС27Эгд	0,68	510	1030	90
ККМ37	0,57	425	630	65
КС10ММ27	0,64	470	720	80
КС20ММ17	0,70	520	960	95
КС25ММ12	0,73	580	1275	110

Неодимовые – редкоземельные супермагниты на основе сплавов неодим-железо-бор (Nd-Fe-B, NdFeB). Эти магниты получены методом литья, спекания или прессования. Спечённые неодимовые магниты являются одними из самых сильных магнитов в мире.

Остаточная индукция $B_r = 1,0 \dots 1,4$ Тл. Коэрцитивная сила по индукции $H_c = 800 \dots 1140$ кА/м.

Температурный коэффициент остаточной магнитной индукции T_c of $B_r \sim -0,07 \dots -0,13\%$ на °С.

Диапазон рабочих температур от -60 до $+150 \dots 220$ °С. Точка Кюри $T_{\text{сир}} = 310 \dots 330$ °С.

Диапазон максимальной энергии – $200 \dots 420$ кДж/м².

Неодимовые магниты хрупкие и чувствительные к температуре (предел допустимого нагрева зависит от марки магнита). После сильного перегрева необратимо и полностью теряется намагниченность (восстановить можно перемагничиванием на специальной установке). Имеют невысокую коррозионную стойкость – легко окисляются, если повреждено антикоррозионное покрытие (краска, лак, тонкая металлическая плёнка из никеля, меди или цинка). Максимальная рабочая температура будет выше при добавлении кобальта вместо железа, но это ведёт к удорожанию материала. Широко применяются в компьютерной технике (двигатели электроприводов дисков, устройства считывания и записи информации), в электрических машинах и различных датчиках. Высокая магнитная энергия, мощная сопротивляемость размагничиванию в сильных магнитных полях, доступная цена и высокие объёмы производства ставят **неодимовые магниты** на первое место и делают

их незаменимыми во многих сферах. Эти супермагниты благодаря своим сверхсвойствам с лёгкостью способны решать различные производственные задачи. Основные свойства самарий-кобальтовых магнитов приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4

**Спечённые NdFeB (неодим-железо-бор) магниты
(ТУ 6391-004-59990452–2003)**

Марка материала	Остаточная магнитная индукция B_r , Тл	Коэрцитивная сила		Максимальная магнитная энергия $BH_{\max}$, кДж/м ²	Максимальная рабочая температура
		H_c , кА/м	jH_c , кА/м		
N35	1,17...1,22	836...891	> 955	263...279	80
N38	1,22...1,26	836...891	> 955	279...302	80
N40	1,26-1,30	836...891	> 955	302...318	80
N42	1,30...1,33	836...891	> 955	318...334	80
N45	1,33...1,37	836...891	> 955	334...358	80
N48	1,38...1,42	836...891	> 955	366...390	80
N50	1,41...1,47	829...1035	> 876	382...414	80
N52	1,44...1,50	829...1035	> 876	398...430	80
N35M	1,17...1,22	859...915	> 1114	263...279	100
N38M	1,22...1,26	859...915	> 1114	279...302	100
N40M	1,26...1,30	859...915	> 1114	302...318	100
N42M	1,30...1,33	859...915	> 1114	318...334	100
N45M	1,33...1,37	859...915	> 1114	334...358	100
N48M	1,38...1,44	1019...1114	> 1114	366...398	100
N50M	1,41...1,47	1043...1138	> 1114	382...414	100
N33H	1,14...1,17	804...844	> 1353	247...263	120
N35H	1,17...1,22	836...891	> 1353	263...279	120
N38H	1,21...1,25	> 899	> 1353	287...310	120
N40H	1,24...1,30	> 923	> 1353	302...326	120
N42H	1,30...1,33	859...915	> 1353	318...334	120
N45H	1,33...1,39	> 923	> 1353	342...366	120
N33SH	1,13...1,17	> 844	> 1592	247...272	150
N35SH	1,17...1,21	> 876	> 1592	263...287	150

Марка материала	Остаточная магнитная индукция B_r , Тл	Коэрцитивная сила		Максимальная магнитная энергия $BH_{\max}$, кДж/м ²	Максимальная рабочая температура
		H_c , кА/м	jH_c , кА/м		
N38SH	1,22...1,26	859...915	> 1592	279...302	150
N40SH	1,24...1,28	> 939	> 1592	302...326	150
N42SH	1,30...1,36	955...1051	> 1592	318...350	150
N45SH	1,33...1,39	> 923	> 1592	342...366	150
N28UH	1,02...1,08	> 764	> 1990	207...231	180
N30UH	1,08...1,13	> 812	> 1990	223...247	180
N33UH	1,13...1,17	> 852	> 1990	247...271	180
N35UH	1,17...1,22	836...891	> 1990	263...279	180
N28EH	1,04...1,09	> 780	> 2388	207...231	200
N30EH	1,08...1,13	> 812	> 2388	223...247	200
N33EH	1,14...1,17	820...876	> 2388	247...263	200

Магнитопласты – это полимерные постоянные магниты, которые изготавливаются из смеси магнитного порошка (например, порошка анизотропного NdFeB) и связующего полимерного компонента. Благодаря пластичности магнитопласты хорошо поддаются механической обработке. Возможно изготовление магнитопластов сложных форм методом литья под давлением (в том числе с монтажными отверстиями и средствами крепления).

Величина остаточной индукции (на основе Nd-Fe-B) достигает значений $B_r = 0,5...0,6$ Тл. Не нагреваются при работе в переменных электромагнитных полях (нечувствительны к воздействию вихревых токов). Максимальная рабочая температура – до 120...220 °С в зависимости от теплостойкости связующего материала.

Различают гибкие и жёсткие полимерные магниты. В жёстких полимерных магнитах в качестве полимерной связки используются реактопласты и термопласты. Реактопласты (такие, как эпоксидные смолы) при затвердении не могут быть размягчены воздействием повышенной температуры. Термопласты (на основе поливинил-хлорида, полистирола, полиамида и т. д.) способны размягчаться при нагревании и затвердевать при охлаждении.

Жёсткие магнитопласты имеют более высокие показатели, чем гибкие полимерные магниты, значение коэрцитивной силы H_c , остаточной индукции B_r и максимальной удельной магнитной энергии $W_{\max}$.

При изготовлении гибких магнитопластов используются термопласты и эластомеры (винил, нитриловая резина, хайпалон). Магнитопласты стойки в агрессивных средах, устойчивы к коррозии. Основные свойства магнитопластов приведены в табл. 1.5.

Таблица 1.5

Магнитопласты на основе NdFeB (неодим-железо-бор)

Марка материала	Остаточная магнитная индукция B_r , Тл	Коэрцитивная сила		Максимальная магнитная энергия $BH_{\max}$, кДж/м ²
		H_c , кА/м	jH_c , кА/м	
НЖБ-МП-40	0,42...0,54	275...370	640...800	32...48
НЖБ-МП-48	0,5...0,60	300...370	640...720	40...56
НЖБ-МП-56	0,52...0,62	335...415	640...800	48...64
НЖБ-МП-64	0,56...0,66	365...440	655...760	56...72
НЖБ-МП-72	0,62...0,70	400...455	640...800	64...80
НЖБ-МП-80	0,67...0,74	425...470	520...640	72...88
НЖБ-МП-88	0,68...0,75	470...510	720...840	80...96

Альнико (AlNiCo, российское название – ЮНДК) – литые или спечённые магниты на основе сплавов железо-алюминий-никель-медь-кобальт.

Остаточная индукция $B_r = 0,7...1,3$ Тл. Коэрцитивная сила по индукции $H_{cb} = 50...150$ кА/м.

Температурный коэффициент остаточной магнитной индукции T_c of $B_r \sim -0,02$ % на °С.

Максимальная рабочая температура $T_{\max} = 250...550$ °С. Точка Кюри $T_{\text{сир}} = 800...850$ °С.

Диапазон максимальной энергии от 15 до 60 кДж/м².

Имеют высокую коррозионную и радиационную стойкость. Типовые формы: пластины, призмы, кольца и трубки, диски и стержни.

Недостаток: AlNiCo хрупкие (обрабатываются полированием, шлифованием, резкой абразивным кругом) и легко размагничиваются (низкая коэрцитивная сила) под воздействием внешнего магнитного поля, что делает неверными показания стрелочных приборов, в которых они установлены.

Используются в акустических системах и динамических студийных микрофонах (ставят Alnico V), в гитарных звукоснимателях, в электродвигателях и электрогенераторах, в приборостроении (сенсоры, реле и т. д.).

2. КОНСТРУКЦИЯ МНОГОПОЛЮСНЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН С ОДНОЗУБЦОВЫМИ ОБМОТКАМИ И ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Использование постоянных магнитов в системе возбуждения позволяет создавать электрические машины с улучшенными энергетическими характеристиками [8]. Это обусловлено тем, что в таких машинах отсутствуют потери на возбуждение. Однако материалы современных высококоэрцитивных постоянных магнитов обладают электрической проводимостью, что обуславливает возможность возникновения в них потерь от вихревых токов. Использование постоянных магнитов делает невозможным регулировку возбуждения машины, это обстоятельство может ограничивать область применения таких машин. Магнитная проницаемость современных редкоземельных постоянных магнитов весьма низкая (близка к μ_0), поэтому синхронные индуктивности СМПМ оказываются малыми, что обуславливает высокую перегрузочную способность. Это следует из соотношения для электромагнитного момента синхронной машины в относительных единицах:

$$M_* = \frac{U_* E_*}{\omega L_{*d}} \sin(\theta) + U_*^2 \frac{L_{*d} - L_{*q}}{2\omega L_{*d} L_{*q}} \sin(2\theta).$$

При разработке и использовании СМПМ следует учитывать то обстоятельство, что энергия постоянных магнитов уменьшается с ростом температуры, следовательно, момент, развиваемый электродвигателем, или напряжение, развиваемое генератором, будут несколько уменьшаться с ростом температуры.

СМПМ широко применяются для получения низких частот вращения и высоких крутящих моментов. Несмотря на относительно высокую электрическую проводимость постоянных магнитов при низких частотах вращения потери в постоянных магнитных малы. Для высокоскоростных машин следует принимать меры для уменьшения потерь в постоянных магнитах.

2.1. КОНСТРУКЦИЯ СТАТОРА

Конструкция статора СМПМ с однозубцовыми обмотками аналогична конструкции асинхронных и синхронных машин, однако она содержит существенно меньшее число зубцов, которое близко к числу полюсов ротора. СМПМ с дробными зубцовыми обмотками имеют следующие преимущества перед машинами классического исполнения:

- возможность обеспечения большого числа полюсов при малом диаметре расточки статора;
- уменьшение расхода обмоточной меди и потерь в обмотке статора за счёт малой длины лобовых частей;
- упрощение технологии изготовления и увеличение надёжности обмотки за счёт отсутствия пересечения лобовых частей обмотки;
- уменьшение количества пазовой изоляции, улучшение коэффициента заполнения паза и улучшение теплоотдачи обмотки за счёт уменьшения числа пазов.

На рис. 2.1 показана фотография статора машины с однозубцовой обмоткой.

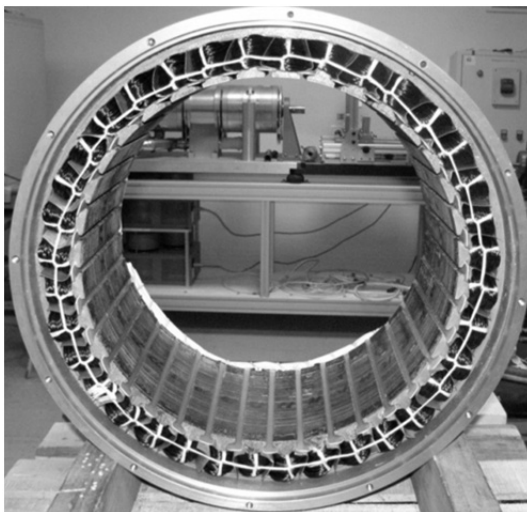


Рис. 2.1. Статор СМПМ

Магнитопровод машин с однозубцовыми обмотками выполняется шихтованным из электротехнической стали. При выборе материала

магнитопровода следует учитывать, что при выполнении таких машин на сравнительно высокие частоты вращения (3000 об/мин и более) частота питания обмотки статора также становится сравнительно высокой (300...400 Гц и более). В целях уменьшения потерь уменьшают толщину листов магнитопровода статора¹ и используют стали с пониженным уровнем потерь на высоких частотах.

2.2. КОНСТРУКЦИЯ РОТОРА

Характеристики электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов во многом определяются конструкцией ротора. Конструкция ротора должна обеспечивать надёжное крепление постоянных магнитов, защиту их от механических повреждений и размагничивающего действия реакции якоря. При этом должно реализовываться основное назначение магнитной системы ротора, содержащей постоянные магниты, – обеспечение требуемого для функционирования значения магнитной индукции в воздушном зазоре.

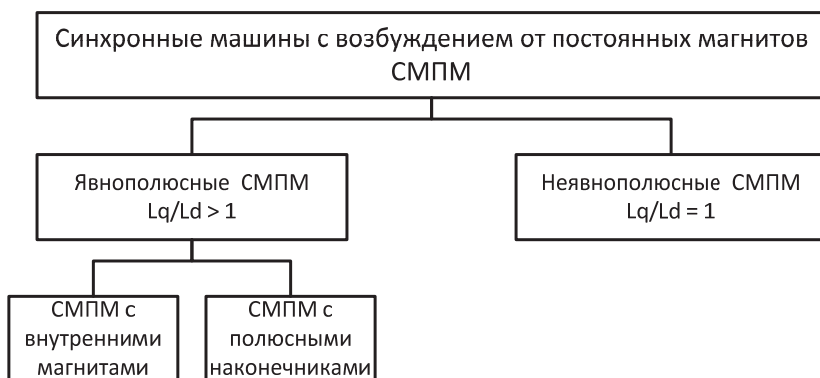


Рис. 2.2. Разновидности СМПМ

В СМПМ обычно используются следующие конструкции роторов:

- классическая, явнополюсная с шихтованными полюсными наконечниками;
- с внутренним расположением магнитов без концентрации потока;
- поверхностным расположением магнитов;

¹ Например, 0,35 мм и менее вместо 0,5 мм.

- вклеенными магнитами;
- внутренним расположением магнитов и концентрацией потока.

В случае выполнения ротора с поверхностным расположением магнитов синхронная машина является неявнополюсной. Эквивалентный воздушный зазор такой машины в силу малой магнитной проводимости материала постоянных магнитов большой, следовательно, индуктивности обмоток получаются малыми. В случае выполнения ротора с внутренним расположением магнитов ротор получается явнополюсной конструкции, при этом индуктивность по продольной оси оказывается ниже индуктивности по поперечной оси (рис. 2.2).

2.2.1. КЛАССИЧЕСКАЯ КОНСТРУКЦИЯ РОТОРА

Используемые в первых конструкциях электрических машин постоянные магниты на основе алюминия-никеля-кобальта (ЮНДК) обладали сравнительно высокой удельной магнитной проницаемостью и сравнительно высокой коэрцитивной силой. Характерной особенностью конструкции магнитной системы ротора таких машин является наличие цельных литых магнитов, первоначально двухполюсных, затем и многополюсных (типа «звездочка») [1].

Рис. 2.3 иллюстрирует одну из наиболее удачных конструкций ротора для высокоскоростных синхронных машин с возбуждением от ПМ, реализованных в четырех- и двухполюсных вариантах. В этой конструкции на каждом полюсе располагаются шихтованные полюсные наконечники, образующие узкие зазоры между полюсами. Возникающее при этом рассеяние потока ПМ может регулироваться изменением зазора между полюсными наконечниками. Используемые в конструкции магниты типа Alnico (ЮНДК)² защищаются от размагничивающего действия реакции якоря при пуске и реверсе двигателя шихтованным полюсными наконечниками и оптимальным выбором зазора между ними. Литой постоянный магнит устанавливается на валу, который должен выполняться немагнитным.

Встречается ряд конструктивных решений для роторов, использующих литые постоянные магниты (рис. 2.4).

² Особенность магнитов данного типа заключается в том, что они имеют относительно высокую остаточную индукцию B_r и сравнительно низкую коэрцитивную силу H_c .

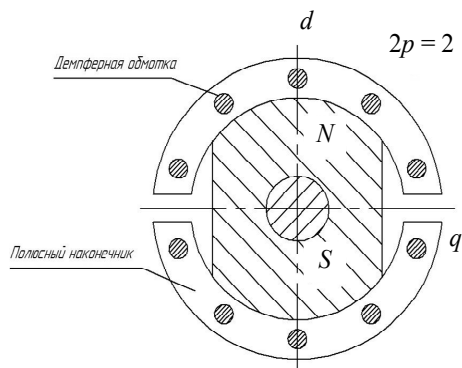


Рис. 2.3. Ротор классической конструкции

Ротор может выполняться в виде единого блока из магнитотвёрдого материала (рис. 2.4, а) или с постоянными магнитами, установленными на стальной втулке (рис. 2.4, б).

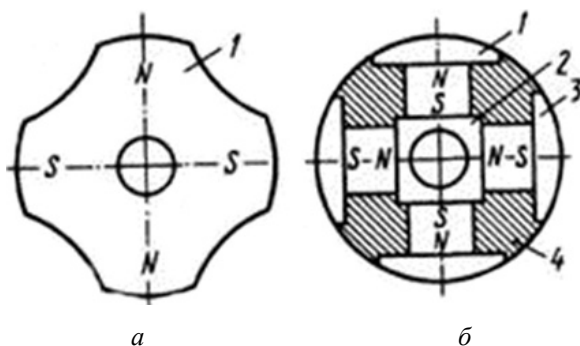


Рис. 2.4. Роторы с литыми постоянными магнитами

Приведенные конструкции роторов классической конструкции обладают рядом существенных недостатков:

- низкая механическая прочность из-за хрупкости материала постоянных магнитов. Обычно предельные окружные скорости таких роторов ограничены величиной 40...50 м/с;
- рабочие индукции для таких роторов не превышают 0,2...0,4 Тл. Это обусловлено требованием выбора рабочей точки магнитов, обеспечивающей противодействия от размагничивающей реакции якоря;

– ротор такой конструкции может намагничиваться поперечной реакцией якоря. Подобное намагничивание искажает основное поле машины, нарушая нормальную работу машины.

2.2.2. РОТОР С ВНУТРЕННИМИ МАГНИТАМИ БЕЗ КОНЦЕНТРАЦИИ ПОТОКА

Особенность такой конструкции ротора состоит в том, что магниты располагаются в закрытых пазах, выполненных в магнитопроводе ротора. Магнитопровод ротора выполняется, как правило, шихтованным, что позволяет уменьшить поверхностные и пульсационные потери, обусловленные зубчатостью статора.

На рис. 2.5 изображен ротор с внутренним расположением радиально намагниченных разноименно-полюсных магнитов. При такой конструкции ротора площадь полюса на его поверхности меньше площади магнита, поэтому магнитная индукция в воздушном зазоре машины меньше магнитной индукции в магнитах. Так как магниты полностью окружены ферромагнитным материалом магнитопровода ротора, то данная конструкция имеет повышенные потоки рассеяния. Это требует увеличения объема постоянных магнитов по сравнению с наружным расположением магнитов (рис. 2.7). Индуктивность по продольной оси (L_d) меньше чем индуктивность по поперечной оси (L_q), для которой магнитный поток замыкается через сталь, минуя магниты. Магниты очень хорошо защищены от механических повреждений и центробежных сил. Такая конструкция рекомендуется для высокоскоростных высокочастотных машин.

Различные варианты конструктивного исполнения роторов с внутренним расположением магнитов без концентрации магнитного потока показаны на рис. 2.6.

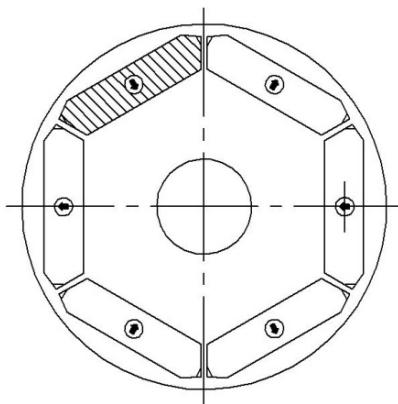


Рис. 2.5. Ротор с внутренним расположением магнитов

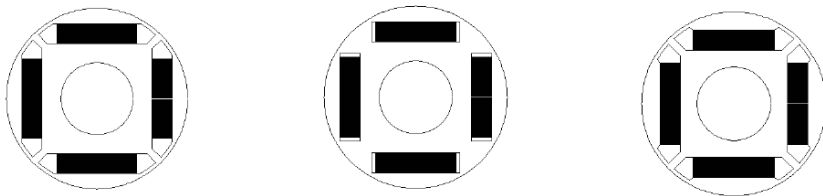


Рис. 2.6. Различные варианты конструктивного исполнения роторов с внутренним расположением магнитов без концентрации магнитного потока

2.2.3. ПОВЕРХНОСТНОЕ РАСПОЛОЖЕНИЕ МАГНИТОВ РОТОРА

Ротор с поверхностным расположением магнитов состоит из установленного на валу машины магнитопровода и закреплённых на его поверхности постоянных магнитов. Достоинством такой конструкции являются простота изготовления и малые значения синхронных индуктивностей, обусловленных низкой магнитной проницаемостью постоянных магнитов. Малые индуктивные сопротивления позволяют, с одной стороны, снизить установленную мощность источника питания³, а с другой – приводят к увеличению аварийных токов в случае выпадения двигателя из синхронизма или короткого замыкания генератора.

Недостатки поверхностного расположения магнитов заключаются в сравнительно низких значениях магнитной индукции в воздушном зазоре и плохой защите магнитов от механических повреждений.

При расположении магнитов на поверхности ротора они, как правило, намагничиваются радиально⁴ (рис. 2.7). Постоянные магниты приклеиваются к магнитопроводу ротора. Магнитопровод может быть круглым или гранёным, массивным или шихтованным. Для повышения надёжности крепления магнитов они могут снаружи охватываться бандажом. В качестве бандажа в роторе с радиально намагниченными магнитами может применяться бандажная проволока, укладываемая в пазы, выполненные на наружной поверхности ротора. В ряде конструкций используется внешний цилиндр, изготовленный из проводящего немагнитного материала. Такой цилиндр улучшает надёжность

³ Например, преобразователя частоты.

⁴ Направление намагниченности постоянных магнитов совпадает с направлением радиуса ротора.

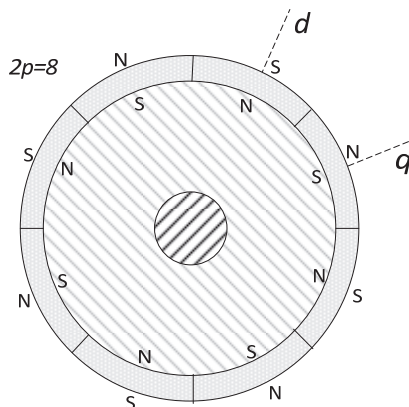


Рис. 2.7. Ротор с поверхностным расположением магнитов

крепления магнитов, защищает их от размагничивающего действия поля реакции якоря, а также обеспечивает асинхронный запуск машины и работает как демпферная обмотка. В машинах с дробными зубцовыми обмотками бандажный цилиндр не должен быть проводящим, что позволяет избежать добавочных потерь при нагрузке от пространственных гармоник поля реакции якоря. Непроводящий бандажный цилиндр может быть выполнен из стекловолокна (или других волокон), пропитанного связующим материалом. Если в конструкции используются редкоземельные магниты, имеющие относительную магнитную проницаемость, близкую к единице, то синхронные индуктивности по осям d и q получаются практически одинаковыми.

2.2.4. РОТОР С ВКЛЕЕННЫМИ МАГНИТАМИ

В конструкциях с клееными магнитами (рис. 2.8) используются радиальное намагничивание и установка магнитов в неглубокие пазы на поверхности сердечника ротора. Благодаря увеличению площади контакта магнита с магнитопроводом ротора в таких конструкциях обеспечивается надёжная работа клеевого соединения. Сердечник ротора может быть как шихтованным, так и массивным. Синхронная индуктивность по оси q больше, чем по оси d , что обусловлено наличием ферромагнитных участков между магнитами ротора. Магнитный

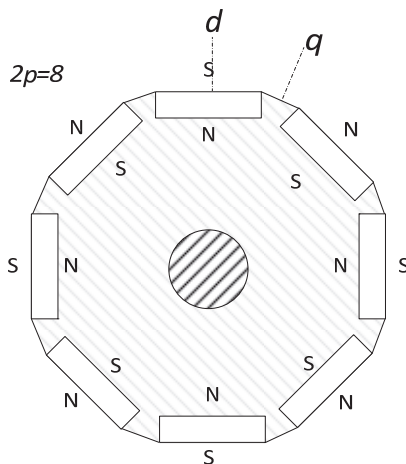


Рис. 2.8. Конструкция ротора с вклеенными магнитами

поток, создаваемый в воздушном зазоре из-за повышенных потоков рассеяния несколько меньше, чем в конструкциях с поверхностным расположением магнитов.

2.2.5. РОТОРЫ С ВНУТРЕННИМИ МАГНИТАМИ И КОНЦЕНТРАЦИЕЙ ПОТОКА

Стремление получить индукцию в воздушном зазоре машины выше, чем остаточная индукция материала постоянных магнитов, привело к появлению конструкций роторов с концентрацией магнитного потока. Наиболее распространённым вариантом таких конструктивных решений является конструкция с тангенциальной намагниченностью постоянных магнитов (рис. 2.9), при которой намагниченность направлена по касательной к поверхности ротора. Благодаря возможности обеспечения достаточного размера магнита в радиальном направлении может быть реализован эффект концентрации магнитного потока, что позволяет получить магнитную индукцию в воздушном зазоре машины больше, чем в магнитах. Следует отметить, что в таких конструкциях эффект концентрации магнитного потока достигается только в том случае, если радиальный размер постоянного магнита превышает половину полюсного деления ротора.

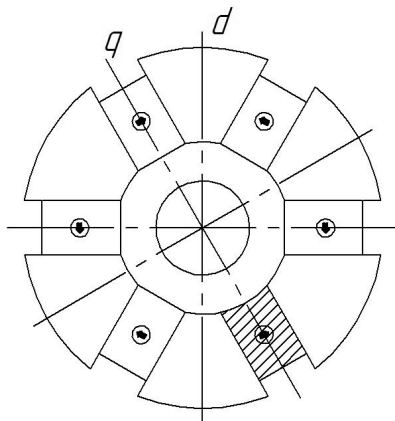


Рис. 2.9. Ротор с внутренним расположением магнитов

При внутреннем расположении (рис. 2.9) магниты имеют тангенциальную намагниченность и располагаются в узких пазах в магнитопроводе ротора. Конструкция ротора является явнополюсной, при этом синхронная индуктивность по оси q больше, чем по оси d . При конструировании таких магнитных систем особое внимание должно уделяться мерам по снижению потоков рассеяния постоянных магнитов. Высота раскрытия между внешним концом магнитов и поверхностью ротора должна тщательно выбираться, так как именно она во многом определяет потоки рассеяния.

Для снижения потока рассеяния через вал ротора следует изготавливать его из немагнитного материала или устанавливать немагнитную втулку между валом и магнитами. На рис. 2.10 иллюстрируется различие в потоках рассеяния в случаях использования в роторе ферромагнитного и немагнитного вала.

С целью упрощения технологии изготовления возможно исполнение ротора с мостиками насыщения над магнитом в области воздушного зазора и под магнитами со стороны вала (рис. 2.11).

Однако в таких роторах наблюдается повышенное рассеяние магнитного потока через мостики насыщения. Обычно эту проблему решают либо частичным открытием перемычки пазов над магнитами со стороны воздушного зазора, либо выполняют эти мостики такого размера (обычно ширина не более 0,8 мм), чтобы получить большое магнитное сопротивление для потоков рассеяния вследствие насыщения.

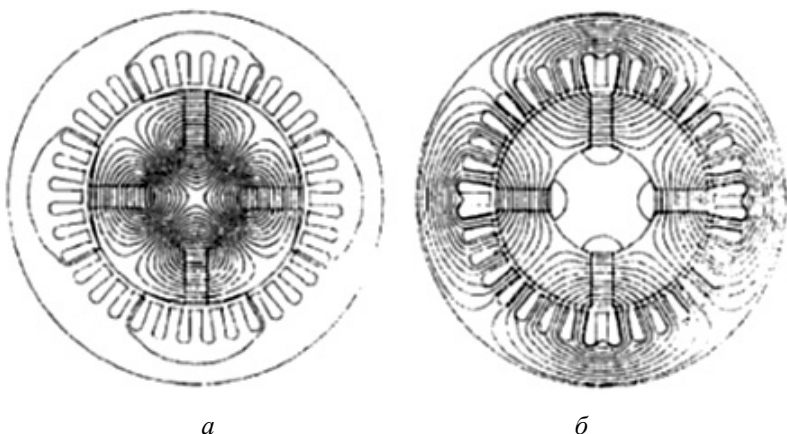


Рис. 2.10. Распределение магнитного поля в синхронной машине:

a – неправильная конструкция с ферромагнитным валом; *б* – ротор с немагнитным валом

Возможна реализация конструкций роторов с внутренним V-образным расположением магнитов, не требующих применения немагнитного вала или использования немагнитной втулки, что упрощает конструкцию и технологию изготовления ротора (рис. 2.11, 2.12 и 2.13).

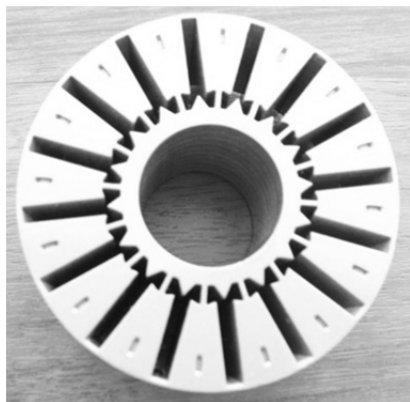


Рис. 2.11. Пакет ротора с мостиками насыщения

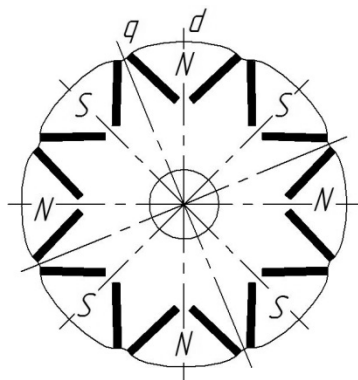


Рис. 2.12. Ротор с V-образным расположением магнитов

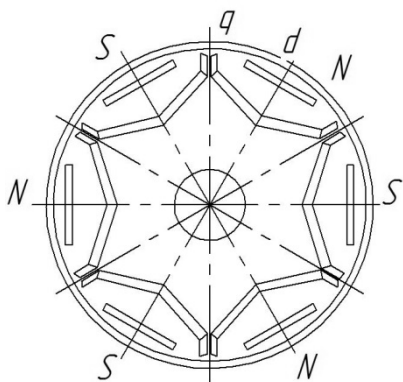


Рис. 2.13. Ротор с внутренним двух-
слойным расположением магнитов



Рис. 2.14. Ротор с V-образной уста-
новкой магнитов 34-полюсной ма-
шины

Практическая реализация конструкции ротора, изображенной на рис. 2.12, показана на рис. 2.14.

2.3. ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ РОТОРА ДЛЯ МАШИН С ОДНОЗУБЦОВЫМИ ОБМОТКАМИ

При выборе конструкции ротора в случае использования на статоре машины однозубцовой обмотки следует принимать во внимание особенности этих обмоток. При работе однозубцовые обмотки создают в воздушном зазоре машины широкий спектр пространственных гармоник поля реакции якоря, вращающихся несинхронно с ротором. Поэтому следует избегать применения короткозамкнутых пусковых и демпферных обмоток, а также использования массивного сердечника ротора во избежание получения высокого уровня добавочных потерь при нагрузке. В случае использования магнитов со сравнительно высокой электрической проводимостью в них возможно возникновение потерь от вихревых токов. Следует проводить оценку потерь в магнитах и при необходимости принимать меры к их снижению, например, разбивать магниты на несколько электрически изолированных друг от друга частей.

Сравнительный анализ различного конструктивного исполнения роторов с постоянными магнитами приведён в таблице.

Сравнение СМПМ с поверхностным и внутренним расположением магнитов ротора

Поверхностные магниты	Внутренние магниты
Индукция в воздушном зазоре B_δ меньше, чем B_r	Индукцию в воздушном зазоре B_δ можно получить больше, чем B_r (при $p > 2$)
Простая конструкция ротора	Более сложная конструкция ротора (например, необходимость немагнитной втулки или вала)
Малый поток реакции якоря	Повышенный поток реакции якоря, следовательно, требуется более дорогой преобразователь частоты
Постоянные магниты не защищены от поля реакции якоря и механических повреждений	Постоянные магниты защищены от механических повреждений и поля реакции якоря
Возможны потери от вихревых токов (при высокой проводимости магнитов)	Отсутствуют потери от вихревых токов в магнитах

На рис. 2.15 представлены современные конструктивные решения роторов с постоянными магнитами. При расположении магнитов на поверхности ротора (рис. 2.15, *а*) реализуется неявнополюсная конструкция ротора, так как относительная магнитная проницаемость современных магнитов неодим-железо-бор и самарий-кобальт близка к единице. Магниты располагаются на поверхности ферромагнитного ярма и удерживаются с помощью клеевого соединения. Ярмо ротора может выполняться как массивным, так и шихтованным. При использовании на статоре однозубцовых обмоток гармоника поля реакции якоря, вращающиеся несинхронно с ротором, могут создавать добавочные потери. Недостатком такой конструкции являются сравнительно невысокая механическая прочность и принципиальная невозможность получить в воздушном зазоре машины магнитную индукцию выше, чем в постоянных магнитах.

Магниты, встроенные в магнитопровод ротора (рис. 2.15, *б*), соответствуют явнополюсной конструкции, при которой машина имеет различные синхронные индуктивности по продольной и поперечной оси. Использование полюсных наконечников (рис. 2.15, *в*) также позволяет иметь различные сопротивления по продольной и поперечной оси, что создает дополнительный реактивный момент машины.

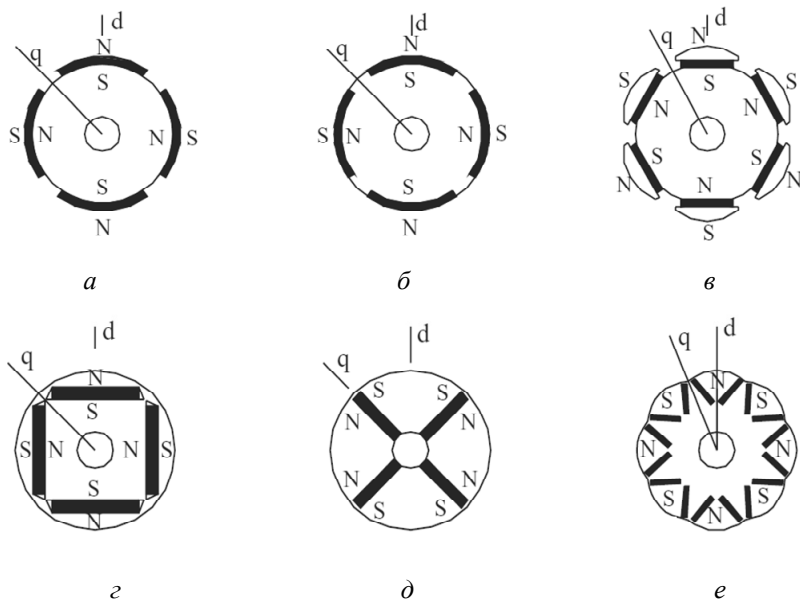


Рис. 2.15. Конструкции роторов, наиболее часто применяемых в электрических машинах с однозубцовыми обмотками

Конструкции с внутренним расположением магнитов (рис. 2.15, г, д, е) позволяют обеспечить надёжное крепление магнитов и защиту их как от механических повреждений, так и от размагничивающего действия реакции якоря. Следует учитывать, что при таких конструкциях наблюдаются повышенные потоки рассеяния поля постоянных магнитов. Большой практический интерес представляют конструкции, дающие возможность реализовать концентрацию магнитного потока в воздушном зазоре машины (рис. 2.15, д, е). При таких конструктивных решениях может быть получена магнитная индукция в воздушном зазоре, превышающая магнитную индукцию в магнитах.

3. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ И МАГНИТОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ ДРОБНЫХ ЗУБЦОВЫХ ОБМОТОК

Особенностью многополюсных электрических машин с постоянными магнитами являются зубцовые обмотки, катушки которых располагаются на отдельных полюсах (зубцах). Многофазные зубцовые обмотки известны давно. Они нашли применение в двигателях с катящимся ротором с пульсирующим магнитным потоком, в волновых электродвигателях с «расщеплённым» магнитным потоком фазы, в двигателях с электромагнитной редукцией частоты вращения, а также в индукторных генераторах.

В различных литературных источниках эти обмотки имеют различное название – расщеплённые, многозонные, сосредоточенные и т. д. Если рассматривать такие обмотки с общих позиций электрических машин, то они полностью подпадают под класс дробных обмоток с $q < 1$.

При $q < 1$ шаг обмотки, как правило, равен зубцовому делению, т. е. каждая катушка такой обмотки охватывает один зубец. Поэтому наиболее подходящее им название – зубцовые дробные обмотки [9].

С зубцовыми обмотками можно выполнить практически все известные виды электрических машин переменного тока, в том числе и с постоянными магнитами. Электрические машины с зубцовыми обмотками могут быть выполнены только многополюсными. Однако характеристики этих машин могут существенно отличаться от характеристик машин с классическими обмотками. Это связано с особенностями гармонического состава МДС зубцовых обмоток, а именно наличием как нечётных, так и чётных гармоник, а также наличием наряду с прямобегущей гармоникой МДС и обратнобегущей соизмеримой амплитуды.

3.1. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСОБЕННОСТИ УСТРОЙСТВА МНОГОФАЗНЫХ ЗУБЦОВЫХ ОБМОТОК

Дробное число пазов на полюс и фазу может быть представлено в следующем виде:

$$q = \frac{z_1}{2pm} = b + \frac{c}{d}, \quad (3.1)$$

где z_1 – число зубцов статора; p – число пар полюсов; m – число фаз; b, c, d – некоторые целые числа; $\frac{c}{d}$ – несократимая дробь.

Целая часть b может иметь любое значение, в том числе и быть равной нулю.

Далее будет проведен анализ дробных обмоток с $q < 1$, т. е. с $b = 0$:

$$q = \frac{c}{d} < 1. \quad (3.2)$$

Из всего многообразия дробных чисел симметричным обмоткам удовлетворяют лишь некоторые. Примем к рассмотрению лишь симметричные двух- и трехфазные обмотки с таким распределением фазных групп, при котором обмоточный коэффициент основной гармоники, а следовательно, и амплитуды основной гармоники МДС получаются наибольшими. Обмотки с таким распределением дают наилучшую по сравнению с другими возможными распределениями фазных групп кривую МДС и поэтому имеют наибольшее практическое значение. В известной литературе такие обмотки получили название «обмотки с максимальным распределением». Распределение фазных групп обмоток с максимальным распределением имеет закономерность, и для них можно получить общие выражения для магнитодвижущих сил [9].

Как известно, для симметричных обмоток знаменатель дробности d не может быть кратным числу фаз m , т. е. $\{d \neq t m \ (t = 1, 2, 3, \dots)\}$. Следовательно, для трехфазных обмоток d не может быть кратным трём, а для двухфазных обмоток d – всегда нечётное число.

Так как c/d – несократимая дробь, то из дробных чисел отпадают все сократимые дроби.

Минимальное значение дробности ограничивается тем обстоятельством, что шаг обмотки не может быть меньше зубцового деления.

Если ограничиться максимальным значением коэффициента укорочения (удлинения) шага обмотки по рабочей гармонике, равным $3/2$

$$\beta = \frac{y}{\tau} = \frac{y}{z_1 / 2p} = \frac{1}{mq} < \frac{3}{2}, \quad (3.3)$$

то минимальное значение q можно принять равным

$$q_{\min} \approx \frac{2}{3m}. \quad (3.4)$$

Обмотки с меньшим значением q нецелесообразно применять из-за малого значения коэффициента укорочения по основной гармонике.

Обмотка с $q < 1$ может быть выполнена с зубцовыми катушками (шаг обмотки в зубцовых делениях ($y = 1$) или с двухзубцовыми катушками ($y = 2$). Шаг обмотки должен приниматься таким, чтобы коэффициент укорочения получался максимальным. По этой причине для трёхфазной обмотки можно рекомендовать выполнять обмотки с $q \leq 1/2$ с зубцовыми катушками, а обмотки с $q > 1/2$ – с двухзубцовыми катушками. Двухфазные обмотки следует выполнять с зубцовыми катушками при $q \leq 2/3$, а двухзубцовые при $q > 2/3$.

Анализ и построение зубцовых обмоток удобнее проводить известным методом с использованием звезды векторов пазовых ЭДС [9].

Угол между векторами с соседними номерами (т. е. между соседними пазами) в звезде векторов по основной рабочей гармонике поля равен

$$\alpha = \frac{2\pi p}{Z} = \frac{2\pi p}{2pmq} = \frac{\pi}{mq} = \frac{\pi d}{mc}. \quad (3.5)$$

Угол между соседними векторами в звезде векторов

$$\alpha_3 = \frac{2\pi}{Z} = \frac{2\pi}{2pmq} = \frac{\alpha}{p}. \quad (3.6)$$

При построении звезды векторов симметричной обмотки необходимо пройти z_1 пазов и p полных окружностей, чтобы вернуться к исходному вектору [9]. Следовательно,

$$\alpha Z_1 = 2\pi p, \quad (3.7)$$

откуда с учётом (3.5)

$$dZ_1 = 2mpc. \quad (3.8)$$

В полученных выражениях p и Z_1 соответствуют наименьшим значениям чисел пар полюсов и количества пазов статора, при которых возможно создание симметричной обмотки с данным значением $q = c/d$, т. е. соответствуют элементарной обмотке. Под «элементарной» обмоткой понимается обмотка с одним периодом повторяемости (аналог в классических обмотках – обмотка с $p = 1$).

Анализ выражения (3.8) показывает, что оно удовлетворяет для d нечётного при наименьших целых значениях p и z , равных

$$p = d \text{ и } Z_1 = 2mc, \quad (3.9)$$

а для d чётного соответственно

$$p = d / 2 \text{ и } Z_1 = mc. \quad (3.10)$$

Из полученных выражений следует, что невыполнимы двухфазные обмотки с чётным числом пар полюсов p , а трёхфазные обмотки невыполнимы с числом пар полюсов p , кратным трём.

Обмотки с чётным и нечётным d требуют отдельного рассмотрения.

Рассмотрим эти два случая на примере трёхфазной обмотки.

При d нечётном звезда пазовых ЭДС из z_1 векторов распадается на $2m$ секторов по c смежных векторов. Каждая фаза образуется из секций двух диаметрально относительно друг друга расположенных секторов по q_3 секций в каждом. Здесь $q_3 = c$ называется эквивалентным числом пазов на полюс и фазу. Дробная обмотка с точки зрения наведения ЭДС основной гармоники равноценна обмотке с целым числом пазов на полюс и фазу, равным q_3 .

Сделаем построение обмотки для случая $q = 2 / 5$ ($c = 2$, $d = p = 5$).

Звезда пазовых ЭДС данной обмотки представлена на рис. 3.1.

Число пазов статора

$$Z_1 = 2pmq = 2 \cdot 5 \cdot 3 \cdot (2 / 5) = 12.$$

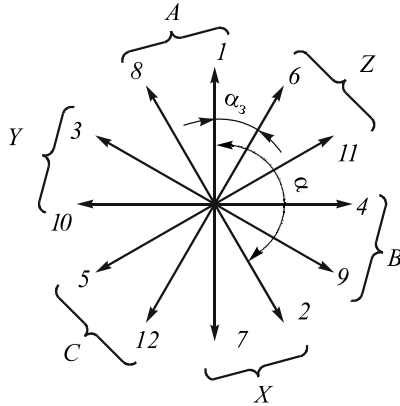


Рис. 3.1. Звезда пазовых ЭДС обмотки
с $q = 2/5$

Угол между соседними векторами в звезде векторов равен

$$\alpha_3 = \frac{2\pi}{z_1} = \frac{2\pi}{12} = \frac{\pi}{6}.$$

Угол между векторами соседних секций (пазов) составляет

$$\alpha = \frac{d\pi}{cm} = \frac{5\pi}{2 \cdot 3} = \frac{5\pi}{6}.$$

Эквивалентное число пазов на полюс и фазу данной обмотки $q_p = c = 2$. Обмотка имеет в своей звезде векторов для каждой фазы два симметричных сектора по q_p векторов.

Схема обмотки (рис. 3.2) получается при последовательном соединении всех $2q_p$ секций каждой фазы.

При d чётном звезда пазовых ЭДС из z_1 векторов содержит m секторов по c векторов. На рис. 3.3 изображена звезда векторов для случая $q = 3/8$. При этом $c = 3, d = 8, p = d/2 = 4, z_1 = 2pmq = 2 \cdot 4 \cdot 3 \cdot (3/8) = 9$.

Угол между соседними векторами в звезде векторов

$$\alpha_k = \frac{2\pi}{z_1} = \frac{2\pi}{9} = 40^\circ.$$

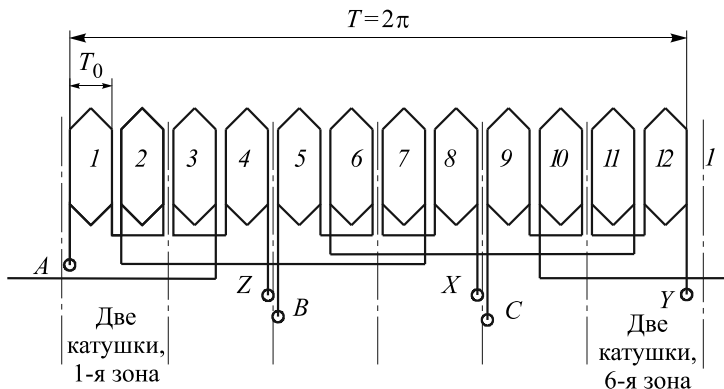


Рис. 3.2. Схема обмотки с $q = 2/5$

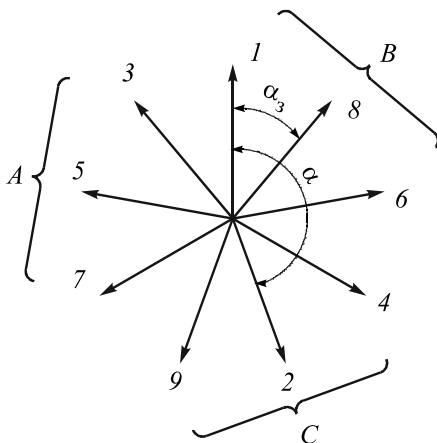


Рис. 3.3. Звезда пазовых ЭДС обмотки с $q = 3/8$

Угол между векторами соседних секций

$$\alpha = \frac{d\pi}{cm} = \frac{8\pi}{3 \cdot 3} = \frac{8\pi}{9}.$$

Схема обмотки изображена на рис. 3.4. Каждая фаза такой обмотки содержит q_2 секций, образующих в звезде сектор в 120° из соседних

q_3 векторов. Эта обмотка соответствует фазной зоне 120° и имеет низкий обмоточный коэффициент. Поэтому целесообразно секторы по q_3 векторов разбить на полусекторы по $(q_3 + 1) / 2$ и $(q_3 - 1) / 2$ векторов, расположенных в звезде векторов диаметрально относительно друг друга.

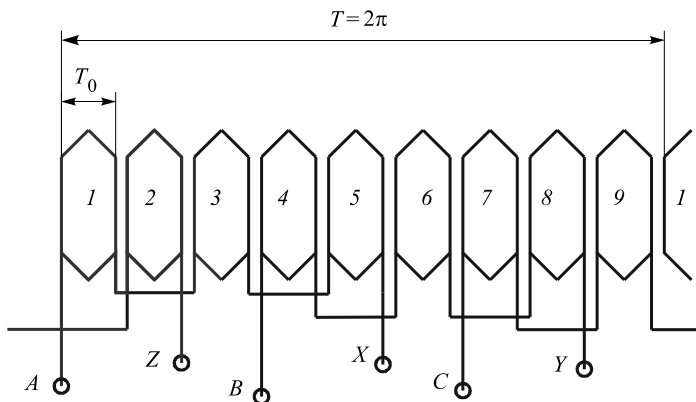


Рис. 3.4. Схема обмотки с $q = 3/8$ (фазная зона 120°)

Перевернутые векторы одного сектора располагаются симметрично между векторами другого сектора и займут сектор из q_3 векторов, занимающих угол 60° . Поэтому такая обмотка с точки зрения индуктирования ЭДС полем основной гармонки равноценна обмотке с целым числом пазов на полюс и фазу, равным q_3 , и с фазной зоной 60° .

Для обмотки с $q = 3 / 8$ полусекторы содержат

$$(3 + 1) / 2 = 2 \text{ и } (3 - 1) / 2 = 1 \text{ векторов.}$$

Звезда пазовых ЭДС показана на рис. 3.5, а схема обмотки — на рис. 3.6.

Как показано в [43], порядок расположения векторов в звезде, распределение секций по фазам и построение обмотки можно сделать и не прибегая к построению звезды векторов. Для этого необходимо установить, на сколько секций мы будем передвигаться по обмотке, перемещаясь в звезде векторов на один вектор.

Пусть это количество секций равно r . Тогда перемещение по обмотке на r секций будет соответствовать перемещению по основной

волне на угол $r\alpha$, а по звезде векторов – на $2\pi i + \alpha_3$, где i – некоторое целое число.

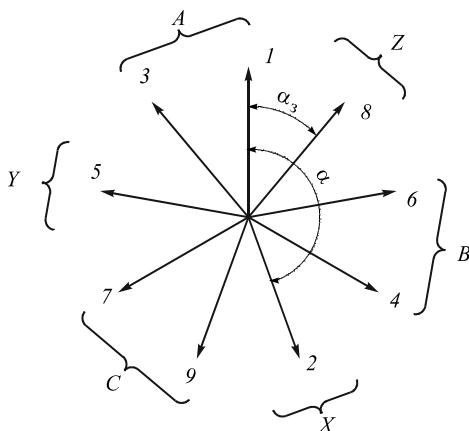


Рис. 3.5. Звезда пазовых ЭДС обмотки с $q = 3/8$ (фазная зона 60°)

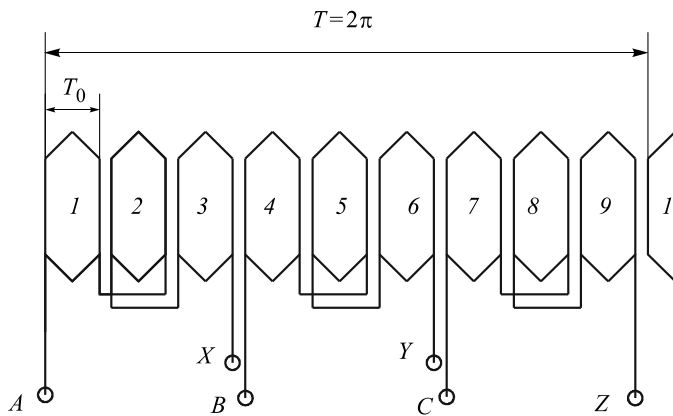


Рис. 3.6. Схема обмотки с $q = 3/8$ (фазная зона 60°)

При этом

$$r\alpha = 2\pi i + \alpha_3, \quad (3.11)$$

что с учётом (3.5), (3.6) и (3.8) даёт

$$r = \frac{2imq_3 + 1}{p} = \frac{iz_1 + 1}{p}, \quad (3.12)$$

здесь i – наименьшее целое число, дающее целое значение r .

При $q = 2 / 5$, $i = 2$ и $r = (2 \cdot 12 + 1) / 5 = 5$, т. е. номера соседних векторов в звезде, ЭДС будут отличаться на $r = 5$ (1, $r + 1$, $2r + 1$ и т. д.). Зная число векторов в фазной зоне q_3 , легко сделать распределение секций по фазам и построить обмотку.

При нечётном $d = p$ число r тоже всегда является нечётным, так как числитель в формуле (3.12) всегда нечётное число.

При $q = 3 / 8$, $i = 3$ и $r = (3 \cdot 9 + 1) / 4 = 7$ (см. рис. 3.3).

На основе приведённого выше анализа были выделены возможные значения $q < 1$ для симметричных двух- и трёхфазных «элементарных» обмоток.

Полученные результаты сведены в табл. 3.1 и 3.2 для двухфазных и трёхфазных обмоток соответственно. Для увеличения числа пар полюсов машины можно выполнить обмотку с кратным числом периодов.

Таблица 3.1

Число пазов на полюс и фазу $q < 1$ для двухфазных машин

Число пар полюсов p	Число зубцов статора Z_1											
	4	8	12	16	20	24	28	32	36	40	44	48
1	1											
3		2/3	1									
5		2/5	3/5	4/5	1				$q > 1$			
7			3/7	4/7	5/7	6/7	1					
9				4/9	5/9		7/9	8/9	1			
11					5/11	6/11	7/11	8/11	9/11	10/11	1	
13						6/13	7/13	8/13	9/13	10/13	11/13	12/13
15							7/15	8/15			11/15	
17								8/17	9/17	10/17	11/17	12/17
19									9/19	10/19	11/19	12/19
21										10/21	11/21	1
23											11/23	12/23

Таблица 3.2

Число пазов на полюс и фазу $q < 1$ для трёхфазных машин

Число пар полюсов p	Число зубцов статора Z_1											
	3	9	12	15	18	21	24	27	30	33	36	39
1	1/2											
2	1/4	3/4										
4		3/8		5/8		7/8			$q > 1$			
5		3/10	2/5		3/5	7/10	4/5	9/10				
7			2/7	5/14	3/7		4/7	9/14	5/7	11/14	6/7	13/14
8				5/16		7/16		9/16	5/8	11/16		13/16
10						7/20		9/20		11/20		13/20
11					3/11	7/22	4/11	9/22	5/11		6/11	13/22
13							4/13	9/26	5/13	11/26	6/13	
14								9/28		11/28		13/28
16										11/32		13/32
17										11/34	6/17	13/34

Из всего многообразия обмоток можно выделить группу обмоток, имеющих общие закономерности в устройстве и свойствах. Эти обмотки образуются из нескольких одинаковых участков (зон), число которых кратно числу фаз: $N_3 = 2m$ (при d – нечётном) и $N_3 = m$ (при d – чётном). Каждая фазная зона содержит число зубцов с катушками, равное c , которые включены последовательно-встречно.

Число пазов на полюс и фазу таких обмоток определяется соотношением

$$q = \frac{c}{d} = \frac{n}{mn - 1}, \quad (3.13)$$

здесь $n = 1, 2, 3, \dots$ ($n \neq 1$ для $m = 2$).

В табл. 3.1 и 3.2 значения q этих обмоток выделены рамкой и жирным шрифтом. Нетрудно заметить, что машине с одним и тем же числом зубцов статора соответствуют две таких обмотки, имеющих разное число пазов на полюс и фазу и разное число полюсов. Фактически оба этих значения q и p соответствуют одной схеме обмотки, но с различным чередованием фаз. Как будет показано ниже, эти обмотки образуют две волны МДС с близкими амплитудами и полюсностями и

вращающимися в противоположных направлениях. Однако главной гармоникой будем считать гармонику с меньшей полюсностью, так как её амплитуда больше. Схемы таких обмоток, имеющих наибольшее практическое применение, изображены на рис. 3.7 (трёхфазные) и на рис. 3.8 (двухфазные).

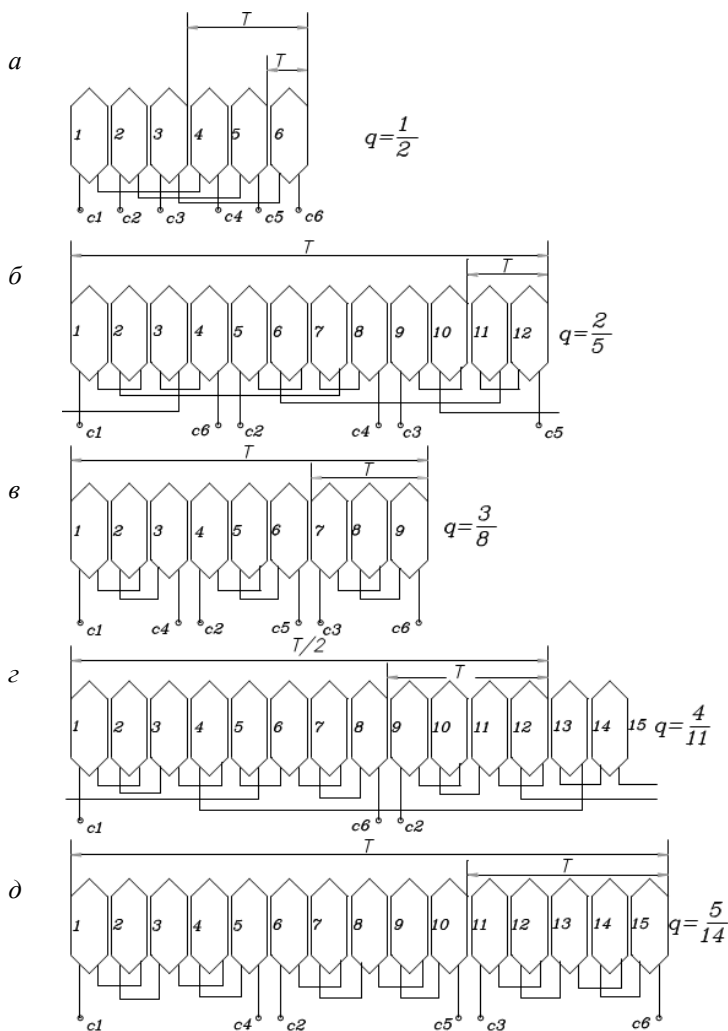


Рис. 3.7. Схемы трёхфазных зубцовых обмоток

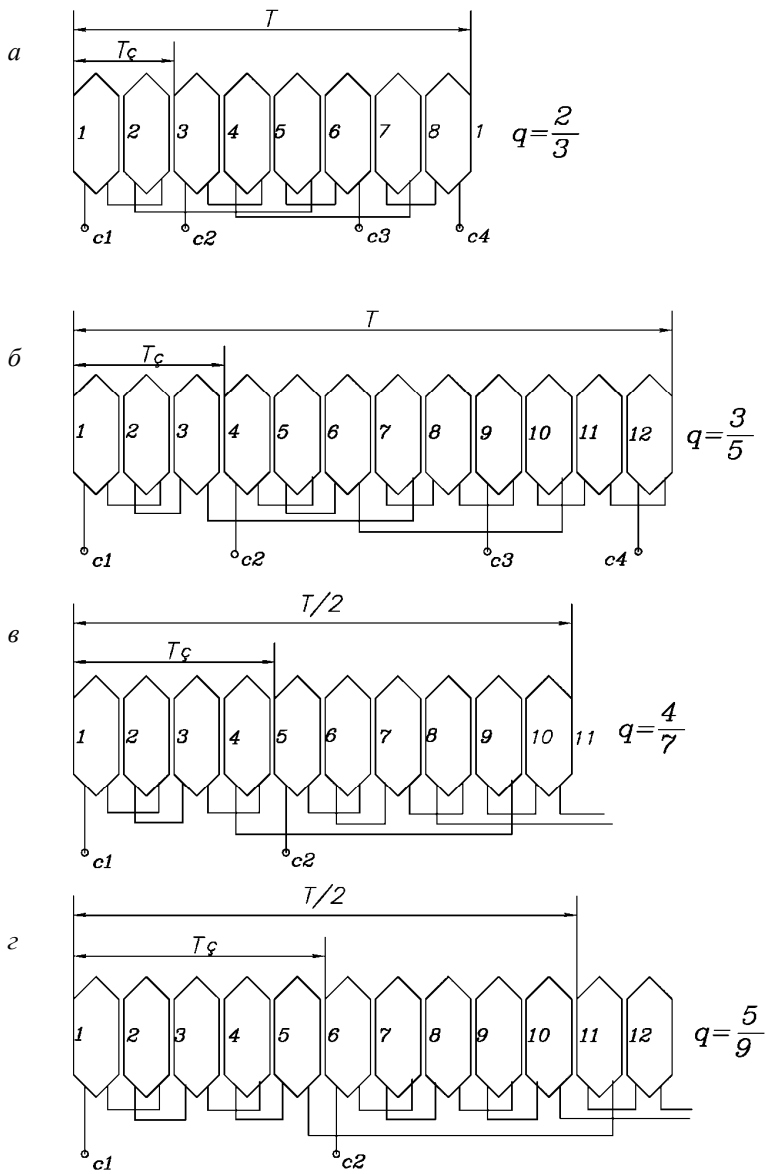


Рис. 3.8. Схемы двухфазных зубцовых обмоток

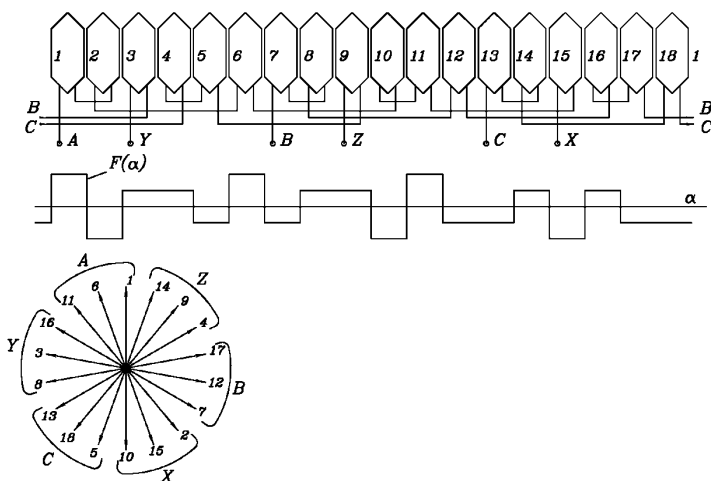


Рис. 3.9. Звезда пазовых ЭДС, схема и распределение МДС
 $(i_a = I_m, i_b = i_c = -I_m/2)$ обмотки с $q = 3/7, m = 3$

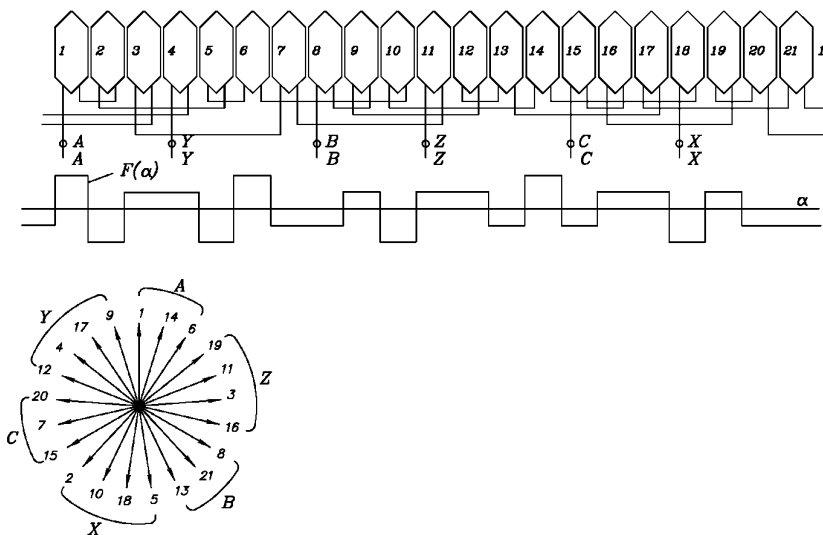


Рис. 3.10. Звезда пазовых ЭДС, схема и распределение МДС
 $(i_a = I_m, i_b = i_c = -I_m/2)$ обмотки с $q = 7/16, m = 3$

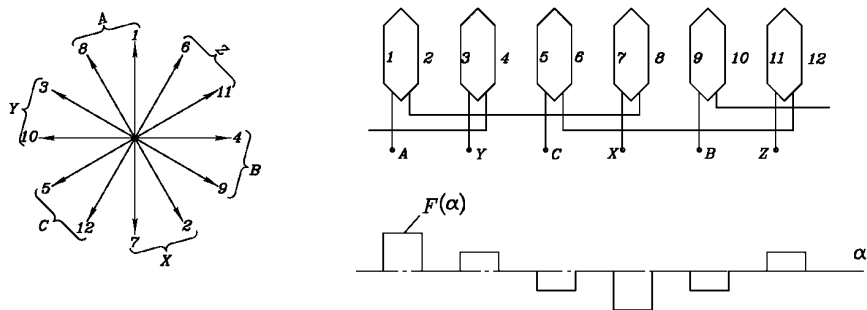


Рис. 3.11. Звезда пазовых ЭДС, схема и распределение МДС ($i_a = I_m, i_b = i_c = -I_m/2$) однослойной обмотки с $q = 2/5, m = 3$

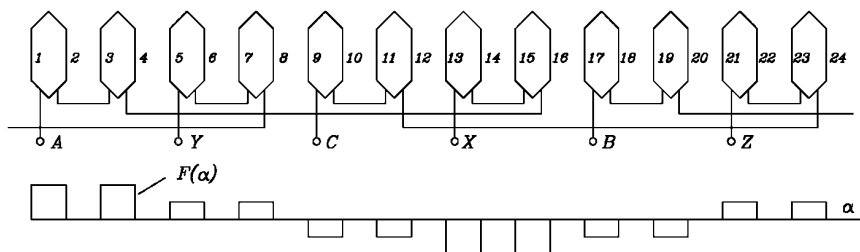


Рис. 3.12. Звезда пазовых ЭДС, схема и распределение МДС ($i_a = I_m, i_b = i_c = -I_m/2$) однослойной обмотки с $q = 4/11, m = 3$

Для примера на рис. 3.9 показано построение трёхфазных зубцовых обмоток с $q = 3/7$ и $q = 7/16$, не имеющих такого регулярного строения. Эти обмотки тоже могут найти применение на практике, например в многополюсных асинхронных двигателях.

Обмотки с $q = c / d$, имеющие нечётное d и чётное c , можно выполнить и однослойными. В этом случае катушки располагаются не на каждом зубце, а с пропуском через один зубец (рис. 3.10 и 3.12). Гармонический состав МДС таких обмоток будет приведён ниже, однако, исходя из рисунков, уже сейчас можно сказать, что все они создают сильную первую гармонику МДС, которая является субгармоникой относительно рабочей гармоники.

3.2. МАГНИТОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ ЗУБЦОВЫХ ДРОБНЫХ ОБМОТОК

Рассмотрим магнитодвижущие силы зубцовых дробных обмоток, число пазов на полюс и фазу q которых определяется соотношением (3.13). Такие обмотки образуются из нескольких одинаковых участков (фазных зон) m_z (см. рис. 3.10). Число фазных зон кратно числу фаз m , причём $m_z = 2m$ (d – нечётное) и $m_z = m$ (d – чётное). Каждая зона содержит c катушек (зубцовых контуров), включённых между собой последовательно-согласно [9].

При проведении гармонического анализа МДС обмотки сделаем допущение, что воздушный зазор гладкий, а магнитная проницаемость стали равна бесконечности. Анализ МДС обмотки проведём при особых граничных условиях [105], представив зубцовые катушки обмотки системой зубцовых контуров.

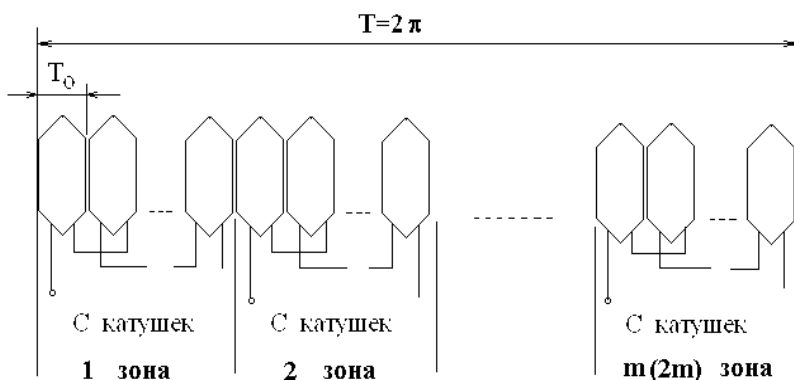


Рис. 3.13. Схема однозубцовой обмотки на одном периоде

3.2.1. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА ЗУБЦОВОГО КОНТУРА

При особых граничных условиях распределение МДС одного зубцового контура можно изобразить в виде прямоугольника величиной $w_k i_k$ (рис. 3.14) [9]. Проведём разложение МДС зубцового контура в гармонический ряд на периоде изменения обмотки T . Так как шаг зубцового контура T_0 отличен от половины периода разложения $T / 2$, то ток зубцового контура создаёт полный набор гармоник МДС нечётного и чётного порядков.

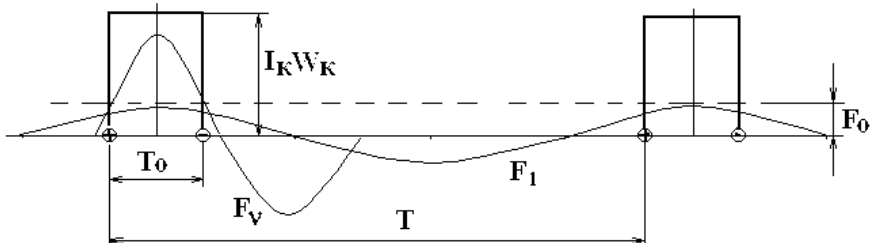


Рис. 3.14. МДС зубцового контура

Если периодом разложения является период обмотки T , то 1-я гармоническая будет укладываться на периоде один раз, а высшие соответственно ν раз. Основная рабочая гармоника имеет порядок p -числа пар полюсов.

Разложение кривой МДС в гармонический ряд при начале координат, выбранном посредине зубцового контура, на периоде обмотки T имеет вид

$$F_{kv}(\alpha) = F_{0k} + \sum_1^{\nu} F_{kv\mu} \cos(\nu\alpha), \quad (3.14)$$

где $F_{0k} = i_k w_k \frac{T_0}{T}$ – постоянная составляющая МДС контура; i_k – ток катушки зубцового контура; w_k – число витков катушки зубцового контура.

Ток зубцового контура создаёт полный набор гармоник МДС нечётного и чётного порядков. Амплитуду ν -й гармоники ряда можно рассчитать по формуле

$$F_{kvm} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F_{kv}(\alpha) \cos\left(\frac{v\pi}{T} \alpha\right) d\alpha = \frac{2}{v\pi} F_k \sin\left(v\pi \frac{T_0}{T}\right), \quad (3.15)$$

где $F_k = i_k w_k$.

Для однозубцовых обмоток $T_0 / T = 1 / Z_{13}$ (Z_{13} – число зубцовых контуров (зубцов), приходящихся на период обмотки).

3.2.2. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА ФАЗНОЙ ЗОНЫ

Каждая фазная зона содержит c катушек (зубцовых контуров), соединенных с друг другом последовательно-согласно (см. рис. 3.10). Просуммируем МДС зубцовых контуров в таком порядке, в каком эти контура расположены в фазной зоне. При этом учтем как пространственное расположение контуров, так и направление их токов:

$$F_3 = \sum_1^c F_{k0} + \sum_1^c F_{kv}(\alpha) = \sum_1^c F_{k0} + F_{kvm} \cos v\alpha - F_{kvm} \cos v(\alpha - \alpha_H) + \\ + F_{kvm} \cos v(\alpha - 2\alpha_H) - \dots \pm F_{kvm} \cos v[\alpha - (c-1)\alpha_H], \quad (3.16)$$

где $\alpha_H = 2\pi T_0 / T = 2\pi / z_1$ – угол сдвига между соседними контурами.

Последний член (3.16) имеет знак (+) при c нечетном и (–) при c четном.

Найдем сумму всех гармоник МДС зубцовых контуров, расположенных в фазной зоне:

$$F_{3v} = \sum_1^c F_{kvm} (-1)^c \cos v[\alpha - (c-1)\alpha_H]. \quad (3.17)$$

Учитывая, что

$$\sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(\alpha + k\alpha_H) = \cos\left[\alpha + \frac{m-1}{2}(\alpha_H + \pi)\right] \frac{\sin \frac{m(\alpha_H + \pi)}{2}}{\cos \frac{\alpha_H}{2}}, \quad (3.18)$$

преобразуем выражение (3.17) к следующему виду:

$$\sum_1^c F_{kv}(\alpha) = F_{kvm} \cos \left[v\alpha + \frac{c-1}{2}(\pi - v\alpha_H) \right] \frac{\sin \frac{c(\pi - v\alpha_H)}{2}}{\cos \frac{v\alpha_H}{2}}. \quad (3.19)$$

Подставив в (3.10) амплитудное значение МДС зубцового контура из (3.15), найдем МДС фазной зоны (3.16), считая, что ток i_k изменяется по синусоидальному закону

$$F_3 = (F_{30} + F_{3vm} \cos v\alpha_0) \cos \omega t, \quad (3.20)$$

здесь F_{30} – постоянная составляющая МДС фазной зоны,

$$F_{30} = \frac{1 - (-1)^c}{2} \sqrt{2} \cdot I w_k \frac{T_0}{T}, \quad (3.21)$$

$$\alpha_0 = \alpha - \frac{c-1}{2} \alpha_H,$$

F_{3vm} – амплитуда v -й гармоники МДС фазной зоны, равная

$$F_{3vm} = \frac{2\sqrt{2}}{v\pi} I w_k c k_{yv} k_{pv}, \quad (3.22)$$

где
$$k_{yv} = \sin \left(v\pi \frac{T_0}{T} \right) = \sin \left(\frac{v\pi}{z_{13}} \right) = \sin \left(v \frac{\pi}{m_3 c} \right) - \quad (3.23)$$

– коэффициент укорочения v -й гармоники;

$$k_{pv} = \frac{\sin \frac{c(\pi - v\alpha_H)}{2}}{\cos \frac{v\alpha_H}{2}} = \frac{\sin \left(c - \frac{2v}{m_3} \right) \frac{\pi}{2}}{c \cos \frac{v\pi}{m_3 c}} \quad (3.24)$$

– коэффициент распределения v -й гармоники.

Дробная обмотка с $q < 1$ может быть выполнена и *однослойной*. При таком исполнении катушка занимает паз полностью, а между двумя обмотанными зубцами находится один необмотанный (см. рис. 3.10).

Очевидно, что такая обмотка получается в том случае, если витки двух рядом лежащих катушек одной фазной зоны поместить в одни пазы. Такое возможно только для обмоток с d – нечётным и c – чётным. Число контуров в фазной зоне такой обмотки равно $c / 2$.

Найдём закон изменения МДС фазной зоны. Зубцовые контуры в фазной зоне обтекаются одним током и создают МДС одного направления. Поэтому в сумме (3.16) будут присутствовать слагаемые только со знаком «плюс».

$$\sum_1^{c/2} F_{kv}(\alpha) = \sum_1^{2/2} F_{kvm} \cos v \left[\alpha - \left(\frac{c}{2} - 1 \right) 2\alpha_n \right]. \quad (3.25)$$

Сделаем преобразования, аналогичные вышеприведённому.

$$\sum_1^{c/2} F_{kv}(\alpha) = F_{kvm} \cos \left[v\alpha - \frac{c-2}{2} v\alpha_n \right] \frac{\sin \frac{v\pi}{m_3}}{\frac{c}{2} \sin \frac{2v\pi}{m_3 c}}. \quad (3.26)$$

Полную МДС фазной зоны однослойной обмотки представим в виде

$$F_3^B = (F_{30} + F_{3vm} \cos v\alpha_0) \cos \omega t, \quad (3.27)$$

здесь $F_{30} = \frac{c}{2} \sqrt{2} \cdot I w_k \frac{T_0}{T}$ – постоянная составляющая МДС фазной зоны,

$$\alpha_0 = \alpha - \frac{c-2}{2} \alpha_n. \quad (3.28)$$

Коэффициент распределения для v -й гармоники

$$k_{pv} = \frac{\sin \frac{v\pi}{m_3}}{\frac{c}{2} \sin \frac{2v\pi}{m_3 c}}. \quad (3.29)$$

Коэффициент укорочения k_{yv} для однослойных обмоток рассчитывается по (3.29).

3.2.3. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ

Рассмотрим многофазную обмотку на одном периоде повторения, который содержит m_3 фазных зон. Так, например, трёхфазная обмотка при d – чётном состоит из трех фазных зон: A, B, C , а при d – нечётном из шести фазных зон: $A, -C, B, -A, C, -B$. Двухфазная обмотка состоит из четырех фазных зон: $-A, B, -A, -B$.

Если обмотка питается симметричной системой токов прямой последовательности, то временной угол сдвига между токами различных фазных зон совпадает с пространственным углом сдвига $\beta = 2\pi / m_3$ между фазными зонами. Тогда для любой μ -й фазной зоны выражение МДС можно записать в следующем виде:

$$F_{3\mu} = \left[F_{30} + F_{3vm} \cos v(\alpha_0 - (\mu - 1)\beta) \right] \cos(\omega t - (\mu - 1)\beta). \quad (3.30)$$

Разложим произведение косинусов на сумму косинусов и сложим МДС всех фазных зон. Тогда МДС обмотки будет состоять из следующих сумм:

$$\begin{aligned} F = \sum_{\mu=1}^{m_3} F_{30} \cos(\omega t - (\mu - 1)\beta) + \frac{1}{2} F_{3vm} \sum_{\mu=1}^{m_3} \cos[\omega t - v\alpha_0 + (\mu - 1)(v - 1)\beta] + \\ + \frac{1}{2} F_{3vm} \sum_{\mu=1}^{m_3} \cos[\omega t + v\alpha_0 - (\mu - 1)(1 + v)\beta]. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Первая сумма представляет собой постоянную составляющую (униполярную) МДС обмотки, вторая – прямо вращающую волну МДС, третья – обратно вращающую волну МДС. Так как

$$\sum_{\mu=1}^{m_3} \cos(\omega t - (\mu - 1)\beta) = 0,$$

то обмотки не создают постоянную составляющую МДС.

Аргумент косинусов сумм (3.31) прямо и обратно вращающихся волн МДС отличается на угол

$$(\nu \mp 1)\beta = (\nu \mp 1) \frac{2\pi}{m_3}, \quad (3.32)$$

где верхний знак относится к сумме прямо вращающихся волн, а нижний – обратно вращающихся. Эти суммы не равны нулю в том случае, когда аргументы их членов равны или кратны 2π ,

$$(v \mp 1) \frac{2\pi}{m_3} = 2\pi k \text{ или } v = km_3 \pm 1, \quad (3.33)$$

где $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

В полученном выражении знак «плюс» дает прямые гармоники МДС, а знак «минус» – обратные.

Для трехфазных обмоток при $m_3 = 3$ (d – четное) в кривой МДС присутствуют следующие гармоники:

$v = 3k \pm 1$, или $v = 1, 4, 7, 10, 13, 19 \dots$ – прямые гармоники,

$v = 2, 5, 8, 11, 14, 17 \dots$ – обратные гармоники,

т. е. она содержит как нечётные, так и чётные гармоники.

При $m_3 = 6$ (d – нечётное) имеем

$v = 6k \pm 1$, или $v = 1, 7, 13, 19, 25 \dots$ – прямые гармоники,

$v = 5, 11, 17, 23, 29 \dots$ – обратные гармоники.

Кривая МДС таких обмоток не содержит четных гармоник. Это объясняется тем, что каждый зубцовый контур такой обмотки включен в общую цепь с аналогичным контуром, расположенным через полпериода и создающим МДС противоположного знака. Поэтому чётные гармоники, созданные этими контурами, находятся в противофазе и взаимно уничтожаются.

Нетрудно заметить, что трёхфазные обмотки не содержат гармоник, кратных трём. Действительно, при v , кратном трём, $v = 3n$, аргументы косинусов сумм отличаются на углы

$$(3n \pm 1) \frac{2\pi}{m_3} = \frac{3n}{m_3} 2\pi \pm \frac{2\pi}{m_3},$$

т. е. на 120° при $m_3 = 3$ и 60° при $m_3 = 6$.

Для двухфазных обмоток $m_3 = 4$ и d всегда нечётное. Гармонический состав МДС определяется из выражения

$\nu = 4k \pm 1$, или $\nu = 1, 5, 9, 13, 17 \dots$ – прямые гармоники,

$\nu = 3, 7, 11, 15, 19 \dots$ – обратные гармоники.

Чётные гармоники в кривой МДС отсутствуют.

Суммы гармоник МДС многофазной обмотки, определяемые равенством (2.33), в $m_3 / 2$ раз больше соответствующих гармоник фазных зон. Для ν -й гармоники МДС обмотки

$$F_{\nu} = \frac{m_3}{2} F_{3\nu m} \cos(\omega t \pm \nu \alpha) = F_{\nu m} \cos(\omega t \pm \nu \alpha). \quad (3.34)$$

Здесь знак «минус» относится к прямым гармоникам, а знак «плюс» – к обратным.

Амплитуда МДС ν -й гармоники

$$F_{\nu m} = \frac{m_3}{2} F_{3\nu m} = \frac{m_3}{2} \frac{2\sqrt{2}}{\nu\pi} I w_k c k_{y\nu} k_{p\nu} = \frac{m\sqrt{2}}{\nu\pi} I w k_{y\nu} k_{p\nu}, \quad (3.35)$$

где w – число последовательно включённых витков элементарной обмотки; $w = w_k c$ при d – чётном, $w = 2w_k c$ при d – нечётном.

В табл. 3.3 и 3.4 приведены обмоточные коэффициенты и относительные величины гармоник МДС основных трёх- и двухфазных обмоток.

В таблицах амплитуда МДС ν -й гармоники отнесена к полному току катушки:

$$F_{\nu}^* = \frac{F_{\nu m}}{I w_k}. \quad (3.36)$$

Таблица 3.3

Гармонический состав МДС трехфазных дробных зубцовых обмоток

ν	q							
	1/2		2/5		3/8		4/11	
	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*
1	0,866	1,169	0,067	0,362	–0,06	0,245	–0,016	0,178
2	0,866	0,585			0,14	0,283		

v	q							
	1/2		2/5		3/8		4/11	
	k_{06v}	F_v^*	k_{06v}	F_v^*	k_{06v}	F_v^*	k_{06v}	F_v^*
4	-0,866	0,292			0,945	0,957		
5	-0,866	0,234	0,933	1,008	0,945	0,766	-0,096	0,207
7	0,866	0,167	0,933	0,720	0,14	0,081	0,163	0,251
8	0,866	0,146			-0,061	0,031		
10	-0,866	0,116			0,061	0,025		
11	-0,866	0,107	0,067	0,033	-0,139	0,051	0,950	0,932
13	0,866	0,09	0,067	0,028	-0,945	0,294	0,950	0,789
14	0,866	0,084			-0,945	0,275		
16	-0,866	0,073			-0,139	0,036		
17	-0,866	0,069	0,933	0,296	0,061	0,014	0,163	0,104
19	0,866	0,061	0,933	0,265	-0,061	0,013	-0,096	0,054
20	0,866	0,059			0,14	0,028		
22	-0,866	0,051			0,945	0,174		
23	-0,866	0,051	0,067	0,016	0,945	0,167	-0,016	0,008
25	0,866	0,046	0,067	0,014	0,14	0,023	-0,016	0,007
26	0,866	0,045			-0,061	0,009		
28	-0,866	0,041			0,061	0,009		
29	-0,866	0,041	0,933	0,174	-0,140	0,019	-0,096	0,036
31	0,866	0,038	0,933	0,163	-0,945	0,123	0,163	0,057
32	0,866	0,037			-0,945	0,12		

Из таблиц видно, что зубцовые обмотки создают целый спектр высших гармоник. Наибольшую амплитуду имеют гармоники зубцового порядка.

Данные рабочих гармоник основных трёхфазных и двухфазных дробных обмоток приведены в табл. 3.5.

В табл. 3.6 и 3.7 даны обмоточные коэффициенты и относительные величины гармоник МДС трёхфазных однослойных обмоток. Эти обмотки создают первую гармоническую МДС с амплитудой, соизмеримой с амплитудой рабочих гармоник. Большую амплитуду имеет и ряд

гармоник с порядком, не превышающим порядок рабочих гармоник. Поэтому, несмотря на конструктивную простоту однослойных обмоток, к их применению следует подходить осторожно.

Таблица 3.4

Гармонический состав двухфазных дробных зубцовых обмоток

v	q							
	2/3		3/5		4/7		5/9	
	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*
1	0,146	0,527	-0,063	0,341	-0,035	0,253	0,022	0,2
3	0,854	1,025	0,236	0,424	-0,118	0,284	-0,072	0,216
5	0,854	0,615	0,880	0,950	0,265	0,381	-0,141	0,255
7	0,146	0,075	0,880	0,679	0,889	0,914	0,278	0,357
9	0,146	0,059	0,236	0,141	0,889	0,711	0,893	0,893
11	0,854	0,279	-0,063	0,031	0,265	0,173	0,893	0,731
13	0,854	0,236	0,063	0,026	-0,118	0,065	0,278	0,192
15	0,146	0,035	-0,236	0,085	-0,035	0,017	-0,141	0,085
17	0,145	0,031	-0,880	0,280	-0,035	0,015	-0,072	0,038
19	0,854	0,162	-0,880	0,250	-0,118	0,045	0,022	0,011
21	0,854	0,146	-0,236	0,061	0,265	0,091	-0,022	0,010
23	0,146	0,023	0,063	0,015	0,889	0,278	0,072	0,028
25	0,146	0,021	-0,063	0,014	0,889	0,256	0,141	0,051
27	0,854	0,114	0,236	0,047	0,265	0,071	-0,278	0,093
29	0,854	0,106	0,880	0,164	-0,118	0,029	-0,893	0,277
31	0,146	0,017	0,885	0,153	-0,035	0,008	-0,893	0,259
33	0,146	0,016	0,235	0,039	-0,035	0,008	-0,0278	0,076
35	0,854	0,088	-0,063	0,01	-0,118	0,024	0,141	0,036
37	0,854	0,083	0,063	0,009	0,265	0,052	0,072	0,018
39	0,146	0,014	-0,236	0,033	0,889	0,164	-0,022	0,005
41	0,146	0,013	-0,880	0,116	0,889	0,156	0,022	0,005
43	0,854	0,071	-0,880	0,111	0,265	0,044	-0,072	0,015

Таблица 3.5

**Обмоточные коэффициенты и относительные амплитуды
рабочих гармоник основных дробных обмоток**

$m = 3$				$m = 2$			
q	ν	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*	q	ν	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*
1/2	1	0,866	1,169	2/3	3	0,854	1,025
	2	0,866	0,585		5	0,854	0,615
2/5	5	0,933	1,008	3/5	5	0,880	0,950
	7	0,933	0,720		7	0,880	0,679
3/8	4	0,945	0,957	4/7	7	0,880	0,914
	5	0,945	0,766		9	0,889	0,715
4/11	11	0,950	0,932	5/9	9	0,893	0,893
	13	0,950	0,789		11	0,893	0,731
5/14	7	0,951	0,912	6/11	11	0,895	0,879
	8	0,951	0,80		13	0,895	0,744
6/17	17	0,953	0,908	7/13	13	0,897	0,869
	19	0,953	0,812		15	0,897	0,753
7/20	10	0,953	0,901	8/15	15	0,897	0,862
	11	0,953	0,819		17	0,897	0,760
8/23	23	0,954	0,896	9/11	17	0,898	0,856
	25	0,954	0,824		19	0,898	0,773

Таблица 3.6

Гармонический состав МДС трёхфазных однослойных дробных обмоток

ν	q							
	2/5		4/11		6/17		8/23	
	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*	$k_{об\nu}$	F_{ν}^*
1	0,259	1,398	0,126	1,362	0,084	1,356	0,062	1,353
5	0,966	1,044	0,156	0,340	0,092	0,298	0,066	0,285
7	0,966	0,845	-0,205	0,317	-0,102	0,235	-0,070	0,215
11	0,259	0,127	-0,958	0,94	-0,145	0,214	-0,083	0,163
13	-0,259	0,108	-0,958	0,796	0,197	0,246	0,095	0,158
17	-0,966	0,307	-0,205	0,130	0,956	0,911	0,141	0,180
19	-0,966	0,274	0,158	0,090	0,956	0,816	-0,194	0,221

v	q							
	2/5		4/11		6/17		8/23	
	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*
23	-0,259	0,061	0,126	0,059	0,197	0,139	-0,956	0,898
25	0,259	0,056	-0,126	0,054	-0,145	0,094	-0,956	0,826
29	0,966	0,180	-0,158	0,059	-0,102	0,057	-0,194	0,145
31	0,966	0,168	0,205	0,071	0,092	0,048	0,141	0,098
35	0,259	0,040	0,958	0,296	0,084	0,039	0,095	0,058
37	-0,259	0,038	0,958	0,280	-0,084	0,037	0,083	0,049
41	-0,966	0,127	0,205	0,054	-0,092	0,036	-0,070	0,037

Таблица 3.7

**Гармонический состав МДС двухфазных однослойных
дробных обмоток**

v	q							
	2/3		4/7		6/11		8/15	
	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*	$k_{обv}$	F_v^*
1	0,382	1,378	0,180	1,298	0,119	1,284	0,089	1,280
3	0,924	1,109	0,213	0,510	0,128	0,460	0,092	0,444
5	0,924	0,665	-0,318	0,460	-0,149	0,321	-0,100	0,289
7	0,383	0,197	-0,906	0,932	-0,194	0,300	-0,114	0,235
9	-0,383	0,153	-0,906	0,725	0,308	0,370	0,139	0,223
11	-0,924	0,302	-0,318	0,208	0,903	0,887	0,188	0,246
13	-0,924	0,256	0,213	0,118	0,903	0,750	-0,304	0,337
15	-0,383	0,092	0,180	0,087	0,308	0,222	-0,902	0,866
17	0,383	0,081	-0,180	0,076	-0,194	0,123	-0,902	0,764
19	0,924	0,175	-0,213	0,081	-0,149	0,084	-0,304	0,231
21	0,924	0,158	0,318	0,109	0,128	0,066	0,188	0,129
23	0,383	0,060	0,906	0,284	0,119	0,056	0,139	0,087
25	-0,383	0,055	0,906	0,261	-0,119	0,051	-0,114	0,066
27	-0,924	0,123	0,318	0,085	-0,128	0,051	-0,100	0,053
29	-0,924	0,115	-0,213	0,053	0,149	0,055	0,092	0,046
31	-0,383	0,044	-0,180	0,042	0,194	0,067	0,089	0,041

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Балагуров В.А. Электрические машины с постоянными магнитами: учебное пособие / В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев, А.Н. Ларионов; под ред. А.Н. Ларионова. – М., 1964. – 479, [1] с.: ил., табл.
2. Балагуров В.А. Электрические генераторы с постоянными магнитами / В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев. – М., 1988. – 279, [1] с.: ил.
3. Осин И.Л. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами / И.Л. Осин, В.П. Колесников, Ф.М. Юферов. – М., 1976. – 230, [1] с.
4. Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами / А.Н. Ледовский. – М., 1985. – 167, [2] с.
5. Кенио Т. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами / Т. Кенио, С. Нагамори; пер. с англ. А.Ю. Черкашина. – М., 1989. – 180, [1] с.: ил.
6. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины: учебное пособие для вузов / Д.А. Бут. – М., 1990. – 415, [1] с.: ил., табл., схемы.
7. Бухгольц Ю.Г., Шевченко А.Ф. и др. Многополюсные синхронные машины с дробными однозубцовыми обмотками. Ч. 1. Основы теории и конструирования: метод. руководство по курсовому и диплом. проектированию для спец. 1801 / сост.: Бухгольц Ю. Г. и др. – Новосибирск, 1995. – 40 с.: ил.
8. Особенности конструкции и проектирования энергоэффективных магнитоэлектрических электродвигателей общепромышленного назначения / А.Ф. Шевченко [и др.] // Электротехника. – 2014. – № 12. – С. 41–44.
9. Шевченко А.Ф. Магнитодвижущая сила однозубцовых дробных обмоток с $q < 1$ / А.Ф. Шевченко // Научный вестник НГТУ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1996. – № 2. – С. 99–110.
10. Материалы в приборостроении и автоматике. Справочник / под ред. Ю.М. Пятинина. – М.: Машиностроение, 1982. – 528 с.
11. Постоянные магниты: справочник / А.Б. Альтман, А.Н. Гербергер, П.А. Гладышев и др.; под ред. Ю.М. Пятинина. – М.: Энергия, 1980. – 488 с.
12. ГОСТ 21559–76. Материалы магнитотвёрдые спечённые. Марки, технические требования, методы контроля.
13. Жуловян В.В. Схема замещения синхронных машин с модулированным магнитным потоком с постоянными магнитами с учетом потерь в стали / В.В. Жуловян, А.Ф. Шевченко // Науч. вестн. НГТУ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – № 1 (8). – С. 127–136.
14. Шевченко А.Ф. Новые многополюсные синхронные двигатели исполнительных электромеханизмов // В кн.: Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1990.
15. Шевченко А.Ф. Синхронный электродвигатель. Патент РФ № 2045808. Оpubл. 10.10.95. Бюлл. № 28.
16. Шевченко А.Ф. Синхронный электродвигатель А.с. № 1345291. Оpubл. 15.10.87. Бюлл. № 38.
17. Katsuma Kitoh. Brushlees motor. European patent № 0 160 868, Date of publication 13.11.85, Bulletin 85/46.
18. Шевченко А.Ф. Многополюсные магнитоэлектрические генераторы с дробными однозубцовыми обмотками для ветроэлектрических установок // Электротехника. – № 9. – 1997. – С. 13–16.
19. Шевченко А.Ф., Комаров А.В., Новокрещенов О.И. Безредукторный электромеханический усилитель рулевого управления легковых автомобилей // Электротехника. – № 9. – 2003.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Основные характеристики постоянных магнитов	7
1.1. Основные магнитные параметры постоянных магнитов	9
1.2. Современные виды постоянных магнитов и их характеристики.....	12
2. Конструкция многополюсных синхронных машин с однозубцовыми обмотками и постоянными магнитами	22
2.1. Конструкция статора	23
2.2. Конструкция ротора.....	24
2.2.1. Классическая конструкция ротора	25
2.2.2. Ротор с внутренними магнитами без концентрации потока	27
2.2.3. Поверхностное расположение магнитов ротора	28
2.2.4. Ротор с клееными магнитами.....	29
2.2.5. Роторы с внутренними магнитами и концентрацией потока	30
2.3. Выбор конструкции ротора для машин с однозубцовыми обмотками ...	33
3. Особенности конструкции и магнитодвижущие силы дробных зубцовых обмоток.....	36
3.1. Методы построения и особенности устройства многофазных зубцовых обмоток.....	37
3.2. Магнитодвижущие силы зубцовых дробных обмоток	50
3.2.1. Магнитодвижущая сила зубцового контура.....	51
3.2.2. Магнитодвижущая сила фазной зоны	52
3.2.3. Магнитодвижущая сила многофазной обмотки	55
Библиографический список	62

**Шевченко Александр Федорович
Приступ Александр Георгиевич**

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ**

Учебное пособие

Редактор *Л.Н. Ветчакова*
Выпускающий редактор *И.П. Брованова*
Корректор *И.Е. Семенова*
Дизайн обложки *А.В. Ладыжская*
Компьютерная верстка *Л.А. Веселовская*

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции
Издание соответствует коду 95 3000 ОК 005-93 (ОКП)

Подписано в печать 14.03.2016. Формат 60 × 84 1/16. Бумага офсетная. Тираж 100 экз.
Уч.-изд. л. 3,72. Печ. л. 4,0. Изд. № 323/15 Заказ № 415. Цена договорная

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20