А.В. Иванов-Смоленский

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

В двух томах

Том 1

- Электромеханическое преобразование энергии в электрических машинах и их устройство
- Основные вопросы теории и конструкции трансформаторов и асинхронных машин

Том 2

- Основные вопросы теории и конструкции синхронных машин, машин постоянного тока, вентильных и коллекторных машин переменного тока
- Переходные процессы в электрических машинах переменного тока (синхронных и асинхронных)

Москва
Издательство МЭИ
2004

А.В. Иванов-Смоленский

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

В двух томах

Том 1

Допущено Министерством образования
Российской Федерации
в качестве учебника для студентов
высших учебных заведений,
обучающихся по направлению подготовки
дипломированных специалистов
«Электротехника, электромеханика
и электротехнологии»

2-е издание, переработанное и дополненное



Москва
Издательство МЭИ
2004

УДК 621.313 (075.8)
ББК 31.261 я73
И 209

Рецензенты: докт. техн. наук, профессор,
заслуж. деят. науки и техники РСФСР В.В. Хрущев;
докт. техн. наук, профессор А.Т. Пластун

Иванов-Смоленский А.В.

И 209 Электрические машины. В 2-х т. Том 1: Учебник для вузов. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Издательство МЭИ, 2004. — 656 с., ил.

ISBN 5-7046-0912-0 (т. 1)
ISBN 5-7046-0914-7

Рассматриваются электромеханическое преобразование энергии в электрических машинах и принципы их устройства. Изложены основные вопросы теории и конструкции трансформаторов и асинхронных машин.

Первое издание учебника вышло в свет в издательстве «Энергия» в 1980 г.

Для студентов вузов и инженеров электромеханических и электроэнергетических специальностей.

УДК 621.313(075.8)
ББК 31.261 я73

ISBN 5-7046-0912-0 (т. 1)
ISBN 5-7046-0914-7

© Издательство «Энергия», 1980 г.
© А.В. Иванов-Смоленский, 2004 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В книге принята последовательность изложения материала, характерная для Московской школы электромеханики, впервые принятая Г.Н. Петровым: трансформаторы, асинхронные машины, синхронные машины, машины постоянного тока, коллекторные и вентильные машины переменного тока.

В отличие от других руководств электромагнитные процессы в электрических машинах рассмотрены с позиций теории электромеханического преобразования энергии. Это дало возможность распространить полученное математическое описание электромагнитных процессов не только на обычные, но и на любые другие принципиально возможные исполнения электрических машин и дать классификацию электрических машин по конфигурации магнитопроводов и расположению обмоток.

Наряду с активными частями, в которых происходит электромеханическое преобразование энергии, всякая электрическая машина содержит конструктивные части, которые предназначены для подведения электрической и механической энергии к зоне преобразования и удаления потерь энергии. Поэтому в книге уделено необходимое внимание не только электромагнитным процессам электромеханического преобразования энергии, но и сопутствующим процессам, связанным с конструктивным обеспечением этого преобразования (тепловым, аэродинамическим, гидравлическим и механическим). Ввиду важности перечисленных сопутствующих процессов, особенно для современных высокоиспользованных машин, в книгу введен раздел «Общие вопросы конструкции электрических машин».

В разделе «Переходные процессы» приведены элементы теории обобщенной машины, даны вывод дифференциальных уравнений асинхронной и синхронной машин в осях α, β, 0 и d, q, 0 и их преобразование к виду, удобному для численных расчетов на ЭВМ. Рассмотрены аналитически важнейшие переходные процессы в машинах переменного тока.

В разделах книги, посвященных теории и конструкции отдельных видов электрических машин (асинхронных, синхронных, постоянного тока), наиболее подробно рассматривается их обычное исполнение. Кроме того, в конце каждого такого раздела излагаются принципы действия и устройство наиболее распространенных специальных исполнений.

Математическое описание электромагнитных процессов обычных машин переменного тока составлено с использованием современного математического аппарата через результирующие комплексные функции величин электрических цепей или через их проекции на оси пространственной комплексной плоскости. Запись уравнений и объяснение физических явлений в двух основных разновидностях машин переменного тока (асинхронных и синхронных машин) по возможности унифицированы. Это касается выражений для электромагнитного момента, электромагнитной активной и реактивной мощностей, подхода к расчету магнитной цепи с учетом насыщения, расчету индуктивных параметров и др.

Несколько большее внимание, чем в других учебниках, уделено вентильным электрическим машинам, которые получают все более широкое применение. Коллекторные машины переменного тока в связи с их ограниченным распространением как в нашей стране, так и за рубежом, рассмотрены кратко.

Внесены элементы методической новизны в изложение таких вопросов, как вывод формул для МДС, ЭДС, электромагнитных сил, электромагнитного момента, расчет характеристик синхронных машин и машин постоянного тока, вывод уравнений синхронной явнополюсной машины в осях d, q, 0, рассмотрение переходных процессов короткого замыкания синхронного генератора и включения асинхронного двигателя, анализ явлений в однофазных двигателях и др.

При подготовке ко второму изданию книга существенным образом переработана и дополнена. Учтены критические замечания, высказанные в опубликованных рецензиях проф. докт. техн. наук Г.А. Сипайлова и проф. докт. техн. наук Д.А. Бута.*

Упорядочен выбор положительных направлений для напряжений на первичной и вторичной обмотках трансформатора. И токи, и напряжения считаются положительными, если они направлены от начала к концу обмотки. При этом уравнения напряжений для первичной и вторичной обмоток записываются аналогичным образом, что существенно облегчает изложение таких вопросов, как группы соединения трансформаторов, многообмоточные трансформаторы и автотрансформаторы.

Более строго изложены общие вопросы теории электрических машин. Расширена и уточнена классификация электрических машин по конфигурации магнитопроводов и расположению обмоток. Введено понятие матрицы структуры обмотки, использование которой позволяет применить матричный анализ для описания электромагнитных процессов в электрических машинах. Более строго учтено влияние

* Электричество. 1981. № 9. Известия вузов. Сер. Электромеханика. 1984. № 6.

зубчатости магнитопроводов на магнитную индукцию в зазоре и ее гармонические составляющие. Сделано это на основе результатов анализа магнитных полей одиночного паза и зубцового контура. В целях упрощения считается, что имеется зубчатость только на одном магнитопроводе (другой магнитопровод заменяется эквивалентным гладким).

Заново написана глава, посвященная электромагнитным силам в электрических машинах. Дано представление о трех известных способах определения этих сил в магнитном поле: по приращению энергии магнитного поля при малом перемещении; по объемной и поверхностной плотностям электромагнитных сил в магнитном поле; по натяжениям в магнитном поле. Третьим способом найдена сила, воздействующая на область паза с током. На основе анализа полей в области пазов с током и без тока, используя второй и третий способы, удается найти отдельно силу, воздействующую на ток в пазу, и силу, воздействующую на границу магнитопровода.

Существенный недостаток методик расчета эксплуатационных характеристик трансформаторов и электрических машин, рекомендовавшихся как в первом издании настоящего учебника, так и в других учебных пособиях по электрическим машинам, состоял в том, что построение этих характеристик с учетом насыщения магнитной цепи приходилось производить графическим путем (с помощью векторных диаграмм, характеристик намагничивания и других вспомогательных характеристик и построений). Во втором издании приводятся оригинальные алгоритмы расчетов эксплуатационных характеристик трансформаторов и электрических машин, в которых трудоемкие и недостаточно точные графические построения заменены решением системы уравнений, описывающих электрические и магнитные цепи машины с учетом нелинейности характеристик намагничивания. Для выполнения практических расчетов основных эксплуатационных характеристик трансформаторов и электрических машин по указанным алгоритмам могут быть использованы программы, приведенные в приложениях к книге.

В первом издании было явно недостаточное количество примеров расчета. Теперь все главы книги снабжены необходимыми примерами расчетов, которые должны прорабатываться одновременно с рассмотрением теории. Для лучшего усвоения дисциплины рекомендуется упражняться в решении задач по учебному пособию, написанному канд. техн. наук, доц. В.И. Читечяном* применительно к настоящему учебнику.

* Читечян В.И. Задачник по электрическим машинам. М.: Высшая школа, 1988.

Некоторые параграфы книги по специальным вопросам теории электрических машин написаны по просьбе автора специалистами в соответствующих областях электромеханики. Доц. докт. техн. наук Е.И. Ефименко изложены основы теории несимметричных и асинхронных режимов синхронных машин и вентильных двигателей (§ 60.1, 62.1, гл. 67). Проф. докт. техн. наук В.Е. Скобелевым написан § 65.9, посвященный двигателям пульсирующего тока. Проф. докт. техн. наук В.А. Кузнецовым § 63.10, посвященный вентильно-реактивным двигателя. В написании § 48.3 об однофазных асинхронных двигателях с экранированными полюсами принял участие доц. канд. техн. наук В.И. Каткявичус. Всем им, а также инженеру К.Г. Ивановой-Смоленской, внесшей большой вклад в подготовку рукописи ко второму изданию, автор выражает искреннюю признательность.

Автор весьма благодарен рецензентам книги проф. докт. техн. наук В.В. Хрущеву и проф. докт. техн. наук А.Т. Пластуну за внимательный ее просмотр и весьма ценные замечания, которые способствовали ее улучшению.

По первому изданию книги и ее переводам на английский, французский и испанский языки имелись многочисленные рецензии, советы и замечания, которые с благодарностью учтены автором. Автор надеется, что по второму изданию учебника, в котором также имеются неизбежные погрешности, читатели не менее активно, чем раньше выскажут свои замечания и пожелания, за которые он заранее приносит большую благодарность.

Замечания и пожелания автор просит направлять по адресу:

111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14, Издательство МЭИ (ТУ).

Автор

ВВЕДЕНИЕ

В.1. Основные определения

Использование природных ресурсов немыслимо без преобразования одних видов энергии в другие. Устройства для такого преобразования энергии, выполняющие механические движения, называются *энергетическими машинами*. Например, при помощи тепловой машины преобразуют тепловую энергию, высвобождающуюся при сгорании топлива, в механическую энергию. Тот же термин применяется для устройства, которое преобразует энергию с одними параметрами в энергию того же вида с другими параметрами. Так, гидравлической называют машину, которая служит для преобразования механической энергии поступательно перемещающегося потока жидкости в механическую энергию, передаваемую через вращающийся вал.

Значительная часть энергии, запасенной в природе в виде химической энергии, ядерной энергии, энергии движения рек и морей, энергии ветра и энергии излучения солнца, преобразуется в современном мире в электрическую энергию. Целесообразность такого преобразования связана с тем, что электрическую энергию во многих случаях с малыми затратами можно передать на большие расстояния, распределить между потребителями и снова преобразовать в механическую, тепловую или химическую энергию. Однако непосредственное преобразование тепловой, химической или атомной энергии в электрическую используется ограниченно, так как на современном этапе развития техники оно не может быть осуществлено с достаточно малыми потерями и требует больших капитальных затрат. Поэтому предварительно энергия всех видов преобразуется в механическую при помощи тепловых или гидравлических машин и лишь затем преобразуется в электрическую энергию.

Машины, совершающие преобразование механической энергии в электрическую или обратное преобразование, называются электрическими машинами. От других электромеханических преобразователей электрические машины отличаются тем, что в них, за редким исключением, совершается однонаправленное непрерывное преобразование энергии.

Электрическая машина, предназначенная для преобразования механической энергии в электрическую, носит название «генератор». Электрическая машина, предназначенная для обратного преобразова-

ния, называется «двигателем». Электрические машины обратимы. При помощи любой электрической машины может совершаться электромеханическое преобразование в двух возможных направлениях. Если к подвижной части электрической машины подводится механическая энергия, она работает в режиме генератора электрической энергии. Если к машине подводится электрическая энергия, ее подвижная часть совершает механическую работу.

Электрическая машина представляет собой электромагнитную систему, которая состоит из взаимосвязанных магнитной и электрических цепей. Магнитная цепь включает неподвижный и подвижный магнитопроводы из магнитного материала и немагнитный воздушный зазор, отделяющий их друг от друга. Электрические цепи — в виде двух или нескольких обмоток — могут перемещаться одна относительно другой совместно с магнитопроводами, на которых они размещены.

Электромеханическое преобразование энергии в электрических машинах основано на явлении *электромагнитной индукции* и связано с электродвижущими силами (ЭДС), которые индуктируются в процессе периодического изменения магнитного поля, происходящего при механическом перемещении обмоток или элементов магнитопровода.

Электрические машины, действие которых основано на законе электромагнитной индукции, называются *индуктивными*. Это же явление положено в основу работы индуктивных преобразователей, предназначенных для преобразования электрической энергии с одними параметрами (током, напряжением, частотой) в электрическую энергию с другими параметрами. Простейшим и наиболее распространенным индуктивным преобразователем, при помощи которого переменный ток одного напряжения преобразуется в переменный ток другого напряжения, является *трансформатор*. Его обмотки и магнитопровод взаимно неподвижны, и процесс периодического изменения магнитного поля, в результате которого в обмотках индуктируются ЭДС, осуществляется в трансформаторе электрическим путем.

Индуктивные преобразователи электрической энергии, в которых имеются движущиеся части, называются *электромашинными преобразователями*. По своему устройству и принципу действия они, по существу, ничем не отличаются от электрической машины. Более того, в ряде случаев они одновременно осуществляют и электромеханическое преобразование. Поэтому, имея в виду расширенное понимание термина «машина», следует считать и трансформаторы, и электромашинные преобразователи особым видом индуктивных электрических машин.

Наряду с индуктивными электрическими машинами в некоторых специальных установках применяются так называемые *емкостные электрические машины*, в которых электромеханическое преобразование энергии основано на явлении электростатической индукции и связано с периодическим изменением электрического поля в конденсаторе с взаимно перемещающимися электродами. Однако такие машины по своим массогабаритным и стоимостным показателям не могут конкурировать с индуктивными машинами и в промышленном электромеханическом преобразовании энергии не используются.

Электрическая машина как преобразователь энергии является важнейшим элементом любой энергетической или промышленной установки. Она находит широкое применение в качестве генератора, двигателя или преобразователя на электрических станциях, промышленных и сельскохозяйственных объектах, в железнодорожном, автомобильном и электрифицированном городском транспорте, в авиации. Все более расширяется применение электрических машин в системах автоматического управления и регулирования. Электрические машины могут быть рассчитаны для работы с сетью переменного или постоянного тока. В соответствии с этим они разделяются на *машины переменного тока и машины постоянного тока*.

В.2. Преобразование электрической энергии в трансформаторе

Электромагнитная схема простейшего однофазного двухобмоточного трансформатора показана на рис. В.1. Такой трансформатор состоит из обмоток *1* и *2* с числами витков w_1 и w_2, охватывающих магнитопровод. Для усиления магнитной связи между обмотками магнитопровод выполняется замкнутым и набирается из листов электротехнической стали, которые обладают высокой относительной магнитной проницаемостью μ_r (порядка 10^3) и имеют небольшую толщину

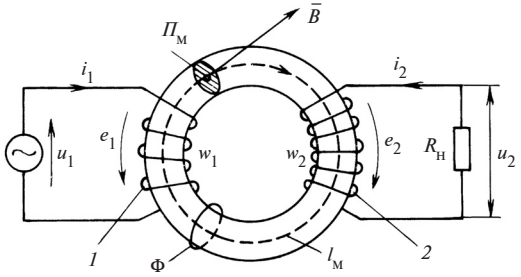


Рис. В.1. Электромагнитная схема трансформатора

(0,3—0,5 мм при частоте перемагничивания f = 50 Гц). При такой толщине листов индуктированные в них вихревые токи не оказывают заметного влияния на изменение магнитного поля с заданной частотой f. Если одну из обмоток, например *2*, разомкнуть, а другую *1* присоединить к источнику синусоидального переменного тока частотой $f = \omega/2\pi$ с напряжением $u_1 = \sqrt{2}U_1 \cos \omega t$, где U_1 — действующее значение напряжения, то в обмотке возникнет переменный ток $i_1 = i_0$, определяемый уравнением ее электрической цепи

$$u_1 = -e_1 + R_1 i_0, \qquad \text{(В.1)}$$

где R_1 — активное сопротивление обмотки *1*; $e_1 = -\mathrm{d}\Psi_{11}/\mathrm{d}t$ — ЭДС самоиндукции обмотки *1*; $\Psi_{11} = w_1\Phi$ — потокосцепление обмотки *1*; $\Phi = B\Pi_м$ — магнитный поток в магнитопроводе; B и $\Pi_м$ — магнитная индукция и сечение магнитопровода.

Для определения индуктивных параметров обмоток используем закон полного тока

$$\oint H_l \, \mathrm{d}l = \oint \frac{B \, \mathrm{d}l}{\mu_r \mu_0} = \frac{\Phi}{\Lambda_\mu} = i_0 w_1, \qquad \text{(В.2)}$$

где $\Lambda_\mu = \mu_r \mu_0 \Pi_м / l_м$ — магнитная проводимость магнитопровода; $l_м$ — его длина.

Из (В.2) нетрудно найти индуктивность обмотки *1*

$$L_{11} = \frac{w_1 \Phi}{i_0} = w_1^2 \Lambda_\mu,$$

взаимную индуктивность

$$L_{12} = w_2 \Phi / i_0 = w_1 w_2 \Lambda_\mu$$

и выразить через них потокосцепления

$$\Psi_{11} = i_0 L_{11}, \quad \Psi_{21} = i_0 L_{12}$$

и ЭДС

$$e_1 = -\frac{\mathrm{d}\Psi_{11}}{\mathrm{d}t} = -L_{11}\frac{\mathrm{d}i_0}{\mathrm{d}t}.$$

Тогда, пренебрегая в (В.1) слагаемым $R_1 i_0$ и выражая в нем e_1 через L_{11} и $\mathrm{d}i_0/\mathrm{d}t$, получаем дифференциальное уравнение

$$\frac{\mathrm{d}i_0}{\mathrm{d}t} = \sqrt{2}(U_1 / L_{11}) \cos \omega t.$$

Интегрируя это уравнение, получаем намагничивающий ток

$$i_0 = \sqrt{2}[U_1/(\omega L_{11})]\sin\omega t,$$

который создает переменное магнитное поле с потоком

$$\Phi = i_0 w \Lambda_\mu.$$

В результате изменения потока Ф, сцепленного с обмоткой *2*, в ней возникнет синусоидальная ЭДС взаимной индукции

$$e_2 = -\frac{\mathrm{d}\Psi_{21}}{\mathrm{d}t} = -L_{12}\frac{\mathrm{d}i_0}{\mathrm{d}t},$$

и эта обмотка может быть использована как источник переменного тока той же частоты f, но другого напряжения $|u_2| \approx |e_2|$.

Отношение мгновенных или действующих значений ЭДС или напряжений обмоток *1* и *2* равно отношению чисел их витков, называемому коэффициентом трансформации:

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}. \qquad \text{(В.3)}$$

Таким образом, если задано напряжение U_1, то при помощи (В.3) всегда можно подобрать такие числа витков w_1 и w_2, при которых напряжение U_2 имеет требуемое значение. Если обмотку *2* замкнуть на сопротивление нагрузки $R_н$, то под воздействием ЭДС e_2 в ней возникнет переменный синусоидальный ток $i_2 = e_2/(R_н + R_2)$, который определяется из уравнения напряжений для образовавшейся электрической цепи*

$$e_2 = R_2 i_2 + R_н i_2, \qquad \text{(В.4)}$$

где R_2 — активное сопротивление обмотки *2*.

Появление тока i_2 вызовет соответствующее изменение тока i_1. Для определения соотношения между токами i_1 и i_2 нужно еще раз воспользоваться законом полного тока, записывая его по аналогии с (В.2) и имея в виду, что в нагруженном трансформаторе обе обмотки принимают участие в образовании магнитного потока

$$\oint H_l \mathrm{d}l = \frac{\Phi}{\Lambda_\mu} = i_1 w_1 + i_2 w_2. \qquad \text{(В.5)}$$

* Здесь, а также в (В.6) не учитываются ЭДС, индуктированные полями рассеяния.

Кроме того, записав уравнение для цепи обмотки *1*

$$u_1 = -e_1 + R_1 i_1 \qquad \text{(В.6)}$$

и пренебрегая членом $R_1 i_1$, приходим к заключению, что при нагрузке ЭДС e_1 остается почти такой же, как при разомкнутой обмотке *2*. А это означает, что e_1 индуктируется в результате изменений такого же потока Ф и такого же намагничивающего тока i_0 в обмотке *1*, как при разомкнутой обмотке *2*. На этом основании можно приравнять правые части (В.2) и (В.5) и утверждать, что сумма МДС обмоток *1* и *2* равна МДС от намагничивающего тока i_0 в обмотке *1*

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_0 w_1. \qquad \text{(В.7)}$$

В достаточно нагруженном трансформаторе с замкнутым магнитопроводом МДС $i_0 w_1$ весьма мала $|i_0 w_1| << |i_1 w_1| \approx |i_2 w_2|$, и, не делая заметной ошибки, можно положить $i_0 w_1 = 0$. При этом допущении токи в обмотках направлены таким образом, что их МДС взаимно уравновешиваются:

$$i_2 = -i_1 \frac{w_1}{w_2}. \qquad \text{(В.8)}$$

Из (В.8) следует, что отношения мгновенных абсолютных $|i|$ и действующих (I) значений токов обмоток *1* и *2* обратно пропорциональны отношению чисел их витков

$$\frac{|i_1|}{|i_2|} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1}. \qquad \text{(В.9)}$$

Используя (В.3), (В.4), (В.6), (В.8) и пренебрегая потерями на перемагничивание магнитопровода и мощностью на изменение энергии магнитного поля, рассмотрим баланс мгновенных мощностей в трансформаторе. Из сети в обмотку *1* поступает мощность $p_1 = u_1 i_1 = = -e_1 i_1 + R_1 i_1^2$. Часть этой мощности $R_1 i_1^2$ выделяется в виде тепла в обмотке *1*, другая ее часть $-e_1 i_1 = e_2 i_2$ передается посредством электромагнитного поля в обмотку *2*. Мощность $e_2 i_2$, поступающая в обмотку *2*, частично выделяется в ней в виде тепла ($R_2 i_2^2$), а оставшаяся ее часть передается нагрузке ($R_н i_2^2$).

В.3. Электромеханическое преобразование энергии в электрической машине

Электромагнитная схема простейшей вращающейся электрической машины показана на рис. В.2. Она состоит из двух основных элементов: неподвижного статора и вращающегося ротора. Магнитопровод *4* статора неподвижно укреплен на фундаменте. Сердечник *3* ротора насажен на вал *5* и имеет возможность вращаться вместе с ним в подшипниках, сохраняя соосное положение по отношению к статору. В диаметрально расположенных углублениях — пазах на цилиндрической поверхности магнитопровода *3* ротора помещается обмотка *1*, состоящая из одной катушки с числом витков w_1; в диаметрально расположенных пазах магнитопровода *4* статора размещена обмотка *2*, также состоящая из одной катушки с числом витков w_2.

Для усиления магнитной связи между обмотками магнитопроводы статора и ротора набирают из кольцеобразных пластин электротехнической стали, которые обладают высокой относительной магнитной проницаемостью и имеют небольшую толщину (0,3—0,5 мм при частоте перемагничивания 50 Гц). С той же целью катушки размещают в пазах магнитопроводов, а не на их наружной поверхности. При такой конструкции воздушный зазор между статором и ротором можно выбрать минимально допустимым и получить достаточно малое сопротивление магнитной цепи.

При помощи вала *5* ротор сопрягается с другой машиной, с которой он обменивается механической энергией (отдает в режиме двигателя и получает в режиме генератора). Обмотка статора *2* и обмотка ротора *1* присоединены к электрическим сетям с напряжениями u_2 и u_1. В режиме двигателя из этих сетей (или одной из них) в машину поступает электрическая энергия; в режиме генератора в эти сети (или одну из них) машина генерирует электрическую энергию.

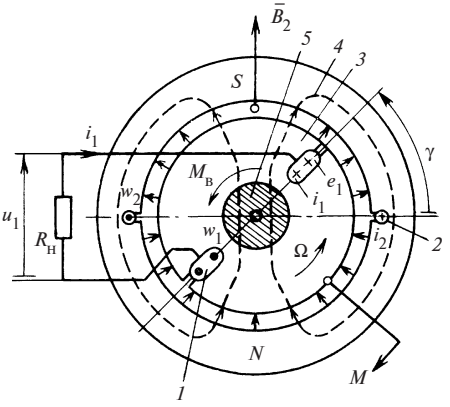


Рис. В.2. Электромагнитная схема простейшей электрической машины в режиме генератора ($i_1 > 0$, $M < 0$)

Электромеханическое преобразование энергии в машине связано с ЭДС, которые индуктируются в обмотках вследствие изменения их взаимного расположения в пространстве. Предположим, что в обмотке *2* имеется постоянный

ток $i_2 = \text{const}$, а обмотка *1* разомкнута и $i_1 = 0$. В этом случае образуется неподвижное магнитное поле, северный полюс *N* которого занимает нижнюю часть магнитопровода статора, а южный *S* — верхнюю.

Считая магнитную проницаемость стали магнитопроводов статора и ротора μ_{ac} бесконечно большой по сравнению с магнитной проницаемостью μ_0 воздушного зазора ($\mu_{ac} >> \mu_0$), можно пренебречь изменением магнитного потенциала в магнитопроводах и записать закон полного тока для контура, охватывающего ток $i_2 w_2$ катушки *2* (на рисунке контур показан штриховой линией), в виде уравнения

$$\oint H_l \, \mathrm{d}l = \frac{B_2 2\delta}{\mu_0} = i_2 w_2 .$$

Из этого уравнения можно определить индукцию магнитного поля обмотки *2* в зазоре

$$B_2 = \frac{\mu_0 i_2 w_2}{2\delta}, \qquad \text{(В.10)}$$

где δ — длина зазора.

Потокосцепление Ψ_{12} этого поля с обмоткой *1* зависит от угла γ, характеризующего ее положение по отношению к обмотке *2*. При $\gamma = 0$ потокосцепление имеет максимальное положительное значение

$$\Psi_{12m} = B_2 \tau l w_1, \qquad \text{(В.11)}$$

где *l* — длина магнитопровода в осевом направлении; $\tau = \pi R$ — длина полюсного деления.

При повороте ротора на угол γ, лежащий в пределах $0 < \gamma < \pi$, потокосцепление линейно изменяется в функции угла γ

$$\Psi_{12} = \Psi_{12m}\left(1 - \frac{2\gamma}{\pi}\right), \qquad \text{(В.12)}$$

при $\gamma = \pi/2$ становится равным нулю ($\Psi_{12} = 0$), а при $\gamma = \pi$ достигает наибольшего отрицательного значения ($\Psi_{12} = -\Psi_{12m}$). В дальнейшем потокосцепление линейно увеличивается в функции угла γ

$$\Psi_{12} = -\Psi_{12m}\left(3 - \frac{2\gamma}{\pi}\right) \qquad \text{(В.13)}$$

и при $\gamma = 2\pi$ завершает период своего изменения.

Аналогичным образом изменяется взаимная индуктивность $L_{12} = \Psi_{12}/i_2$ между обмотками:

$$\left.\begin{aligned} L_{12} &= L_{12m}\left(1 - \frac{2\gamma}{\pi}\right) \quad \text{при } 0 < \gamma < \pi; \\ L_{12} &= -L_{12m}\left(3 - \frac{2\gamma}{\pi}\right) \quad \text{при } \pi < \gamma < 2\pi, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(B.14)}$$

где $L_{12m} = \dfrac{\Psi_{12m}}{i_2} = \dfrac{\mu_0 w_1 w_2 l \tau}{2\delta}$ — максимальная взаимная индуктивность между обмотками.

При вращении ротора с угловой скоростью Ω угол $\gamma = \Omega t$ линейно увеличивается и в результате его изменения в обмотке *1* индуктируется ЭДС

$$e_1 = -\frac{\mathrm{d}\Psi_{12}}{\mathrm{d}t} = -i_2\frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}t} = -i_2\Omega\frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}\gamma}, \qquad \text{(B.15)}$$

называемая *ЭДС вращения*.

Как видно, ЭДС вращения пропорциональна току, угловой скорости и производной взаимной индуктивности по углу поворота ротора. Из (B.14) и (B.15) следует, что

$$e_1 = \frac{2}{\pi}L_{12m}i_2\Omega \quad \text{при } 0 < \gamma < \pi;$$

$$e_1 = -\frac{2}{\pi}L_{12m}i_2\Omega \quad \text{при } \pi < \gamma < 2\pi.$$

При этом знак (+) означает, что направление ЭДС совпадает с положительным направлением тока в катушке *1*; знак (–) означает, что оно противоположно (за положительные принимаются такие токи в обмотках *1* и *2*, которые при $\gamma = 0$ создают магнитные поля, направленные снизу вверх, как на рис. B.2).

Таким образом, в обмотке *1* простейшей машины при $i_2 = \text{const}$ индуктируется переменная ЭДС прямоугольной формы. Период изменения потокосцепления, взаимной индуктивности и ЭДС соответствует повороту ротора на угол 2π. Он равен $T = 2\pi/\Omega$, откуда частота их изменения

$$f = \frac{\Omega}{2\pi}. \qquad \text{(B.16)}$$

Используя (В.10), (В.14), можно ЭДС вращения по (В.15) выразить через индукцию B_2 магнитного поля в зазоре

$$e_1 = 2B_2 l \upsilon w_1 \text{ при } 0 < \gamma < \pi,$$

где $\upsilon = R\Omega$ — линейная окружная скорость на середине зазора. Поэтому направление ЭДС e_1 можно определить не только по (В.15), используя, по существу, «правило Ленца», но и с помощью «правила правой руки». Оба подхода, разумеется, дадут один и тот же результат (рис. В.2).

Если теперь замкнуть обмотку *1*, обладающую внутренним активным сопротивлением R_1, на сопротивление нагрузки $R_н$, то в образовавшейся электрической цепи появится переменный ток*

$$i_1 = \frac{e_1}{R_н + R_1}, \qquad \text{(В.17)}$$

который будет изменяться с той же частотой, что и ЭДС, т.е. с частотой *f*.

При этом в обмотке *1* генерируется электрическая мощность

$$e_1 i_1 = -i_1 i_2 \Omega \frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}\gamma} = (u_1 + R_1 i_1) i_1 . \qquad \text{(В.18)}$$

Часть этой мощности $R_1 i_1^2$ выделится в виде тепла в обмотке *1*; оставшаяся часть $p_1 = u_1 i_1 = R_н i_1^2$ будет отдана нагрузке. Напряжение $u_1 = R_н i_1$ на выводах обмотки *1*, совпадающее с напряжением нагрузки, также изменяется с частотой *f*. При принятом допущении $i_2 = \text{const}$ обмотка *2* питается от источника постоянного тока с напряжением $u_2 = i_2 R_2$. Поступающая в нее мощность $p_2 = u_2 i_2$ не подвергается электромеханическому преобразованию и полностью превращается в тепло.

В результате взаимодействия магнитного поля тока i_2 с током i_1 на ротор будет воздействовать электромагнитный момент *M*. Для определения момента *M* можно исходить из того, что его работа при повороте ротора на малый угол $\mathrm{d}\gamma$ равна изменению энергии магнитного поля $\mathrm{d}W$ за счет изменения взаимной индуктивности $\mathrm{d}L_{12}$ при $i_1 = \text{const}$ и $i_2 = \text{const}$, т.е.

$$M\,\mathrm{d}\gamma = \mathrm{d}W = i_1 i_2\,\mathrm{d}L_{12},$$

* Индуктивность рассеяния обмотки *1* принята равной нулю.

откуда

$$M = i_1 i_2 \frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}\gamma}. \qquad \text{(В.19)}$$

Если приращение угла $\mathrm{d}\gamma$ взято в направлении вращения, то положительный момент по (В.19) направлен в сторону вращения, отрицательный — в обратную сторону. В генераторном режиме, как показано на рис. В.2, момент $M < 0$. Используя (В.10) и (В.14), можно выразить электромагнитный момент и через индукцию B_2 магнитного поля в зазоре

$$|M| = 2B_2 l i_1 w_1 R. \qquad \text{(В.20)}$$

Для определения направления тангенциальной электромагнитной силы $F = 2B_2 l i_1 w_1$ и момента M по (В.20) нужно воспользоваться «правилом левой руки». Для генераторного режима это показано на рис. В.2.

В установившемся режиме, когда ротор вращается с постоянной скоростью Ω, электромагнитный момент M должен быть уравновешен внешним моментом $M_\text{в}$

$$M_\text{в} = -M = -i_1 i_2 \frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}\gamma}. \qquad \text{(В.21)}$$

При этом через вал к ротору машины подводится механическая мощность

$$M_\text{в}\Omega = -i_1 i_2 \Omega \frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}\gamma}, \qquad \text{(В.22)}$$

которая преобразуется в равную ей электрическую мощность $e_1 i_1$ по (В.18). Благодаря тому, что при $0 < \gamma < \pi$ токи $i_2 > 0$, $i_1 > 0$ и $\mathrm{d}L_{12}/\mathrm{d}\gamma < 0$, а при $\pi < \gamma < 2\pi$ токи $i_2 > 0$, $i_1 < 0$ и $\mathrm{d}L_{12}/\mathrm{d}\gamma > 0$, мощность по (В.22) положительна ($M_\text{в}\Omega > 0$) не только при положении ротора, показанном на рис. В.2, но и при любом другом его положении. Это означает, что простейшая электрическая машина осуществляет *однонаправленное электромеханическое преобразование энергии* (в данном случае в режиме генератора).

Та же простейшая машина может работать двигателем, преобразуя электрическую энергию в механическую. Для осуществления этого режима необходимо присоединить обмотку *1* к сети с таким переменным напряжением u_1, изменяющимся с частотой f, чтобы переменный ток i_1 всегда был направлен противоположно ЭДС e_1 (рис. В.3). Записав для образовавшейся электрической цепи уравнение напряжений

$$u_1 = -e_1 + R_1 i_1$$

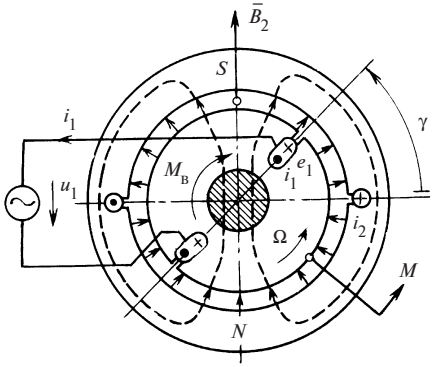


Рис. В.3. Электромагнитная схема простейшей электрической машины в режиме двигателя ($i_1 < 0, M > 0$)

и умножив его на i_1, получим мощность, поступающую из сети в обмотку *1*:

$$u_1 i_1 = - e_1 i_i + R_1 i_1^2 .$$

Часть этой мощности $R_1 i_1^2$ выделяется в виде тепла в обмотке *1*, остальная ее часть

$$-e_1 i_1 = i_1 i_2 \Omega \frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}t}$$

преобразуется в механическую мощность

$$M\Omega = i_1 i_2 \Omega \frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}t},$$

передаваемую от ротора через вал машине-орудию. При помощи рекомендованных выше правил можно убедиться в том, что момент в режиме двигателя положителен ($M > 0$) и направлен в сторону вращения.

Таким образом, простейшая электрическая машина обратима, т.е. она может работать и генератором, и двигателем. Принцип обратимости электрических машин был установлен русским академиком Э.Х. Ленцем в 1833 г. Этот принцип применим к любой электрической машине.

В.4. Классификация индуктивных преобразователей энергии (трансформаторов, электрических машин и электромашинных преобразователей)

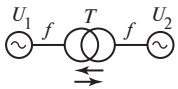
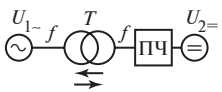
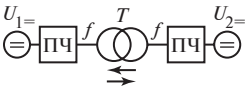
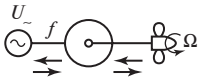
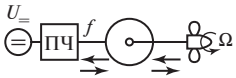
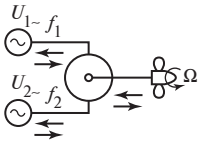
Проведенный в § В.2 и В.3 анализ простейших электромагнитных схем индуктивных преобразователей показал, что и трансформатор и простейшая электрическая машина могут преобразовывать только электрическую энергию переменного тока, которая поступает из сети с переменным напряжением, изменяющимся с частотой *f*.

Для того чтобы преобразовать при помощи трансформатора или электрической машины электрическую энергию постоянного тока, нужно превратить ее при помощи преобразователя частоты (ПЧ) того или иного типа в электрическую энергию переменного тока. Такой преобразователь может быть полупроводниковым, а в электрических

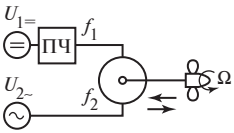
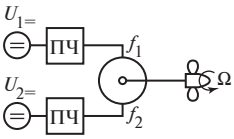
машинах — также и механическим (в виде коллектора, пластины которого соединены с катушками вращающейся обмотки, и неподвижных щеток, касающихся пластин).

Рассматривая индуктивный преобразователь в сочетании с преобразователем частоты как единое преобразовательное устройство, выполняющее определенные функции, можно наметить классификацию этих устройств по их функциональному назначению (табл. В.1).

Таблица В.1. **Классификация индуктивных преобразователей энергии по их функциональному назначению**

Наименование	Структурная схема	Функциональное назначение
Трансформатор		Преобразование переменного тока одного напряжения в переменный ток другого напряжения
Преобразователь переменного тока в постоянный (выпрямитель)		Преобразование переменного тока в постоянный (или обратное преобразование)
Преобразователь постоянного тока		Преобразование постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения
Электрическая машина переменного тока		Преобразование электрической энергии переменного тока в механическую энергию (или обратное преобразование)
Электрическая машина постоянного тока (вентильная или коллекторная)		Преобразование электрической энергии постоянного тока в механическую энергию (или обратное преобразование)
Электромашинный преобразователь переменного тока (или электрическая машина двойного питания)		Преобразование электрической энергии переменного тока частоты f_1 в электрическую энергию переменного тока частоты $f_2 \neq f_1$ и в механическую энергию (или преобразование в любом другом направлении)

Окончание табл. В.1

Наименование	Структурная схема	Функциональное назначение
Электромашинный преобразователь переменного тока в постоянный		Преобразование электрической энергии переменного тока частоты f_1 в электрическую энергию постоянного тока и в механическую энергию (или преобразование в любом другом направлении)
Электромашинный преобразователь постоянного тока		Преобразование электрической энергии постоянного тока одного напряжения U_1 в электрическую энергию постоянного тока другого напряжения $U_2 \neq U_1$ и в механическую энергию (или преобразование в любом другом направлении)

Глава первая
ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРАНСФОРМАТОРАХ

1.1. Назначение, области применения и номинальные данные трансформаторов

Трансформатором называется статический индуктивный преобразователь, имеющий две или больше индуктивно связанных взаимно неподвижных обмоток и предназначенный для преобразования посредством электромагнитной индукции параметров электрической энергии переменного тока (напряжения, тока, частоты, числа фаз).

Электрическая энергия переменного тока подводится к первичной обмотке трансформатора от сети с числом фаз m_1, фазным напряжением U_1 и частотой f_1 и передается во вторичную обмотку с числом фаз m_2, фазным напряжением U_2 и частотой f_2 посредством магнитного поля. В большинстве случаев при помощи трансформатора преобразуются только напряжения $U_2 \neq U_1$ и токи $I_2 \neq I_1$ без изменения частоты и числа фаз.

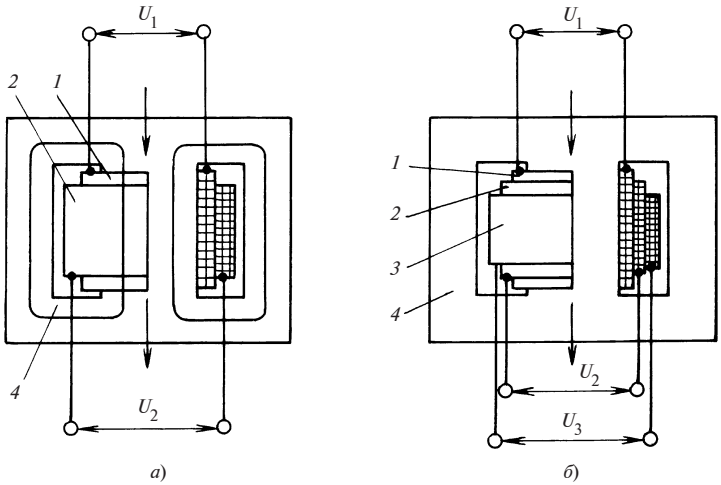
Обычно электрическое соединение между первичной и вторичной обмотками в трансформаторе отсутствует и энергия из одной обмотки в другую передается только за счет магнитной связи между ними.

Трансформатор, имеющий две однофазные или многофазные электрически не связанные между собой обмотки (рис. 1.1, *а* или 1.2), называется *двухобмоточным*; трансформатор, имеющий три или более (рис. 1.1, *б*) электрически не связанные обмотки — *трехобмоточным* или *многообмоточным* (см. § 10.1).

Особой разновидностью трансформатора является *автотрансформатор*, в котором часть энергии из первичной сети передается во вторичную электрическим путем (см. § 10.2) за счет электрической связи между обмотками.

Однофазная или многофазная обмотка, потребляющая энергию из сети, называется *первичной*. При направлениях преобразования энергии, показанных на рис. 1.1 и 1.2, обмотки *1* — первичные.

Обмотка, отдающая энергию в сеть, называется *вторичной* (обмотки *2* и *3* на рис. 1.1, обмотка *2* на рис. 1.2). Многообмоточный трансформатор может иметь несколько первичных и вторичных обмоток (транс-



а) *б*)

Рис. 1.1. Однофазные двухобмоточный (*а*) и трехобмоточный (*б*) трансформаторы:

1 — первичная обмотка; *2*, *3* — вторичные обмотки; *4* — магнитопровод

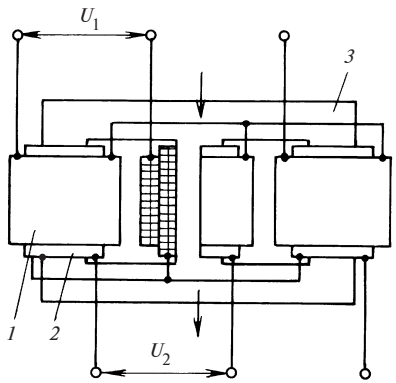


Рис. 1.2. Трехфазный двухобмоточный трансформатор:

1 — катушки первичной трехфазной обмотки, соединенной звездой; *2* — катушки вторичной трехфазной обмотки, соединенной звездой; *3* — магнитопровод

форматор по рис. 1.1, *б* имеет две вторичные обмотки *2* и *3*).

Многофазные обмотки образуются из соединенных звездой или многоугольником фазных обмоток, число которых равно числу фаз сети. Каждая из фазных обмоток представляет собой многовитковую катушку, располагающуюся на отдельном стержне магнитопровода.

В зависимости от числа фаз различают *однофазные* (рис. 1.1, *а*, *б*), *трехфазные* (рис. 1.2) и *многофазные трансформаторы.*

Трансформатор как преобразователь электрической энергии находит широкое применение. При помощи трансформаторов производится передача электрической энергии от электрических станций к потребителям. При этой передаче напряжение должно многократно изменяться. Поэтому суммарная установленная мощность трансформаторов в современных

электрических системах в 5—7 раз превышает установленную мощность электрических генераторов.

Наряду с трансформаторами и автотрансформаторами, используемыми в электрических системах и называемых силовыми, широкое распространение получили трансформаторы, предназначенные для преобразований числа фаз и частоты. В разнообразных промышленных установках, в устройствах связи, радио, телевидения, автоматических системах регулирования и управления и в измерительной технике применяются специальные типы трансформаторов.

Отечественная промышленность выпускает широкий ассортимент трансформаторов мощностью от долей вольт-ампера до нескольких сотен мегавольт-ампер; на напряжения от долей вольта до сотен киловольт; на токи до нескольких десятков килоампер; на частоты до сотен тысяч герц, а также ряд специальных трансформаторов (импульсных, с регулируемым напряжением, со стабилизированным напряжением и др., см. гл. 15).

Трансформаторы изготовляются по техническим условиям или в соответствии с требованиями стандартов и предназначаются изготовителем для выполнения вполне определенных функций по преобразованию электрической энергии.

Частота, токи, напряжения, мощности и другие параметры, относящиеся к тому режиму работы, для которого трансформатор предназначен изготовителем, называются номинальными. Номинальные параметры указываются на табличке, прикрепленной к трансформатору.

Под *номинальными напряжениями* понимаются линейные напряжения каждой из обмоток на линейных выводах $U_{1\,\text{ном.л}}$ и $U_{2\,\text{ном.л}}$.

Под *номинальной мощностью* трансформатора понимается полная мощность: $S_{1\,\text{ном}} = U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}$ — для однофазного трансформатора, $S_{1\,\text{ном}} = \sqrt{3}\, U_{1\,\text{ном.л}} I_{1\,\text{ном.л}} = 3 U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}$ — для трехфазного трансформатора*.

В двухобмоточном трансформаторе номинальные мощности первичной ($S_{1\,\text{ном}}$) и вторичной ($S_{2\,\text{ном}}$) обмоток одинаковы и равны номинальной мощности трансформатора $S_{1\,\text{ном}} = S_{2\,\text{ном}} = S$.

Номинальная частота $f_{\text{ном}}$ гармонически изменяющихся величин (токов, напряжений) для трансформаторов общего применения в нашей стране равна 50 Гц, в некоторых других странах, например в США, 60 Гц.

* Здесь и далее линейные величины снабжаются индексом «л», у фазных величин индекс отсутствует ($U_{1\text{л}}$ — линейное, U_1 — фазное первичное напряжение).

Номинальные токи определяются по номинальной мощности и номинальному напряжению обмотки: $I_{1\,\text{ном}} = S_{\text{ном}}/U_{1\,\text{ном}}$ — для однофазного, $I_{1\,\text{ном.л}} = S_{\text{ном}}/\sqrt{3}\,U_{1\,\text{ном.л}}$ — для линейного тока трехфазного трансформатора, $I_{1\,\text{ном}} = S_{\text{ном}}/3U_{1\,\text{ном}}$ — для фазного тока трехфазного трансформатора.

Сообщение на щитке трансформатора номинальных данных не следует понимать как предписание эксплуатировать трансформатор только в номинальном режиме. Работа трансформатора возможна и в диапазоне изменения тока I_2 от 0 до $I_{2\,\text{ном}}$, возможны и некоторые перегрузки по току, ограниченные по времени [13], а также небольшие изменения напряжения и частоты.

Следует заметить, что при фиксированном первичном напряжении $U_{1\,\text{н}} = \text{const}$ вторичное напряжение U_2 зависит от вторичной нагрузки и ее характера и может отличаться на ±5—10 % от напряжения U_2 при холостом ходе, когда $I_2 = 0$. Казалось бы, за номинальное вторичное напряжение следует принять напряжение при номинальной мощности $S_{\text{ном}}$. Однако это напряжение зависит от фазы тока I_2 по отношению к напряжению. Поэтому, чтобы избежать неопределенности, за *номинальное вторичное напряжение* $U_{2\,\text{ном}}$ принимается напряжение при холостом ходе трансформатора (при $I_2 = 0$).

За номинальный вторичный ток условно принимается ток, рассчитанный по номинальной мощности при номинальном вторичном напряжении: $I_{2\,\text{ном}} = S_{\text{ном}}/U_{2\,\text{ном}}$ — для однофазного трансформатора; $I_{2\,\text{ном.л}} = S_{\text{ном}}/\sqrt{3}\,U_{2\,\text{ном.л}}$ — для линейного тока трехфазного трансформатора; $I_{2\,\text{ном}} = S_{\text{ном}}/3U_{2\,\text{ном}}$ — для фазного тока трехфазного трансформатора.

В зависимости от соотношения между номинальными напряжениями первичной и вторичной обмоток различают трансформаторы понижающие и повышающие. В *повышающем трансформаторе* первичная обмотка является обмоткой низшего напряжения (НН), вторичная — обмоткой высшего напряжения (ВН). В *понижающем* — наоборот. Например, трансформатор на рис. 1.2 будет повышающим, если $U_{1\,\text{ном}} < U_{2\,\text{ном}}$, и понижающим, если $U_{1\,\text{ном}} > U_{2\,\text{ном}}$ (стрелки на рисунке показывают направление передачи энергии).

1.2. Конструкция трансформаторов

Активные части трансформатора. Части трансформатора, предназначенные для энергопреобразовательного процесса, — магнитопровод и обмотки, называются его *активными частями*. Достаточно

эффективное преобразование электрической энергии удается получить только в конструкциях, в которых обмотки охватываются замкнутыми магнитопроводами из ферромагнитного материала с высокой магнитной проницаемостью μ_a, в сотни раз превышающей магнитную постоянную μ_0 (см. рис. 1.1—1.3). Для получения высокой магнитной проницаемости магнитопровод не должен быть чрезмерно насыщен и индукция в нем при максимальном магнитном потоке не должна превышать 1,4—1,6 Тл. Снижение потребляемой реактивной мощности достигается за счет уменьшения магнитных полей рассеяния, сцепленных только с первичной или только со вторичной обмоткой. Эти поля уменьшаются с уменьшением промежутков между первичной и вторичной обмотками, и поэтому катушки первичной и вторичной обмоток каждой из фаз располагают на одном и том же участке магнитопровода, называемом *стержнем* (см. рис. 1.1, 1.2). При этом обмотки либо располагаются *концентрически* (рис. 1.4, *а*), либо разбиваются на отдельные диски и размещаются на стержне в чередующемся порядке (рис. 1.4, *б*). В последнем случае обмотка называется *дисковой чередующейся*.

Из большого числа разновидностей концентрических обмоток наиболее простой является *цилиндрическая обмотка* (рис. 1.5).

Для увеличения эффективности при преобразовании энергии должны быть приняты меры для уменьшения потерь энергии, выделяющихся в трансформаторе в виде тепла. В первую очередь должны быть выбраны достаточно малыми активные сопротивления обмоток, т.е. возможно большие сечения витков обмоток, возможно меньшие длины витков и возможно меньшие электрические удельные сопротивления проводов обмоток. Именно поэтому провода обмоток изготовляют из обычной меди, обладающей наименьшим удельным электрическим сопротивлением, и в редких случаях из алюминия, удельное сопротивление которого примерно в 1,6 раза больше, чем у меди.

Магнитопровод трансформатора должен быть сконструирован таким образом, чтобы в нем в достаточной мере были ослаблены потери

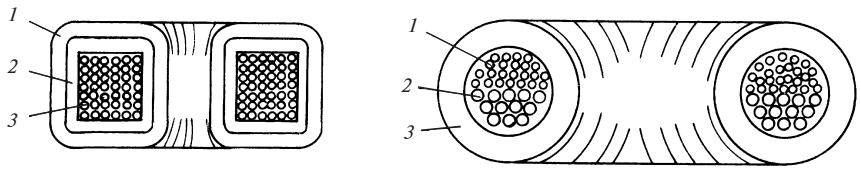


Рис. 1.3. Трансформаторы с ленточным (*а*) и броневым (*б*) магнитопроводами:
1, *2* — первичная и вторичная обмотки; *3* – магнитопровод

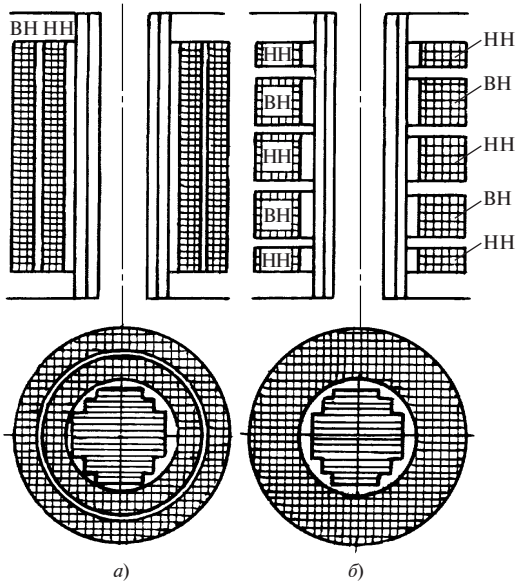


Рис. 1.4. Концентрические (*а*) и дисковые чередующиеся (*б*) обмотки

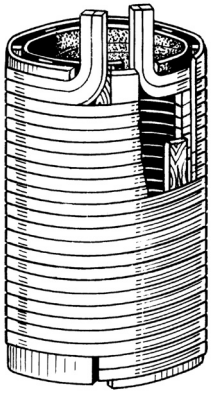


Рис. 1.5. Цилиндрическая двухслойная обмотка из прямоугольного провода

на вихревые токи и гистерезис, возникающие при перемагничивании. Эту задачу удается решить путем сочетания нескольких мероприятий:

применением специальных магнитно-мягких электротехнических сталей, имеющих малые потери на гистерезис;

использованием специальных сортов электротехнической стали, которые имеют благодаря специальным присадкам увеличенное удельное электрическое сопротивление;

сборкой магнитопровода из изолированных друг от друга пластин электротехнической стали, толщина которых выбирается такой, чтобы вихревые токи практически не оказывали влияния на главное магнитное поле и не вызывали значительных потерь (толщина d пластин зависит от частоты перемагничивания f, см. § 31.3, и при частоте 50 Гц составляет 0,35 или 0,5 мм).

При выполнении этих мероприятий удается получить мощность потерь энергии на перемагничивание магнитопровода того же порядка, что и мощность электрических потерь в обмотках, и практически исключить размагничивающее действие вихревых токов.

Магнитные системы (магнитопроводы) трансформаторов встречаются в двух основных исполнениях: *стержневом* и *броневом*. В *стержневом однофазном* трансформаторе фазные обмотки состоят из двух катушек, соединяемых между собой последовательно или

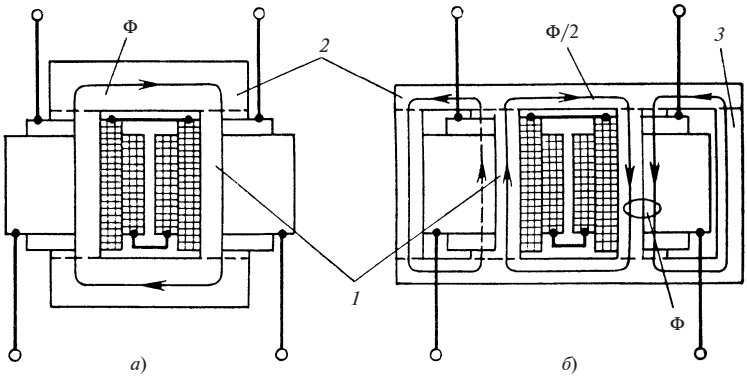


Рис. 1.6. Однофазные трансформаторы со стержневым (*а*) и бронестержневым (*б*) магнитопроводами:

1 — стержень; *2* — ярмо; *3* — крайний стержень

параллельно, причем эти две катушки располагаются на двух стержнях О-образного магнитопровода, связанных ярмами (рис. 1.6, *а*).

В *трехфазном стержневом* трансформаторе обмотки каждой фазы размещаются на своем стержне (см. рис. 1.2); стержни вместе с ярмами образуют замкнутую магнитную систему.

Магнитопровод однофазных *броневых трансформаторов* охватывает обмотку с двух сторон, как бы «бронируя» ее (см. рис. 1.1). Как видно из рисунка, ярма трансформатора могут иметь вдвое меньшее сечение, чем стержень, на котором размещаются обмотки. У трансформаторов большой мощности для снижения габаритов трансформатора по высоте и возможности их перевозки в собранном виде по железным дорогам применяется *бронестержневая* конструкция магнитопровода (рис. 1.6, *б* и 1.7). Высота магнитопровода бронестержневого трансформатора уменьшается за счет высоты ярм, которые проводят вдвое меньший магнитный поток. Для примера на рис. 1.6 изображены однофазные трансформаторы одной и той же мощности в стержневом и бронестержневом исполнениях. Почти столь же значительное уменьшение высоты удается получить в бронестержневом трехфазном трансформаторе (рис. 1.7), в ярмах которого поток в $\sqrt{3}$ раз меньше, чем в стержнях (в стержневом трехфазном трансформаторе поток в ярмах не отличается от потока в стержнях).

В зависимости от способа сочленения стержней с ярмами различают магнитопроводы *стыковые* и *шихтованные*. Стержни и ярма *стыкового магнитопровода* собираются из электротехнической стали отдельно и объединяются в замкнутую систему после размещения на стержнях обмоток. В стыке между стержнями и ярмами (во избежа-

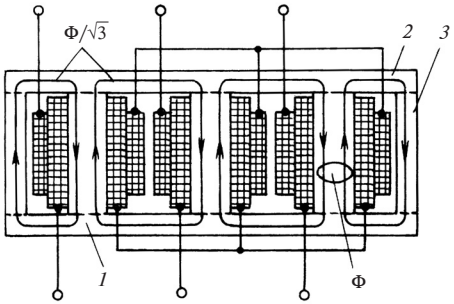


Рис. 1.7. Трехфазный трансформатор с бронестержневой магнитной системой:

1 — стержень; *2* — ярмо; *3* — крайний стержень

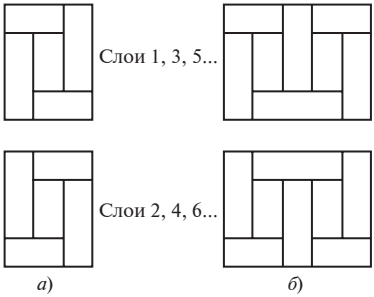


Рис. 1.8. Укладка листов в слоях шихтованных магнитопроводов:

а — однофазный стержневой трансформатор; *б* — трехфазный стержневой трансформатор

ние вихревых токов через взаимно перекрытые листы сопрягаемых частей) помещают изоляционные прокладки, которые образуют немагнитный зазор, заметно увеличивающий потребляемую трансформатором реактивную мощность. Поэтому, несмотря на простоту сборки и демонтажа, стыковые магнитопроводы имеют ограниченное применение.

Наиболее распространены *шихтованные магнитопроводы*, стержни и ярма которых собираются впереплет (шихтуются) и образуют цельную конструкцию (рис. 1.8). Для установки обмоток листы верхнего ярма вынимаются и затем снова зашихтовываются. В шихтованной конструкции тоже имеются немагнитные зазоры в стыке между листами данного слоя, но эти зазоры оказываются перекрытыми листами соседних слоев и не оказывают столь заметного влияния на потребляемую трансформатором реактивную мощность, как в стыковой конструкции.

При сборке магнитопровода из анизотропной холоднокатаной стали, у которой удельные потери меньше, а магнитная проницаемость больше в направлении прокатки листов, в зоне переходов от стержней к ярмам, где линии магнитного поля поворачивают на 90° от направления прокатки, наблюдается увеличение потерь и падения магнитного напряжения. Это явление удается в значительной мере ослабить применением косых стыков (рис. 1.9).

В трансформаторах малой мощности и на небольшие напряжения обмотки могут быть намотаны на прямоугольный каркас, а сечения стержней имеют прямоугольную форму. В трансформаторах большой мощности катушки наматываются на цилиндрический шаблон, а для получения лучшего заполнения пространства внутри катушки сталью

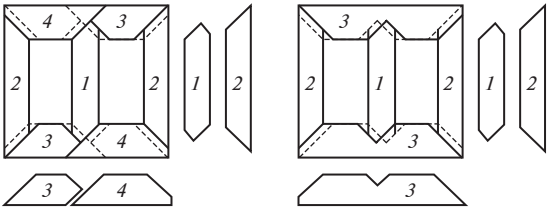


Рис. 1.9. Укладка листов в слоях стержневого трехфазного магнитопровода со скошенными листами из холоднокатаной стали

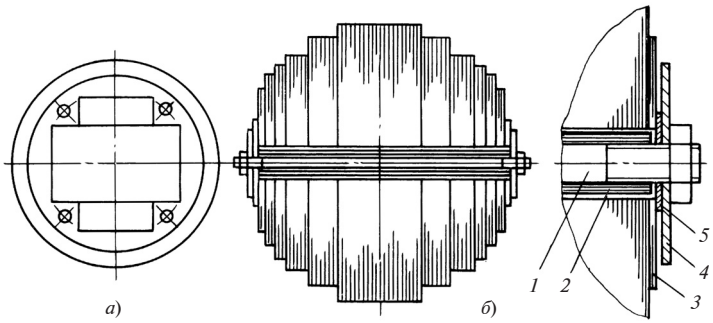


Рис. 1.10. Стяжка стержней:

а — деревянными планками; *б* — стальными шпильками; *1* — стальная шпилька; *2* — трубка изоляционная; *3*, *5* — шайбы из электроизоляционного картона; *4* — стальная шайба

сечению стержня придается ступенчатая форма (рис. 1.10). Размеры отдельных ступеней выбираются таким образом, чтобы стержень наилучшим образом вписывался в цилиндрическое пространство внутри катушки. Ярма выполняются прямоугольными или с небольшим числом ступеней.

Стяжка пакетов стержней в силовых трансформаторах мощностью менее 1000 кВ · А (на один стержень) производится при помощи деревянных или пластмассовых планок и стержней, которые заполняют пространство между стержнем и изоляционным цилиндром, на котором укреплена ближайшая к стержню обмотка НН (рис. 1.10, *а*).

В трансформаторах большей мощности стяжка стержней ранее осуществлялась стальными шпильками, изолированными от стержня трубками из бакелизированной бумаги (рис. 1.10, *б*). Для прессовки ярм также использовались шпильки, стягивающие деревянные или стальные нажимные балки (рис. 1.11).

В настоящее время для стяжки стержней, а во многих случаях и ярм, широко применяется бандажировка стеклолентой, пропитанной

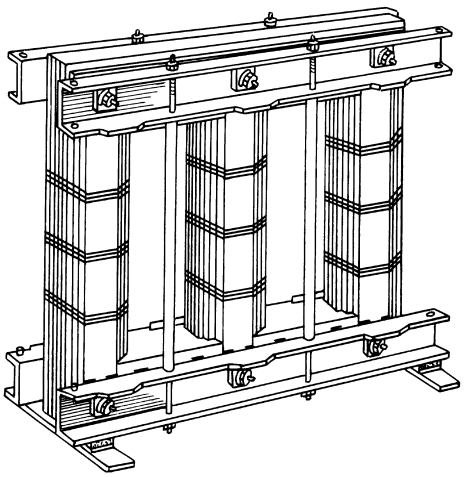
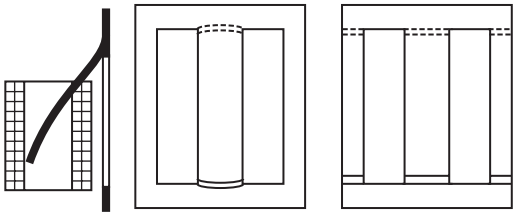


Рис. 1.11. Остов трансформатора

эпоксидными термореактивными компаундами (бандажи на стержнях видны на рис. 1.11; бандажи на стержнях и полубандажи на ярмах показаны на рис. 1.13). При использовании бандажей отпадает необходимость в применении стягивающих шпилек и в штамповке отверстий в листах магнитопровода, что приводит к уменьшению его магнитного сопротивления и добавочных потерь при холостом ходе. Магнитопровод вместе с ярмовыми балками и другими деталями, предназначенными для прессовки магнитопровода и крепления на его стержнях обмоток, образует *остов трансформатора* (см. рис. 1.11).

Значительно проще конструкция магнитопроводов микротрансформаторов, мощность которых составляет единицы или десятки вольт-ампер. Магнитопроводы этих трансформаторов набираются из штампованных пластин Ф-образной формы (рис. 1.12, *а*) или Ш-образной формы в сочетании с пластинами прямоугольной формы (рис. 1.12, *б*).

В стержневой части Ф-образного листа имеется просечка. При сборке однофазного броневого трансформатора стержневая часть листа отгибается в сторону и вставляется внутрь обмотки. Следующий лист вставляется с другой торцевой стороны катушки. После сборки магнитопроводы стягиваются при помощи шпилек и нажимных плит.



а) *б*)

Рис. 1.12. Сборка магнитопроводов микротрансформатора:

а — из листов Ф-образной формы; *б* — из листов Ш-образной и прямоугольной формы

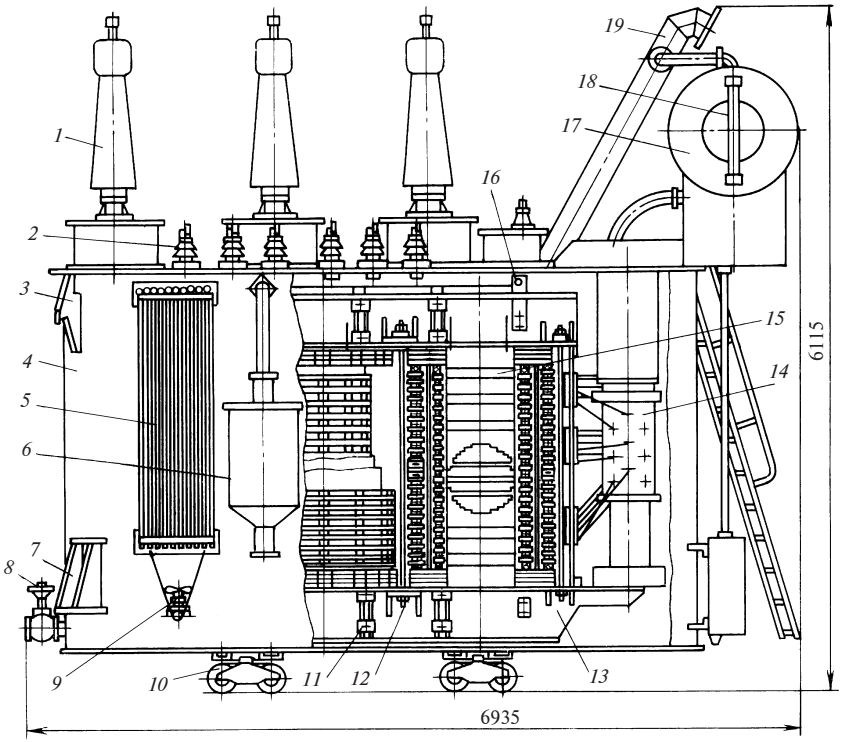


Рис. 1.13. Трехфазный двухобмоточный трансформатор мощностью 40 000 кВ · А, на напряжение 110 кВ с расщепленными обмотками НН и регулированием напряжения ВН под нагрузкой:

1 — ввод ВН 110 кВ; *2* — ввод НН 10 кВ; *3* — крюк для подъема трансформатора; *4* — бак; *5* — радиатор; *6* — фильтр термосифонный; *7* — скоба для подъема домкратом; *8* — вертикальный кран для слива масла; *9* — вентилятор; *10* — каток; *11* — полубандажи стяжки ярма; *12* — вертикальная стяжная шпилька остова; *13* — ярмовая балка; *14* — устройство переключения ответвлений обмотки ВН; *15* — бандажи стяжки стержня; *16* — пластина с проушиной для подъема активной части; *17* — расширитель; *18* — маслоуказатель; *19* — предохранительная труба

Большое распространение получили также микротрансформаторы с *ленточными магнитопроводами* кольцеобразной формы. Эти трансформаторы имеют весьма технологичную конструкцию, показанную на рис. 1.3, *а*. Их магнитопровод образуется из навитой в виде спирали стальной ленты, обмотки обматываются вокруг магнитопровода на специальном станке.

Кроме активных элементов — обмоток и магнитопровода — конструкция трансформатора включает еще ряд важных частей, которые

называются *конструктивными частями* и предназначены для создания электрической изоляции между обмотками, фиксации активных частей в пространстве, охлаждения активных частей, сопряжения его обмоток с электрическими сетями и других вспомогательных функций. К конструктивным частям относятся, в частности, ярмовые балки и другие прессующие детали магнитопровода.

Конструктивные части трансформатора. Рассмотрим устройство конструктивных частей силового масляного трехфазного трансформатора, общая компоновка которого представлена на рис. 1.13.

Изоляция обмоток. Витки обмоток трансформатора должны быть надежно электрически изолированы друг от друга, от витков других обмоток и от корпуса трансформатора. В масляных трансформаторах, применяемых при напряжениях более 10 кВ, для этих целей используется так называемая *маслобумажная барьерная изоляция*, образующаяся при пропитке трансформаторным маслом кабельной бумаги или электроизоляционного картона и заполнении этим маслом изоляционных промежутков между витками обмоток и корпусом. Трансформаторное масло, заполняющее бак, в котором установлены активные части трансформатора, одновременно используется для их охлаждения.

Витковой изоляцией служит пропитанная маслом изоляция проводов марок ПЭЛБО, ПБ (круглые сечения проводов) и ПББО (прямоугольные сечения). Конструкция главной изоляции, предназначенной для изоляции обмоток друг от друга, от бака и от остова, представлена на рис. 1.14.

Отводы и вводы. Электрическое соединение обмоток ВН и НН с электрическими сетями осуществляется (см. рис. 1.13) при помощи *отводов* (изолированных проводников, укрепленных внутри бака трансформатора) и *вводов* (проходных фарфоровых изоляторов, сквозь которые проходит токоведущий стержень).

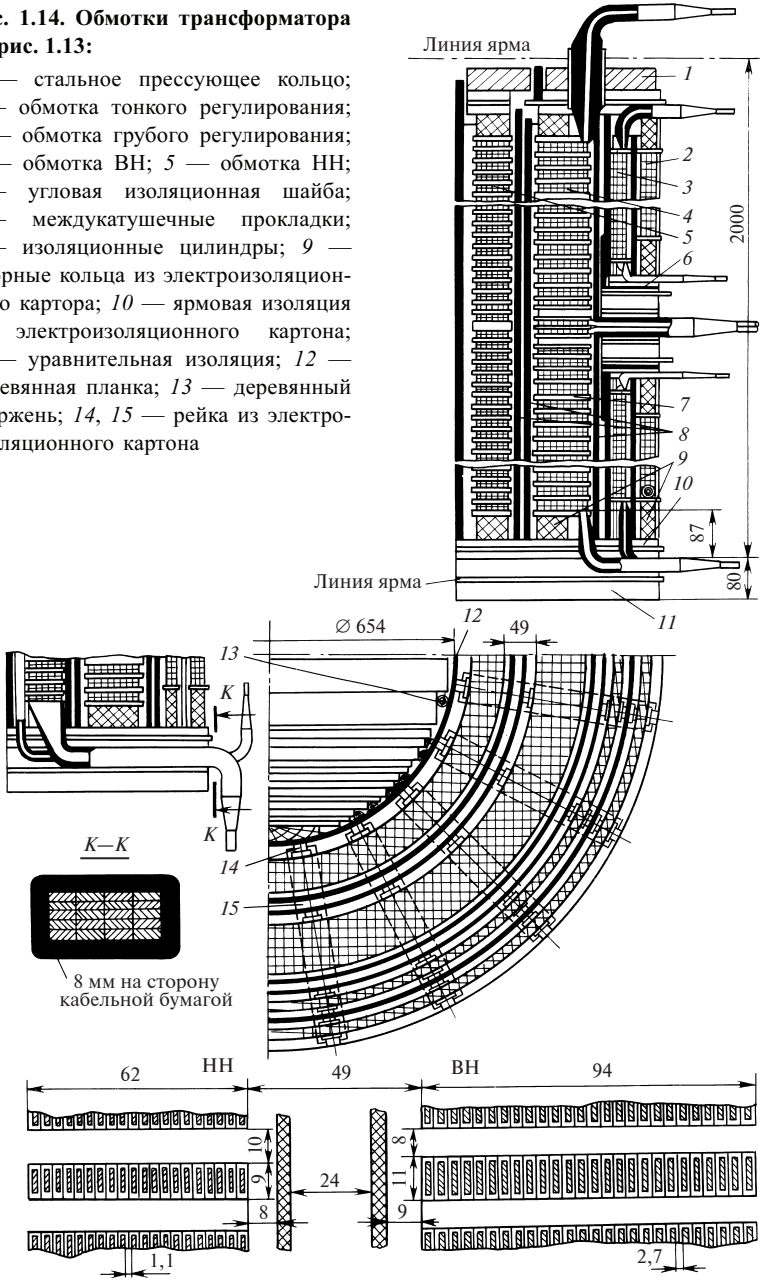
Токоведущий стержень ввода должен быть надежно изолирован от заземленной крышки бака как со стороны масла, так и со стороны воздуха (рис. 1.15).

С увеличением напряжения размеры вводов увеличиваются, а их конструкция усложняется. Вводы на напряжение 110 кВ и выше делаются маслонаполненными.

Арматура бака трансформатора. Бак трансформатора недопустимо полностью заполнять маслом и закрывать герметически, так как в этом случае он был бы неизбежно разрушен давлением, возникающим в баке при увеличении объема масла при колебаниях температуры. Поэтому приходится заполнять бак маслом не полностью и сообщать воздушное пространство над маслом с окружающим воздухом. От соприкосновения с окружающим воздухом масло в трансформаторе

Рис. 1.14. Обмотки трансформатора по рис. 1.13:

1 — стальное прессующее кольцо; *2* — обмотка тонкого регулирования; *3* — обмотка грубого регулирования; *4* — обмотка ВН; *5* — обмотка НН; *6* — угловая изоляционная шайба; *7* — междукатушечные прокладки; *8* — изоляционные цилиндры; *9* — опорные кольца из электроизоляционного картора; *10* — ярмовая изоляция из электроизоляционного картона; *11* — уравнительная изоляция; *12* — деревянная планка; *13* — деревянный стержень; *14*, *15* — рейка из электроизоляционного картона



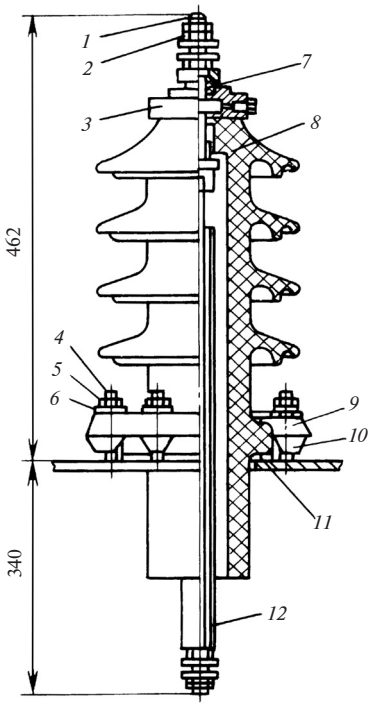


Рис. 1.15. Ввод для наружной установки на напряжение 35 кВ при токе до 250 А с токоведущей шпилькой, присоединяемой к отводу:

1 — медная шпилька; *2* — латунная гайка; *3* — латунный колпак; *4*, *5* и *6* — стальные шпилька, гайка, шайба; *7* — резиновое кольцо; *8* — фарфоровый изолятор; *9* — стальной штампованный фланец; *10* — кулачок; *11* — резиновое уплотнение; *12* — токоведущая шпилька с изолирующей трубкой

окисляется и увлажняется, постепенно, теряя свои электроизоляционные свойства. Для уменьшения площади контакта масла с воздухом и стабилизации его изоляционных свойств баки масляных трансформаторов снабжаются *расширителем* — цилиндрическим сосудом из листовой стали, сообщающимся с баком (см. рис. 1.13, 1.16). Трансформатор, имеющий расширитель, значительно реже нуждается в сушке, очистке, регенерации масла или замене его новым.

Необходимыми принадлежностями расширителя являются указатель уровня масла и отстойник для грязи и влаги. Воздушный объем в верхней части расширителя сообщается с атмосферой при помощи трубки для свободного обмена воздуха, выведенной под расширитель (это исключает попадание в расширитель капель влаги).

Для увеличения поверхности, через которую происходит теплообмен между нагретым маслом и окружающей средой, на баке трансформатора устанавливаются охладители (в виде навесных радиаторов *5* на рис. 1.13). Охладители присоединяются к баку через патрубки с кранами, позволяющими производить замену и отсоединение охладителя при заполненном баке трансформатора. Для контроля температуры масла в верхней части бака используются ртутные, а в более мощных трансформаторах манометрические термометры или дистанционные электротермометры сопротивления. Измерительное устройство последних устанавливается на щите управления.

На патрубке между крышкой бака и расширителем устанавливается газовое реле, которое служит для обнаружения повреждений.

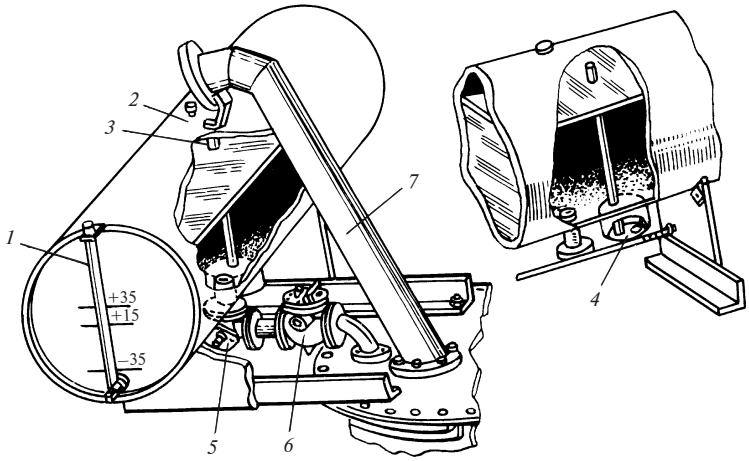


Рис. 1.16. Арматура бака трансформатора:

1 — указатель уровня масла; *2* — пробка для заливки масла; *3* — трубка для свободного обмена воздуха; *4* — грязеотстойник; *5* — кран для отсоединения расширителя; *6* — газовое реле; *7* — выхлопная труба

При повреждениях, приводящих к незначительному местному нагреванию (ухудшение контакта в соединениях, нарушение изоляции между листами сердечника), происходит разложение твердой изоляции и масла, сопровождающееся выделением пузырьков газа. Поднимаясь вверх, пузырьки газа скапливаются в газовом реле, вытесняя из него масло. Это приводит к опрокидыванию поплавка, замыкающего сигнальный контакт.

При значительных повреждениях, сопровождающихся взрывообразным выделением газов (короткое замыкание одного или нескольких витков и т.п.), масло толчкообразно перемещается из бака в расширитель. Струя масла опрокидывает другой поплавок реле, который, замыкая соответствующие контакты, отключает трансформатор от сети.

Еще одно устройство, называемое выхлопной трубой (см. рис. 1.13 и 1.16), предохраняет бак трансформатора от механических деформаций при взрывообразных выделениях газа. Выход из выхлопной трубы герметически закрыт мембраной, рассчитанной таким образом, чтобы при повышении давления она разрушалась раньше, чем деформируется бак.

Глава вторая

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

2.1. Режим холостого хода

Трансформаторы эксплуатируются в современных электрических системах при гармонически изменяющемся первичном напряжении

$$u_1 = U_{1m}\cos \omega t, \tag{2.1}$$

где U_{1m} — амплитуда первичного напряжения; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; f — частота.

Вторичное напряжение трансформатора также изменяется гармонически

$$u_2 \approx U_{2m}\cos \omega t.$$

Его частота f не отличается от частоты первичного напряжения, а амплитуда U_{2m} определяется соотношением чисел витков обмоток

$$U_{2m} \approx U_{1m} w_2 / w_1.$$

Ток во вторичной обмотке трансформатора зависит от полного сопротивления $Z_N = \sqrt{R_N^2 + X_N^2}$ нагрузки, которая к ней присоединена. При некотором значении этого сопротивления ($Z_N = Z_{N\text{ном}}$) по вторичной обмотке протекает номинальный ток ($I_2 = I_{2\text{ном}}$); при $Z_N < Z_{N\text{ном}}$ вторичный ток больше номинального ($I_2 > I_{2\text{ном}}$) и трансформатор несколько перегружен; при $Z_N > Z_{N\text{ном}}$ вторичный ток $I_2 < I_{2\text{ном}}$ и трансформатор недогружен, а при $Z_N = \infty$, т.е. при отключении нагрузки от вторичной обмотки, вторичный ток становится равным нулю ($I_2 = 0$). В последнем случае трансформатор не преобразует электрическую энергию, что дало основание назвать режим трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке ($I_2 = 0$, $Z_N = \infty$) *холостым ходом*.

Электромагнитные процессы в трансформаторе при холостом ходе значительно проще, чем при нагрузке. Поэтому целесообразно начать изучение таких процессов с изучения режима холостого хода.

2.2. Уравнение напряжений

Рассмотрим электромагнитные процессы при холостом ходе в однофазном двухобмоточном трансформаторе, изображенном схематически на рис. 2.1. На этом рисунке представлен трансформатор стержневого типа, первичная и вторичная обмотки которого для упрощения изображения показаны расположенными на разных стержнях (действительное расположение витков обмоток в стержневом трансформаторе описано в § 1.3, см. рис. 1.6, *а*).

При воздействии на первичную обмотку трансформатора напряжения u_1 по (2.1) в ней возникает периодически изменяющийся ток i_0, называемый *током холостого хода*. Этот ток образует *главное магнитное поле*, линии которого замыкаются в пределах магнитопровода, обладающего весьма большой магнитной проницаемостью $\mu_r >> 1$, и сцеплены со всеми витками первичной w_1 и вторичной w_2 обмоток. При этом образуется также и *магнитное поле рассеяния*, линии которого сцеплены только с витками первичной обмотки.

Определив поток главного магнитного поля или *главный магнитный поток* Ф через любое поперечное сечение замкнутого магнитопровода, можно найти потокосцепления главного магнитного поля (*главные потокосцепления*) с первичной обмоткой $\Psi_{011} = w_1\Phi$ и со вторичной обмоткой $\Psi_{021} = w_2\Phi$, называемые *главными потокосцеплениями.*

Магнитное поле рассеяния замыкается через немагнитные (воздух, изоляционные материалы) среды, обладающие магнитной проницаемостью вакуума, равной μ_0, значительно меньшей, чем у магнитопровода. Поэтому потокосцепление рассеяния с первичной обмоткой при холостом ходе $\Psi_{\sigma 0}$ во много раз меньше главного потокосцепления с первичной обмоткой Ψ_{011} (рис. 2.1).

Периодически изменяющиеся главное магнитное поле и поле рассеяния индуктируют в обмотках, с которыми они сцеплены, ЭДС. При положительных направлениях для токов, напряжений, ЭДС и магнитных потоков, показанных на рис. 2.1, *ЭДС взаимной индукции в первичной обмотке*

$$e_1 = -w_1\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}\Psi_{011}}{\mathrm{d}t}; \quad (2.2)$$

ЭДС взаимной индукции во вторичной обмотке

$$e_2 = -w_2\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}\Psi_{021}}{\mathrm{d}t}; \quad (2.3)$$

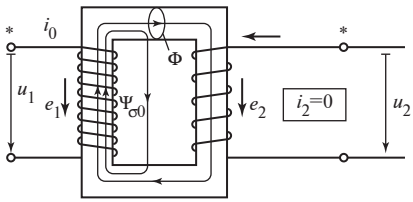


Рис. 2.1. Однофазный двухобмоточный трансформатор в режиме холостого хода

ЭДС рассеяния в первичной обмотке

$$e_{\sigma 0} = -\frac{\mathrm{d}\Psi_{\sigma 0}}{\mathrm{d}t} << e_1 . \qquad (2.4)$$

Поскольку положительные направления для напряжения u_1 и ЭДС e_1 выбраны одинаковыми, уравнение напряжений Кирхгофа для первичной обмотки можно записать в следующем виде:

$$u_1 + e_1 + e_{\sigma 0} = R_1 i_0 , \qquad (2.5)$$

где R_1 — активное сопротивление первичной обмотки.

Выбирая положительные направления для напряжения u_2 и ЭДС e_2 совпадающими, как и в первичной обмотке, заметим, что при $i_2 = 0$ эти величины находятся в противофазе $u_2 = -e_2$. По абсолютной величине напряжение u_2 при холостом ходе не отличается от ЭДС e_2, т.е. $|u_2| = |-e_2|$.

2.3. Изменение ЭДС во времени. Формула для ЭДС

Для всех силовых трансформаторов и большинства микротрансформаторов можно пренебречь в (2.5) падением напряжения на активном сопротивлении обмотки $R_1 i_0$ и ЭДС рассеяния $e_{\sigma 0}$:

$$|R_1 i_0| << |e_1|;$$

$$|e_{\sigma 0}| << |e_1|,$$

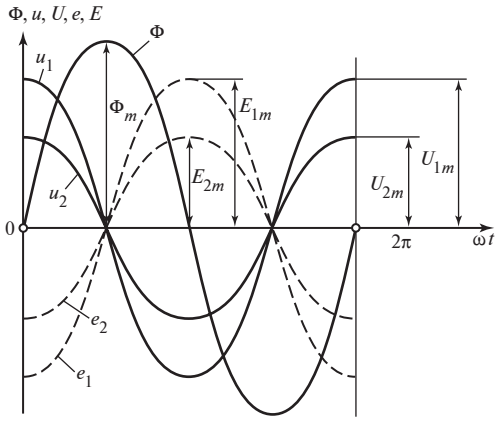


Рис. 2.2. Изменение напряжений, ЭДС и магнитного потока трансформатора во времени

и считать с большой точностью, что ЭДС взаимной индукции первичной обмотки находится в противофазе с напряжением (рис. 2.2):

$$e_1 = -u_1 = -U_{1m} \cos \omega t =$$

$$= -E_{1m} \cos \omega t. \qquad (2.6)$$

Из (2.6) следует, что ЭДС взаимной индукции изменяется во времени гармонически, а ее амплитуда (действующее значе-

ние) не отличается от амплитуды (действующего значения) напряжения

$$E_{1m} = U_{1m} (E_1 = U_1). \tag{2.7}$$

Сравнивая (2.2) и (2.3), можно заключить, что отношение ЭДС e_2 и ЭДС e_1 сохраняется во времени. Это отношение называется *коэффициентом трансформации*

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{E_{1m}}{E_{2m}} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = n_{12}. \tag{2.8}$$

Используя (2.6) и (2.8), можно утверждать, что ЭДС e_2 изменяется также гармонически и совпадает по фазе с ЭДС e_1.

Магнитный поток Ф может быть выражен через ЭДС e_1 путем интегрирования дифференциального уравнения (2.2) с учетом (2.6):

$$\Phi = -\frac{1}{w_1}\int_0^t e_1 \, \mathrm{d}t = \frac{E_{1m}}{w_1}\int_0^t \cos \omega t \, \mathrm{d}t = \Phi_m \sin \omega t, \tag{2.9}$$

где

$$\Phi_m = E_{1m} / w_1 \omega \tag{2.10}$$

— амплитуда магнитного потока.

Из последнего уравнения может быть получена формула для определения действующего значения ЭДС в первичной обмотке по заданной амплитуде магнитного потока или потокосцепления

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega w_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \Psi_{011m}}{\sqrt{2}},$$

или

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_m. \tag{2.11}$$

Соответственно действующая ЭДС во вторичной обмотке

$$E_2 = \frac{\omega w_2 \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \Psi_{021m}}{\sqrt{2}},$$

или

$$E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_2 \Phi_m. \tag{2.12}$$

Как видно из рис. 2.2, на котором показано изменение u_1, u_2, e_1, e_2 и Ф, магнитный поток Ф отстает по фазе на угол $\pi/2$ от напряжения u_1 и опережает на угол $\pi/2$ ЭДС e_1 и e_2.

2.4. Характеристика намагничивания трансформатора

Толщина и материал листов, из которых набран магнитопровод трансформатора, всегда выбираются в зависимости от заданной частоты таким образом, чтобы влияние индуктированных вихревых токов на магнитное поле было пренебрежимо мало. В этом случае мгновенное значение магнитного потока Ф определяется при холостом ходе мгновенной МДС первичной обмотки $i_0 w_1$. При этом зависимость между мгновенными значениями этих величин $\Phi = f(i_0)$ получается совершенно такой же, как на постоянном токе, когда вихревые токи отсутствуют.

Нелинейная зависимость между потоком в магнитопроводе Ф и постоянным током i_0 в обмотке *1*, называемая *характеристикой намагничивания* трансформатора на постоянном токе, может быть построена на основании закона полного тока в интегральной форме. Совместив замкнутый контур, охватывающий ток всех витков первичной обмотки $i_0 w_1$, с одной из линий главного магнитного поля в магнитопроводе, можно записать закон полного тока следующим образом:

$$i_0 w_1 = \oint H_l \, \mathrm{d}l .$$

Для приближенного определения циркуляции вектора напряженности магнитного поля $\bar{H}$ нужно: задаться потоком в магнитопроводе Ф; разбить магнитопровод на n участков длиной l_k, в пределах каждого из которых активное сечение стали $П_k$ и магнитная проницаемость при данном потоке Ф остаются постоянными; рассчитать магнитную индукцию на каждом из участков $B_k = \Phi / П_k$; при помощи характеристики намагничивания данного участка на постоянном токе $B = f(H)$ определить H_k и $\mu_{ak} = B_k / H_k$; принять для немагнитных зазоров $\mu_{ak} = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м и заменить циркуляцию $\oint H_l \, \mathrm{d}l$ суммой падений магнитных напряжений на участках, распространенной на все n участков:

$$i_0 w_1 = \oint H_l \, \mathrm{d}l = \sum_{k=1}^{n} H_k l_k = \sum_{k=1}^{n} \frac{B_k}{\mu_{ak}} l_k = \Phi \sum_{k=1}^{n} \frac{l_k}{\mu_{ak} П_k} = \frac{\Phi}{\Lambda_\mu}, \quad (2.13)$$

где $\Lambda_\mu = \dfrac{1}{\sum\limits_{k=1}^{n} l_k / \mu_{ak} \Pi_k}$ — магнитная проводимость магнитопровода.

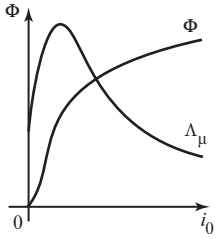


Рис. 2.3. Характеристика намагничивания трансформатора $\Phi = f(i_0)$

Повторив расчет по (2.13) для ряда значений потока Φ и определяя каждый раз $i_0 = \Phi / w_1 \Lambda_\mu$, строят нелинейную характеристику намагничивания трансформатора $\Phi = f(i_0)$. Примерный вид этой зависимости показан на рис. 2.3. Там же дана кривая $\Lambda_\mu = f(i_0)$. Видно, что магнитная проводимость Λ_μ достигает максимального значения в области «колена» характеристики намагничивания. При дальнейшем возрастании тока i_0 и потока Φ магнитная проводимость уменьшается.

2.5. Форма кривой тока холостого хода

Как уже было отмечено, при пренебрежении влиянием вихревых токов на магнитное поле и магнитными потерями в магнитопроводе зависимость между мгновенными значениями потока и тока холостого хода получается такой же, как на постоянном токе. Поэтому, установив, что магнитный поток Φ изменяется во времени синусоидально (2.9), можно по характеристике намагничивания на постоянном токе $\Phi = f(i_0)$, показанной на рис. 2.4 слева, найти кривую изменения тока холостого хода во времени $i_0 = f(t)$ или $f(\omega t)$. Для этого нужно изобразить кривую изменения потока во времени $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ (на

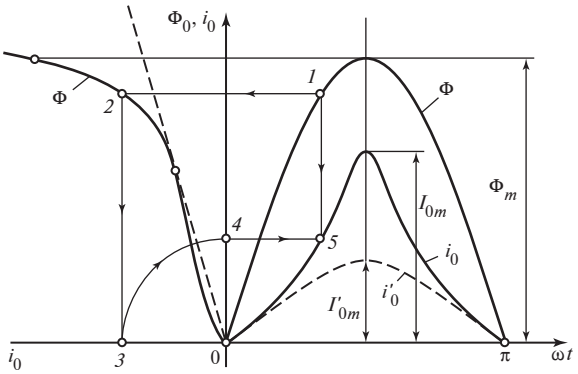


Рис. 2.4. Определение формы кривой тока холостого хода (без учета магнитных потерь в магнитопроводе)

рис. 2.4 справа) и для ряда значений потока определить соответствующие значения тока холостого хода.

Последовательность графических построений при определении тока холостого хода показана на рисунке стрелками. Начав от потока Ф в точке *1* и перемещаясь через точки *2*, *3*, *4* на пересечении горизонтали от точки *4* и вертикали от точки *1* находят в точке *5* соответствующий ток холостого хода i_0. При синусоидальном потоке кривая тока холостого хода $i_0 = f(\omega t)$ получается несинусоидальной. При этом несинусоидальность кривой проявляется тем резче, чем более насыщен магнитопровод при амплитудном потоке Φ_m.

Мерой насыщения магнитопровода может служить коэффициент насыщения магнитопровода при $\Phi = \Phi_m$, равный

$$k_{\text{н}} = I_{0m} / I'_{0m},$$

где I_{0m} — амплитуда тока холостого хода; I'_{0m} — амплитуда тока холостого хода по линеаризированной характеристике намагничивания, показанной штриховой линией на рис. 2.4.

2.6. Уравнения трансформатора при холостом ходе в комплексной форме

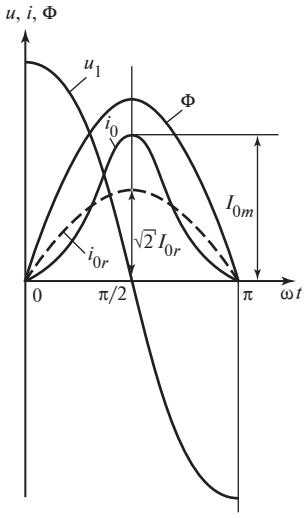


Рис. 2.5. Эквивалентирование тока холостого хода i_0 гармонически изменяющимся током i_{0r}

В комплексной форме могут быть представлены уравнения, связывающие гармонически изменяющиеся во времени токи, напряжения и ЭДС. Поэтому перед тем как записать уравнения трансформатора при холостом ходе в комплексной форме, нужно предварительно заменить несинусоидальный ток холостого хода i_0 эквивалентным по потребляемой реактивной мощности синусоидальным током $i_{0r} = \sqrt{2} I_{0r} \sin \omega t$ (рис. 2.5) (при пренебрежении магнитными потерями в силу малости электрических потерь в обмотке *1* активная мощность и активная составляющая тока малы по сравнению с реактивной мощностью и реактивной составляющей тока).

Для того чтобы при такой замене потребляемая реактивная мощность не изменилась, действующее значение эквива-

лентного синусоидального тока I_0 должно быть равно действующему значению несинусоидального тока холостого хода i_0, т.е.

$$I_{0r} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_0^2 \, \mathrm{d}t}, \qquad (2.14)$$

где $T = 1/f$ — период.

В дальнейшем этот ток будет называться просто *реактивной (намагничивающей) составляющей тока холостого хода*. Как видно из рис. 2.5, ток i_{0r} должен отставать от напряжения u_1 на угол $\pi/2$ (ненагруженный трансформатор без магнитных потерь может рассматриваться по отношению к сети как индуктивная катушка с весьма малым омическим сопротивлением).

Как мы увидим позже, даже при учете потерь активная составляющая тока холостого хода весьма мала по сравнению с реактивной составляющей $I_{0a} << I_{0r}$. Это позволяет считать действующее значение тока холостого хода I_0 равным действующему значению реактивной составляющей тока

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} \approx I_{0r}.$$

Важно отметить также, что ток холостого хода в первичной обмотке обычно составляет малую часть первичного тока при номинальном режиме

$$I_0 = (0{,}1 \div 0{,}005) I_{\text{ном}}.$$

Для каждого действующего значения напряжения U_1 можно найти ток I_{0r} и по этому току рассчитать эквивалентную индуктивность первичной обмотки, связанную с главным магнитным потоком или потоком взаимной индукции между обмотками *1* и *2*. Эта индуктивность называется *главной индуктивностью первичной обмотки* и определяется отношением амплитуды потокосцепления к амплитуде реактивной составляющей тока холостого хода:

$$L'_{12} = \frac{\Psi_{011m}}{\sqrt{2} I_{0r}} = \frac{w_1 \Phi_m}{\sqrt{2} I_{0r}}. \qquad (2.15)$$

Выражая магнитный поток через эквивалентную магнитную проводимость трансформатора Λ_{12}

$$\Phi = \Lambda_{12}(w_1 i_{0r}) \text{ или } \Phi_m = \Lambda_{12}[w_1(\sqrt{2} I_{0r})],$$

устанавливаем связь между этой проводимостью и главной индуктивностью первичной обмотки:

$$L'_{12} = w_1^2 \Lambda_{12}. \tag{2.16}$$

По этой индуктивности можно рассчитать *главное индуктивное сопротивление* (или *сопротивление взаимной индукции*) *первичной обмотки*

$$X_{12} = \omega L'_{12} = \omega w_1^2 \Lambda_{12}. \tag{2.17}$$

После введения этих понятий можно установить в комплексной форме связь между ЭДС и эквивалентной синусоидальной реактивной составляющей тока холостого хода.

Из (2.2), (2.15) и (2.16) следует:

$$e_1 = -\frac{\mathrm{d}\Psi_{011}}{\mathrm{d}t} = -L'_{12}\frac{\mathrm{d}i_{0r}}{\mathrm{d}t}. \tag{2.18}$$

Теперь выразим e_1 и i_{0r} через соответствующие комплексы:

$$e_1 = \mathrm{Re}[\sqrt{2}\,\underline{E}_1 \mathrm{e}^{j\omega t}]; \tag{2.18а}$$

$$i_{0r} = \mathrm{Re}[\sqrt{2}\,\underline{I}_{0r} \mathrm{e}^{j\omega t}]. \tag{2.18б}$$

После подстановки последних в уравнение (2.18) и проведения дифференциальных операций получим запись (2.18) в комплексной форме*:

$$\mathrm{Re}[\sqrt{2}\,\underline{E}_1 \mathrm{e}^{j\omega t}] = -L'_{12}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[\mathrm{Re}(\sqrt{2}\,\underline{I}_{0r}\mathrm{e}^{j\omega t})] =$$

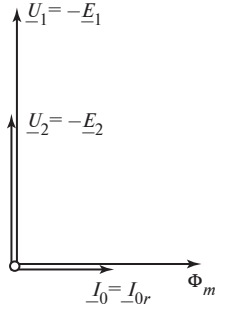
$$= \mathrm{Re}\left[-L'_{12}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\sqrt{2}\,\underline{I}_{0r}\mathrm{e}^{j\omega t})\right] = \mathrm{Re}[-j\omega L'_{12}(\sqrt{2}\,\underline{I}_{0r}\mathrm{e}^{j\omega t})],$$

или

$$\underline{E}_1 = -j\omega L'_{12}\underline{I}_{0r} = -jX_{12}\underline{I}_{0r}. \tag{2.19}$$

* Для равенства действительных частей комплексов достаточно, чтобы были равны между собой сами комплексы.

Рис. 2.6. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе (без учета потерь и активной составляющей тока)



Графической интерпретацией (2.19) и записанных в комплексной форме (2.6), (2.9), (2.11) и (2.12)

$$\left.\begin{aligned} -\underline{U}_1 = \underline{E}_1 = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_1 \underline{\Phi}_m, \\ \underline{U}_2 = \underline{E}_2 = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_2 \underline{\Phi}_m \end{aligned}\right\} \qquad (2.20)$$

является векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе, показанная на рис. 2.6.

2.7. Потери при холостом ходе

Несмотря на то что магнитопровод трансформатора набирается из тонких изолированных листов электротехнической стали, мощность магнитных потерь в нем составляет 0,1—2 % номинальной мощности трансформатора. Например, в трансформаторе мощностью 100 000 кВ · А эти потери составляют 200 кВт.

В микротрансформаторах мощностью от 0,1 до 10^3 Вт эти потери больше и составляют соответственно 2—20 % номинальной мощности трансформатора.

Магнитные потери складываются из гистерезисных потерь $P_г$, пропорциональных частоте f и квадрату индукции B_k^2, и потерь от вихревых токов $P_в$, пропорциональных квадратам частоты f^2 и индукции B_k^2. В практических расчетах трансформаторов, эксплуатируемых при частоте 50 Гц, определяются сразу полные магнитные потери $P_м$ в отдельных элементах магнитопровода с активным сечением стали $П_k$, индукцией $B_k = \Phi_m / П_k$ и массой стали m_k

$$P_м = P_г + P_в = \sum p_{1,0/50} B_k^2 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} m_k, \qquad (2.21)$$

где $p_{1,0/50}$, Вт/кг, — удельные потери в электротехнической стали при частоте 50 Гц и индукции 1 Тл [13].

Магнитные потери при холостом ходе и номинальном напряжении $U_{1\,ном}$ получаются почти такими же, как в номинальном режиме, по-

тому, что (как будет ниже показано) магнитный поток и индукция в магнитопроводе при постоянном напряжении U_1 почти не зависят от режима работы трансформатора. Электрические потери в первичной обмотке $P_{э0} = R_1 I_0^2$ при холостом ходе можно не учитывать*, так как в силу малости тока при холостом ходе эти потери значительно меньше, чем в номинальном режиме $P_{э1ном} = R_1 I_{1ном}^2$.

Пренебрегая электрическими потерями, можно считать потери при холостом ходе P_0 равными магнитным потерям:

$$P_0 \approx P_м .$$

2.8. Влияние магнитных потерь на процессы при холостом ходе

Трансформатор с магнитными потерями в сердечнике $P_м$ потребляет из сети активную мощность $U_1 I_{0a}$. Действующее значение синусоидальной активной составляющей тока равно:

$$I_{0a} = P_м / U_1 . \qquad (2.22)$$

Этот ток совпадает по фазе с напряжением, поэтому он может быть выражен также через эквивалентное активное сопротивление R_{12}, потери в котором $R_{12} I_{0a}^2$ равны магнитным потерям $P_м$:

$$I_{0a} = U_1 / R_{12} . \qquad (2.23)$$

Сравнивая (2.22) и (2.23), выразим эквивалентное сопротивление R_{12} через напряжение и потери

$$R_{12} = U_1^2 / P_м . \qquad (2.24)$$

Ток, потребляемый первичной обмоткой при холостом ходе, складывается из активного тока I_{0a} и реактивного тока I_{0r}:

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_{0a} + \underline{I}_{0r} = \frac{\underline{U}_1}{R_{12}} + \frac{\underline{U}_1}{jX_{12}} = \underline{U}_1 \underline{Y}_0 . \qquad (2.25)$$

* В трансформаторах малой мощности электрические потери при холостом ходе приходится учитывать.

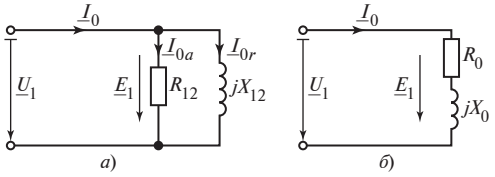


Рис. 2.7. Схемы замещения трансформатора при холостом ходе:

а — с параллельно включенными сопротивлениями; *б* — с последовательно включенными сопротивлениями

Проводимость

$$\underline{Y}_0 = \frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{jX_{12}} \tag{2.26}$$

соответствует двум параллельно включенным сопротивлениям R_{12} и jX_{12}.

Уравнению (2.25), отражающему процессы в трансформаторе при холостом ходе с учетом магнитных потерь, соответствует схема замещения рис. 2.7, *а*.

В практических расчетах удобнее пользоваться схемой замещения (рис. 2.7, *б*), в которую введено полное сопротивление первичной обмотки при холостом ходе

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0 . \tag{2.27}$$

Выражая это сопротивление через проводимость параллельно включенных сопротивлений по (2.26)

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0 = \frac{1}{Y_0} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_{12}} + \dfrac{1}{jX_{12}}}$$

и приравнивая коэффициенты при мнимой и действительной частях, установим, что

$$\left.\begin{aligned} R_0 &= R_{12}\frac{X_{12}^2}{R_{12}^2 + X_{12}^2}, \\ X_0 &= X_{12}\frac{R_{12}^2}{R_{12}^2 + X_{12}^2}. \end{aligned}\right\} \tag{2.28}$$

Так как при $I_{0a} << I_{0r}$ неизбежно $R_{12} >> X_{12}$, окончательные выражения для этих сопротивлений имеют вид:

$$R_0 = \frac{X_{12}^2}{R_{12}} << R_{12}, \quad X_0 = X_{12}. \tag{2.29}$$

Сопротивление X_0 сохраняет название *главное индуктивное сопротивление* (или *сопротивление взаимной индукции*) *первичной обмотки*. Сопротивление R_0 представляет собой некоторое эквивалентное сопротивление, потери в котором при токе I_0 равны магнитным потерям в трансформаторе

$$P_{\text{м}} = R_0 I_0^2.$$

Как видно из схемы замещения на рис. 2.7, *б*, произведения $R_0 \underline{I}_0$ и $jX_0 \underline{I}_0$ представляют собой соответственно активную и реактивную составляющие первичного напряжения $\underline{U}_1$. Связь между напряжением $\underline{U}_1$ и током холостого хода $\underline{I}_0$

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 = \underline{Z}_0 \underline{I}_0 \tag{2.30}$$

иллюстрируется векторной диаграммой на рис. 2.8, которая при $P_{\text{м}} = 0$, $R_{12} = \infty$, $I_{0a} = 0$ совпадает с диаграммой на рис. 2.6.

Из-за нелинейности магнитной цепи трансформатора ток I_{0r} растет быстрее, чем напряжение U_1, а сопротивления

$$X_0 = X_{12} \sim U_1 / I_0 \quad \text{и} \quad R_0 \sim (U_1 / I_0)^2$$

существенно зависят от напряжения U_1 (рис. 2.9).

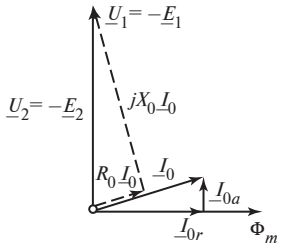


Рис. 2.8. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе

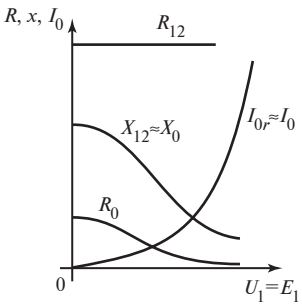


Рис. 2.9. Зависимость сопротивлений схемы замещения и тока холостого хода I_0 от напряжения U_1

Сопротивление R_{12} остается при изменении первичного напряжения почти постоянным, так как магнитные потери пропорциональны квадрату индукции (2.21) или напряжения U_1 (2.20).

Пример 2.1. Для однофазного трансформатора $S_{\text{ном}} = 25$ кВ · А; $U_{1\,\text{ном}} = 6$ кВ; $I_{0*} = 0{,}032$; $P_0 = 0{,}135$ кВт определить I_{0a}, I_{0r}, I_0, R_{12}, X_{12}, R_0, X_0 при $U_1 = U_{1\,\text{ном}}$.

Токи: $I_{1\,\text{ном}} = S_{\text{ном}} U_{1\,\text{ном}} = 4{,}17$ А; $I_{0r} = I_0 = i_0 I_{1\,\text{ном}} / 100 = 0{,}133$ А; $I_{0a} = P_0 / U_{1\,\text{ном}} = 0{,}0225$ А.

Сопротивления: $X_{12} = X_0 = U_{1\,\text{ном}} / I_0 = 4{,}5 \cdot 10^4$ Ом; $R_{12} = U_{1\,\text{ном}} / I_{0a} = 2{,}66 \cdot 10^5$ Ом; $R_0 = P_0 / I_0^2 = 7{,}63$ Ом.

Глава третья
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ ПРИ НАГРУЗКЕ

3.1. Магнитное поле в трансформаторе при нагрузке. Уравнение МДС. Индуктивности рассеяния обмоток

В режиме нагрузки по вторичной обмотке трансформатора протекает ток

$$I_2 = U_2 / Z_N,$$

где $Z_N = \sqrt{R_N^2 + X_N^2}$ — модуль сопротивления нагрузки.

Появление нагрузочного тока вызывает соответствующее изменение тока I_1 в первичной обмотке. В известной мере изменяются также магнитный поток Φ_m и вторичное напряжение U_2, возрастают потери мощности. Для того чтобы оценить изменение величин, характеризующих процессы в трансформаторе при нагрузке, нужно в первую очередь изучить его магнитное поле и составить уравнения напряжений для его первичной и вторичной обмоток.

На рис. 3.1 изображен двухобмоточный однофазный трансформатор, вторичная обмотка которого включена на сопротивление нагрузки $\underline{Z}$. Полагая, что все электрические и магнитные величины изменяются гармонически, их можно представить соответствующими комплексами. При этом следует помнить, что мгновенное значение величины понимается как действительная часть соответствующей комплексной амплитуды, умноженной на $e^{j\omega t}$:

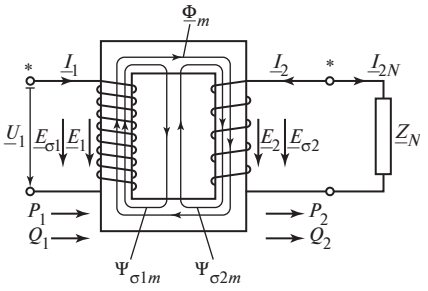


Рис. 3.1. Однофазный двухобмоточный трансформатор в режиме нагрузки

$$i = \mathrm{Re}[\sqrt{2}\,\underline{I}\,e^{j\omega t}];$$

$$u = \mathrm{Re}[\sqrt{2}\,\underline{U}e^{j\omega t}];$$

$$e = \mathrm{Re}[\sqrt{2}\underline{E}e^{j\omega t}];$$

$$\Phi = \mathrm{Re}[\underline{\Phi}_m e^{j\omega t}];$$

$$\Psi = \mathrm{Re}[\underline{\Psi}_m e^{j\omega t}].$$

На рис. 3.1 показаны взаимно согласованные положительные направления рассматриваемых величин. Положительные направления для токов I_1 и I_2 выбираются такими, чтобы положительные токи образовывали положительный магнитный поток взаимной индукции Φ_m; положительные направления для напряжений и ЭДС в каждой из обмоток совпадают с положительными направлениями токов. Положительные направления величин при нагрузке выбраны такими же, как при холостом ходе.

Магнитное поле трансформатора образуется при нагрузке током I_1 в первичной обмотке и током I_2 во вторичной обмотке. В целях упрощения описания процессов магнитное поле удобно представить в виде наложения двух полей: *главного поля* (или *поля взаимной индукции*) и *поля рассеяния*.

Большая часть потокосцеплений обмоток определяется полем взаимной индукции, линии которого замыкаются в пределах магнитопровода и полностью сцеплены с витками обеих обмоток. Поток индукции этого поля Ф (рис. 3.1) одинаков в любом поперечном сечении магнитопровода; его потокосцепление с первичной обмоткой равно $w_1\Phi$, со вторичной $w_2\Phi$. Согласно закону полного тока напряженность поля взаимной индукции определяется суммой МДС первичной и вторичной обмоток

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = \oint H_l \, \mathrm{d}l \, .$$

Поскольку индукция и поток Ф этого поля связаны определенной зависимостью с напряженностью (см. гл. 2), можно утверждать, что *поле взаимной индукции* Ф *образуется суммой МДС первичной и вторичной обмоток*. Сумму этих МДС можно представить как МДС некоторого тока i_0 в первичной обмотке

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_0 w_1. \qquad (3.1)$$

Поэтому ток

$$i_0 = (i_1 w_1 + i_2 w_2)/w_1$$

называется *намагничивающим током*, а (3.1) — *уравнением МДС*.

Учесть нелинейные эффекты при намагничивании магнитопровода трансформатора током i_0 можно таким же образом, как при холостом ходе. Несинусоидальный ток i_0 может быть заменен эквивалентным синусоидальным намагничивающим током с действующим значением $I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}$, активная составляющая которого I_{0a} связана

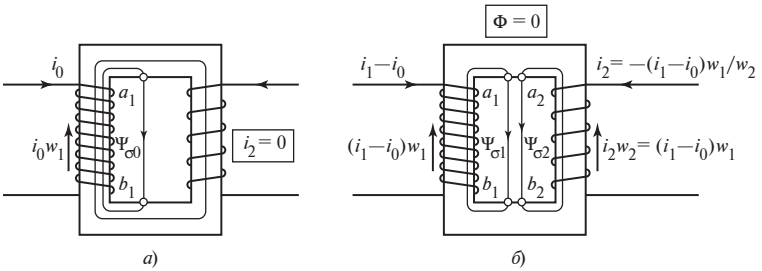


Рис. 3.2. Представление магнитного поля при нагрузке в виде суммы поля взаимной индукции (*а*) и поля рассеяния (*б*)

с магнитными потерями. Эта замена позволяет записать уравнение МДС в комплексной форме

$$\underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_2 w_2 = \underline{I}_0 w_1 . \qquad (3.2)$$

В дальнейшем эквивалентный синусоидальный намагничивающий ток $\underline{I}_0$ называется *намагничивающим током*. Теперь можно представить первичную МДС i_1w_1 в виде суммы МДС i_0w_1 и МДС $(i_1w_1 - i_0w_1) = -i_2w_2$, уравновешивающей МДС вторичной обмотки i_2w_2, а магнитное поле при нагрузке — в виде суммы двух полей:

поля взаимной индукции с потоком Ф и поля рассеяния с потокосцеплением $\Psi_{\sigma 0}$, образованных МДС i_0w_1 в первичной обмотке (рис. 3.2, *а*);

поля рассеяния, образованного взаимно уравновешенными магнитодвижущими силами: $(i_1w_1 - i_0w_1) = -i_2w_2$ в первичной обмотке и i_2w_2 во вторичной обмотке (рис. 3.2, *б*).

Как видно из рис. 3.2, линии магнитного поля рассеяния замыкаются через немагнитные (воздушные, масляные и др.) промежутки a_1b_1 или a_2b_2, соизмеримые по длине с участками линии, располагающимися внутри магнитопровода (b_1a_1 или b_2a_2). Эти линии сцеплены либо с витками первичной обмотки ($\Psi_{\sigma 1}$ и $\Psi_{\sigma 0}$), либо с витками вторичной обмотки ($\Psi_{\sigma 2}$).

Линии поля рассеяния могут быть разбиты на две группы: линии, сцепленные только с первичной обмоткой и образующие с ней потокосцепления $\Psi_{\sigma 0}$ от тока i_0 и $\Psi_{\sigma 1}$ от тока $i_1 - i_0$, и линии, сцепленные только со вторичной обмоткой и образующие с ней потокосцепление $\Psi_{\sigma 2}$. Чтобы выяснить, какова зависимость потокосцепления рассеяния от токов в обмотках, составим уравнение полного тока, напри-

мер, для замкнутой линии поля рассеяния, сцепленной с первичной обмоткой, показанной на рис. 3.2, *б*,

$$\oint \bar{H}\,\mathrm{d}\bar{l} = \int_{a_1}^{b_1} \bar{H}_0\,\mathrm{d}\bar{l} + \int_{b_1}^{a_1} \bar{H}_\mathrm{c}\,\mathrm{d}\bar{l} = (i_1 - i_0)w_1 .$$

Выразим напряженность магнитного поля H_0 в немагнитной области и H_c (в стальном магнитопроводе) через соответствующие индукции и магнитные проницаемости:

$$H_0 = B_0/\mu_0; \quad H_\mathrm{c} = B_\mathrm{c}/\mu_{ac};$$

$$\mu_{ac} = \mu_{rc}\mu_0; \quad \mu_{rc} >> 1.$$

Поэтому напряженность поля рассеяния в магнитопроводе пренебрежимо мала:

$$H_\mathrm{c} = B_\mathrm{c}/\mu_{ac} = 0.$$

Полный ток равен падению магнитного напряжения на немагнитном промежутке

$$\int_{a_1}^{b_1} \bar{H}_0\,\mathrm{d}\bar{l} = \frac{1}{\mu_0}\int_{a_1}^{b_1} \bar{B}_0\,\mathrm{d}\bar{l} = (i_1 - i_0)w_1 .$$

Из проведенных рассуждений следует, что $\Psi_{\sigma 1}$ пропорционально току $i_1 - i_0$. То же справедливо для потокосцеплений $\Psi_{\sigma 0}$ и $\Psi_{\sigma 2}$ и образующих их токов i_0 и i_2.

Поэтому индуктивности рассеяния обмоток

$$\left.\begin{aligned} L_{\sigma 1} &= \Psi_{\sigma 1}/(i_1 - i_0); \\ L_{\sigma 2} &= \Psi_{\sigma 2}/i_2; \\ L_{\sigma 0} &= \Psi_{\sigma 0}/i_0 \end{aligned}\right\} \qquad (3.3)$$

являются постоянными для данного трансформатора величинами, зависящими только от размеров немагнитных промежутков и чисел витков в обмотках (см. § 8.2).

Полное потокосцепление рассеяния первичной обмотки может быть с большой точностью записано в виде

$$\Psi_{\sigma 1} = \Psi_{\sigma 0} + \Psi_{\sigma 10} = L_{\sigma 0} i_0 + L_{\sigma 1}(i_1 - i_0) \approx L_{\sigma 1} i_1, \qquad (3.4)$$

так как при нагрузке $i_1 >> i_0$ можно пренебречь имеющимся различием между $L_{\sigma 0}$ и $L_{\sigma 1}$ и считать $L_{\sigma 0} \approx L_{\sigma 1}$. По аналогии с тем, как это было сделано для индуктивности взаимной индукции (2.16), индук-

тивности рассеяния можно выразить через соответствующее *магнитные проводимости* $\Lambda_{\sigma 1}$ и $\Lambda_{\sigma 2}$:

$$L_{\sigma 1} = w_1^2 \Lambda_{\sigma 1}, \quad L_{\sigma 2} = w_2^2 \Lambda_{\sigma 2},$$

или через *коэффициенты проводимости*

$$\left.\begin{aligned} L_{\sigma 1} &= \mu_0 w_1^2 \Lambda_{\sigma 1}; \\ L_{\sigma 2} &= \mu_0 w_2^2 \Lambda_{\sigma 2}, \end{aligned}\right\} \tag{3.5}$$

где для проводимостей немагнитных промежутков имеют место соотношения

$$\left.\begin{aligned} \lambda_{\sigma 1} &= \Lambda_{\sigma 1} / \mu_0; \\ L_{\sigma 2} &= \Lambda_{\sigma 2} / \mu_0. \end{aligned}\right\} \tag{3.6}$$

3.2. Уравнения напряжений обмоток

Индуктированные в каждой из обмоток ЭДС удобно представить в виде суммы ЭДС *взаимной индукции* $E_1(E_2)$, *ЭДС рассеяния* $E_{\sigma 1}(E_{\sigma 2})$.

Поле взаимной индукции на рис. 3.2, *а* ничем не отличается от поля при холостом ходе (сравните с рис. 2.1). Поэтому ЭДС взаимной индукции выражаются через магнитный поток взаимной индукции совершенно таким же образом, как при холостом ходе.

При некоторой ЭДС E_1 намагничивающий ток I_0 должен быть таким же, как при холостом ходе, при тех же ЭДС E_1 и потоке Φ_{rn}. Поэтому связь между намагничивающим током I_0 и ЭДС взаимной индукции в первичной обмотке E_1 будет характеризоваться уравнением

$$-\underline{E}_1 = \underline{Z}_0 \underline{I}_0, \tag{3.7}$$

где $\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0$.

Через коэффициент трансформации $n_{21} = w_2/w_1$ можно выразить ЭДС взаимной индукции во вторичной обмотке

$$-\underline{E}_2 = -n_{21}\underline{E}_1 = n_{21}\underline{Z}_0 \underline{I}_0. \tag{3.8}$$

Электродвижущие силы рассеяния в первичной и вторичной обмотках $e_{\sigma 1}$, $e_{\sigma 2}$ индуктируются потокосцеплениями рассеяния $\Psi_{\sigma 1}$, $\Psi_{\sigma 2}$, пропорциональными соответственно первичному (i_1) и вторичному (i_2) токам:

$$\left.\begin{aligned} e_{\sigma 1} &= -\frac{\mathrm{d}\Psi_{\sigma 1}}{\mathrm{d}t} = -L_{\sigma 1}\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}; \\ e_{\sigma 2} &= -\frac{\mathrm{d}\Psi_{\sigma 2}}{\mathrm{d}t} = -L_{\sigma 2}\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}. \end{aligned}\right\} \qquad (3.9)$$

Переходя к комплексной форме записи и проводя дифференцирование по аналогии с (2.19), получаем запись уравнений для рассеяния в комплексной форме

$$\left.\begin{aligned} \underline{E}_{\sigma 1} &= -j\omega L_{\sigma 1}\underline{I}_1 = -jX_1\underline{I}_1 \\ &\text{и аналогично} \\ \underline{E}_{\sigma 2} &= -j\omega L_{\sigma 2}\underline{I}_2 = -jX_2\underline{I}_2. \end{aligned}\right\} \qquad (3.10)$$

В этих уравнениях параметры

$$X_1 = \omega L_{\sigma 1} \quad \text{и} \quad X_2 = \omega L_{\sigma 2}$$

называются соответственно индуктивными сопротивлениями рассеяния первичной и вторичной обмоток.

Как видно из (3.10), ЭДС рассеяния отстают по фазе от токов, с которыми они связаны, на угол $\pi/2$. После определения ЭДС в обмотках при нагрузке, имея в виду, что все рассматриваемые величины изменяются гармонически*, можно записать уравнения напряжений Кирхгофа для первичной и вторичной обмоток в комплексной форме

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_1 + \underline{E}_1 + \underline{E}_{\sigma 1} &= R_1\underline{I}_1; \\ \underline{U}_2 + \underline{E}_2 + \underline{E}_{\sigma 2} &= R_2\underline{I}_2, \end{aligned}\right\} \qquad (3.11)$$

где R_1, R_2 — активные сопротивления соответственно первичной и вторичной обмоток с учетом дополнительных потерь при переменном токе (см. § 31.2).

При составлении (3.11) положительные направления величин выбраны по рис. 3.1. Выразив ЭДС рассеяния в (3.11) по (3.10), запишем уравнения напряжений следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1\underline{I}_1; \\ \underline{U}_2 &= -\underline{E}_2 + \underline{Z}_2\underline{I}_2, \end{aligned}\right\} \qquad (3.12)$$

где $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$; $\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2$ — комплексные сопротивления первичной и вторичной обмоток.

Для получения исчерпывающего описания электромагнитных процессов в трансформаторе при нагрузке к уравнениям (3.12) необ-

* Несинусоидальный намагничивающий ток заменен эквивалентным синусоидальным током.

ходимо добавить уравнение напряжений для нагрузки в виде комплексного сопротивления нагрузки $\underline{Z}_N = R_N + jX_N$, включенной на вторичное напряжение U_2:

$$U_2 = \underline{Z}_N \underline{I}_{2N}. \tag{3.13}$$

В этом уравнении ток вторичной нагрузки в соответствии с выбранными положительными направлениями по рис. 3.1 находится в противофазе с током $\underline{I}_2$ во вторичной обмотке

$$\underline{I}_{2N} = -\underline{I}_2. \tag{3.14}$$

По модулю эти токи одинаковы $I_{2N} = I_2$.

3.3. Приведение вторичных величин к первичной обмотке

Для упрощения описания электромагнитных процессов в трансформаторе удобно привести величины вторичной обмотки к первичной обмотке. Под «приведением» понимается особый расчетный прием, при котором реальный трансформатор, имеющий в общем случае различные числа витков w_1 и w_2 первичной и вторичной обмоток, заменяется эквивалентным трансформатором с числом витков во вторичной обмотке равным числу витков в первичной обмотке $w_2' = w_1$ (рис. 3.3). Величины эквивалентной вторичной обмотки с числом витков w_1, называемые приведенными к первичной обмотке величинами, должны быть выражены через исходные вторичные величины на основе принципа инвариантности мощности (магнитное поле и потоки мощности P_1, Q_1, P_2, Q_2 не должны изменяться при приведении).

1. Для сохранения магнитного потока Φ_m нужно, чтобы сохранилась МДС вторичной обмотки, т.е.

$$\underline{I}_2' w_1 = \underline{I}_2 w_2,$$

откуда следует

$$\underline{I}_2' = \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1}. \tag{3.15}$$

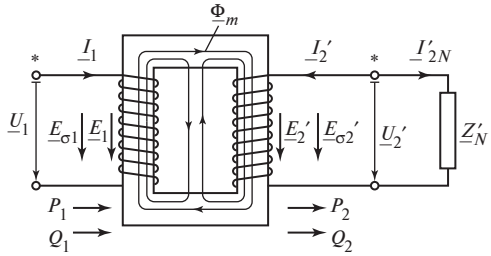


Рис. 3.3. Трансформатор (см. рис. 3.1) с приведенной вторичной обмоткой, имеющей число витков $w_2' = w_1$

Здесь и в дальнейшем верхний индекс «штрих» у

вторичной величины означает, что она приведена к первичной обмотке.

2. При сохранении магнитного потока Φ_m ЭДС пропорциональна числу витков. Поэтому ЭДС в приведенной вторичной обмотке увеличится в w_1/w_2 раз:

$$E_2' = E_2\frac{w_1}{w_2}. \qquad (3.16)$$

3. Для сохранения мощностей P_2 и Q_2, потребляемых вторичной нагрузкой, нужно заменить ее сопротивления R_N и X_N приведенными сопротивлениями R_N' и X_N':

$$P_2 = R_N I_2^2 = R_N' I_2'^2;$$

$$Q_2 = X_N I_2^2 = X_N' I_2'^2.$$

Выразив I_2' по (3.15), найдем:

$$R_N' = R_N(w_1/w_2)^2;$$

$$X_N' = X_N(w_1/w_2)^2,$$

следовательно,

$$\underline{Z}_N' = R_N' + jX_N' = \underline{Z}_N(w_1/w_2)^2.$$

Вторичное приведенное напряжение

$$\underline{U}_2' = \underline{Z}_N'\underline{I}_{2N}' = \underline{Z}_N(w_1/w_2)^2\underline{I}_{2N}w_2/w_1 = \underline{U}_2 w_1/w_2. \qquad (3.17)$$

Сопротивление вторичной обмотки $\underline{Z}_2$ и его активная R_2 и индуктивная X_2 составляющие приводятся к первичной обмотке таким же образом:

$$\left.\begin{aligned} &\underline{Z}_2' = R_2' + jX_2' = \underline{Z}_2(w_1/w_2)^2; \\ &R_2' = R_2(w_1/w_2)^2;\ X_2' = X_2(w_1/w_2)^2. \end{aligned}\right\} \qquad (3.18)$$

После приведения величин уравнение напряжений вторичной обмотки имеет вид

$$-\underline{E}_2' = -\underline{E}_2 w_1/w_2 = \underline{U}_2 w_1/w_2 + \underline{Z}_2(w_1/w_2)^2(-\underline{I}_2)w_2/w_1$$

или

$$-\underline{E}_2' = \underline{U}_2' - \underline{Z}_2'\underline{I}_2' = \underline{U}_2' + \underline{Z}_2'\underline{I}_{2N}', \qquad (3.19)$$

где $\underline{I}_2' = -\underline{I}_{2N}'$.

При равенстве витков в первичной и вторичной обмотках приведенная вторичная ЭДС не отличается от первичной ЭДС:

$$\underline{E}_2' = \underline{E}_2 w_1 / w_2 = \underline{E}_1 .$$

В уравнение МДС трансформатора с приведенной вторичной обмоткой вводится вторичная МДС, выраженная через приведенный ток $\underline{I}_2'$:

$$\underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_2' w_1 = \underline{I}_0 w_1 .$$

Разделив это уравнение на w_1, получим так называемое уравнение токов трансформатора

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_0 , \qquad (3.20)$$

которое имеет тот же физический смысл, что и уравнение МДС (2.30). При достаточно больших нагрузках, когда ток в первичной обмотке значительно больше намагничивающего тока $I_1 >> I_0$ (3.20), уравнение токов приближенно записывается:

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}_2' = -\underline{I}_2 w_2 / w_1 ,$$

или

$$I_1 / I_2 = w_2 / w_1 . \qquad (3.21)$$

Таким образом, при достаточно большой нагрузке приведенный вторичный ток I_2' не отличается от первичного тока I_1.

3.4. Векторная диаграмма трансформатора

Векторная диаграмма напряжений и токов трансформатора представляет собой графическую интерпретацию системы уравнений трансформатора. В эту систему входят: уравнения напряжений обмоток

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1\underline{I}_1 ; \qquad (3.22а)$$

$$-\underline{E}_2' = -\underline{E}_1 = \underline{U}_2' - \underline{Z}_2'\underline{I}_2' = \underline{U}_2' + \underline{Z}_2'\underline{I}_{2N}' ; \qquad (3.22б)$$

уравнение напряжений для нагрузки

$$\underline{U}_2' = \underline{Z}_N'(-\underline{I}_2') = \underline{Z}_N' \underline{I}_{2N}'; \qquad (3.22в)$$

уравнение ЭДС взаимной индукции

$$-\underline{E}_1 = -\underline{E}_2' = \underline{Z}_0 \underline{I}_0; \qquad (3.22г)$$

уравнение токов

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}_2' = \underline{I}_0 + \underline{I}_{2N}'. \qquad (3.22д)$$

Из векторной диаграммы, построенной в определенном масштабе, определяются напряжения, ЭДС и токи в нагруженном трансформаторе. Диаграмма может быть построена, если заданы ток нагрузки $I_{2N} = I_2$ и сопротивление нагрузки $\underline{Z}_N = R_N + jX_N$ (при индуктивной нагрузке $X_N > 0$, при емкостной $X_N < 0$). Требуется найти вторичное напряжение $\underline{U}_2$, ЭДС $\underline{E}_1$, намагничивающий ток $\underline{I}_0$, первичный ток $\underline{I}_1$ и первичное напряжение $\underline{U}_1$. Диаграмма строится обычно для трансформатора с приведенной вторичной обмоткой, поэтому нужно начать с определения приведенных вторичных величин и параметров, в данном случае вторичного приведенного тока

$$I_2' = (w_2 / w_1) I_2$$

и приведенных параметров

$$\underline{Z}_N' = \underline{Z}_N (w_1 / w_2)^2 = R_N' + jX_N';$$

$$\underline{Z}_2' = \underline{Z}_2 (w_1 / w_2)^2 = R_2' + jX_2'.$$

Построение (рис. 3.4) следует начать с комплекса $\underline{I}_{2N}' = -\underline{I}_2'$, который может быть направлен произвольно, например, совмещен с действительной положительной осью временно́й комплексной плоскости и отложен в масштабе, при-

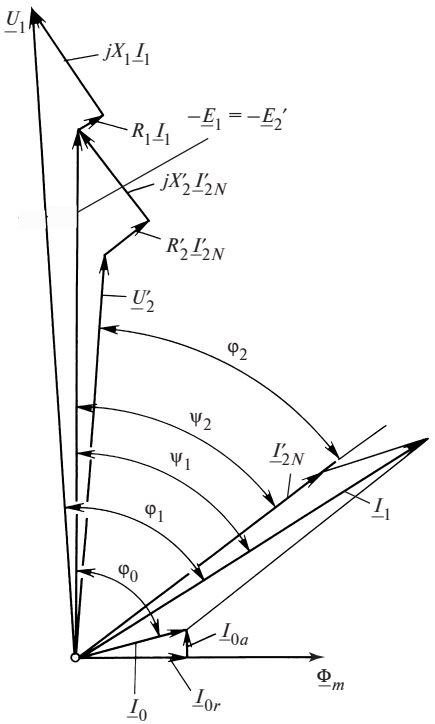


Рис. 3.4. Векторная диаграмма трансформатора при активно-индуктивной вторичной нагрузке ($\varphi_2 > 0$; $X_N > 0$)

нятом для токов. Затем из уравнения напряжений нагрузки определяется приведенное вторичное напряжение $\underline{U}'_2$. Это напряжение складывается из активной $R'_N\underline{I}'_{2N}$ и реактивной $jX'_N\underline{I}'_{2N}$ составляющих, отложенных в определенном масштабе. Активная составляющая направляется вдоль тока $\underline{I}'_{2N}$, реактивная (при индуктивной нагрузке, когда $X > 0$) опережает ток $\underline{I}'_{2N}$ на угол $\pi/2$. Фактическое вторичное напряжение рассчитывается по (3.17):

$$U_2 = U'_2 w_2 / w_1 .$$

Далее определяют графически ЭДС взаимной индукции $-\underline{E}_1 = -\underline{E}'_2$, рассчитывают ток

$$I_0 = E_1 / \sqrt{R_0^2 + X_0^2}$$

и фазовый угол

$$\varphi_0 = \text{arctg}\, X_0 / R_0,$$

после чего ток $\underline{I}_0$ откладывают на диаграмме. Магнитный поток взаимной индукции $\underline{\Phi}_m$ может быть рассчитан по (3.7) и отложен в своем масштабе (поток отстает от ЭДС $(-\underline{E}_1)$ на угол $\pi/2$). Первичный ток $\underline{I}_1$ определяется из уравнений токов.

Первичное напряжение $\underline{U}_1$ графически определяется аналогично. В результате построения определяются также угол φ_2 между вторичными напряжением и током и угол φ_1 между соответствующими первичными величинами.

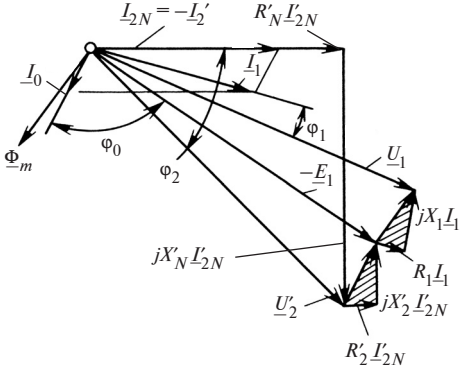


Рис. 3.5. Векторная диаграмма трансформатора при активно-емкостной нагрузке ($\varphi_2 < 0$; $X_N < 0$)

При активно-индуктивной вторичной нагрузке и первичный, и вторичный ток отстает по фазе от соответствующих напряжений; углы φ_1 и φ_2 считаются положительными: $\varphi_1 > 0$, $\varphi_2 > 0$ (рис. 3.4).

Векторная диаграмма при активно-емкостной нагрузке

(при $X_N < 0$) построена на рис. 3.5. Как видно из диаграммы, вторичный ток опережает напряжение на угол φ_2 ($\varphi_2 < 0$); первичный ток при сильно выраженной емкостной составляющей также опережает напряжение на угол $\varphi_1 < 0$ (при слабо выраженной емкостной составляющей первичный ток может отставать от напряжения).

3.5. Электрическая схема замещения трансформатора

Электрическая схема замещения однофазного двухобмоточного трансформатора как четырехполюсника вытекает из системы уравнений (3.22а)—(3.22д), записанных через приведенные к первичной обмотке величины.

Электрическая схема, замещающая нагруженный трансформатор, должна при определенном напряжении $\underline{U}_1$ потреблять из сети такой же ток $\underline{I}_1$, как трансформатор. Чтобы найти структуру этой схемы, нужно выразить первичное напряжение трансформатора $\underline{U}_1$ через первичный ток $\underline{I}_1$.

Сначала выразим ток $\underline{I}_1$ через ЭДС $\underline{E}_1$ и параметры

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}'_2 = \frac{-\underline{E}_1}{\underline{Z}_0} + \frac{-\underline{E}_1}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'},$$

откуда

$$-\underline{E}_1 = \underline{I}_1 \Big/ \left(\frac{1}{\underline{Z}_0} + \frac{1}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_N} \right).$$

Затем введем найденное выражение для ЭДС в уравнение напряжений

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \underline{Z}_1 - \underline{E}_1 = \underline{I}_1 \left(\underline{Z}_1 + \frac{1}{\dfrac{1}{\underline{Z}_0} + \dfrac{1}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'}} \right) = \underline{I}_1 \underline{Z}_{\text{эк}}. \qquad (3.23)$$

Из полученного соотношения видно, что электрическая схема, замещающая трансформатор и потребляющая из первичной сети ток $\underline{I}_1$, должна обладать эквивалентным сопротивлением

$$\underline{Z}_{\text{эк}} = \underline{Z}_1 + \frac{1}{\left(\dfrac{1}{\underline{Z}_0} + \dfrac{1}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'} \right)}.$$

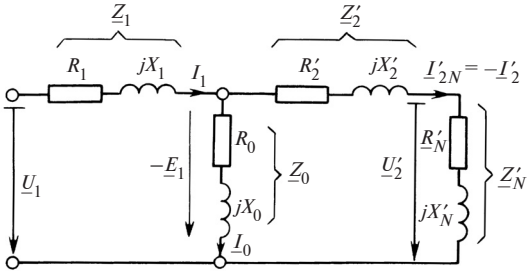


Рис. 3.6. Электрическая схема замещения трансформатора

Такое сопротивление имеет схема на рис. 3.6, в которой последовательно с $\underline{Z}_1$ включено сопротивление, образованное из включенных параллельно сопротивления $\underline{Z}_0$ и сопротивления $\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_N$.

Детальный анализ показывает, что в отдельных ветвях схемы протекают те же токи, что и в обмотках приведенного трансформатора. При этом токи, втекающие в узлы схемы, и напряжения в ее контурах удовлетворяют основным уравнениям трансформатора.

3.6. Выражение электрических величин и параметров трансформатора в относительных единицах

Электрические величины (токи, напряжения) и параметры (индуктивные и активные сопротивления) могут быть выражены в *относительных единицах*, т.е. в долях некоторых величин, принятых за базисные.

Применение системы относительных единиц упрощает запись уравнений, описывающих процессы в трансформаторе. Существенно облегчается также контроль расчетных данных и результатов расчета, поскольку параметры различных трансформаторов в относительных единицах отличаются друг от друга в значительно меньшей мере, чем параметры, выраженные в абсолютных единицах.

За базисные значения величин для первичной обмотки трансформатора принимаются:

номинальное фазное первичное напряжение $U_{1\,\text{ном}}$;

номинальный фазный первичный ток $I_{1\,\text{ном}}$;

сопротивление трансформатора по отношению к первичной сети в номинальном режиме

$$Z_{1\,\text{ном}} = U_{1\,\text{ном}} / I_{1\,\text{ном}}; \qquad (3.24)$$

номинальная мощность трансформатора

$S_{1\,\text{ном}} = U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}$ (для однофазного трансформатора);

$S_{1\,\text{ном}} = 3U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}$ (для трехфазного трансформатора).

За базисные значения величин для вторичной обмотки принимаются:

номинальное фазное вторичное напряжение $U_{2\,\text{ном}} = U_{1\,\text{ном}} w_2 / w_1$;

номинальный фазный вторичный ток $I_{2\,\text{ном}} = I_{1\,\text{ном}} w_1 / w_2$;

сопротивление трансформатора по отношению к вторичной сети (при $U_{2\,\text{ном}}$ и $I_{2\,\text{ном}}$)

$$Z_{2\,\text{ном}} = U_{2\,\text{ном}} / I_{2\,\text{ном}} = Z_{1\,\text{ном}} (w_2 / w_1)^2; \qquad (3.25)$$

номинальная мощность первичной обмотки

$$S_{2\,\text{ном}} = S_{1\,\text{ном}}.$$

Для выражения величин первичной обмотки в относительных единицах нужно разделить эти величины в абсолютных единицах на соответствующую базисную величину той же размерности

$$\left.\begin{aligned} &U_{1*} = U_1 / U_{1\,\text{ном}}; \quad I_{1*} = I_1 / I_{1\,\text{ном}}; \quad Z_{0*} = Z_0 / Z_{1\,\text{ном}}; \\ &Z_{1*} = Z_1 / Z_{1\,\text{ном}}; \quad P_{1*} = P_1 / S_{1\,\text{ном}} = U_{1*} I_{1*} \cos\varphi_1. \end{aligned}\right\} \qquad (3.26)$$

Индекс у обозначения величины в виде * означает, что величина выражена в относительных единицах (иногда, если это оговорено специально в тексте, индексы опускаются). Заметим также, что формула для мощности в относительных единицах одинаково пригодна для однофазных и трехфазных трансформаторов.

Величины вторичной обмотки могут быть выражены в относительных единицах двумя равноценными способами. В первом из них величина вторичной обмотки в абсолютных единицах делится на соответствующую базисную величину вторичной обмотки; во втором — величина вторичной обмотки сначала приводится к первичной обмотке, а затем делится на соответствующую базисную величину первичной обмотки:

$$U_{2*} = U_2 / U_{2\,\text{ном}} = U_2' / U_{1\,\text{ном}}; \; I_{2*} = I_2 / I_{2\,\text{ном}} = I_2' / I_{1\,\text{ном}};$$

$$Z_{2*} = Z_2 / Z_{2\,\text{ном}} = Z_2' / Z_{1\,\text{ном}}; \qquad (3.27)$$

$$P_{2*} = P_2 / S_{2\,\text{ном}} = P_2' / S_{1\,\text{ном}} = U_{2*} I_{2*} \cos\varphi_2.$$

Индекс приведения у вторичной величины, выраженной в относительных единицах, по понятным причинам опускается.

Все уравнения трансформатора могут быть записаны в относительных единицах. Для того чтобы представить уравнение напряжений

или токов в относительных единицах, его нужно разделить соответственно или на базисное напряжение, или на базисный ток. Сделаем это, например, для уравнения напряжений первичной обмотки (3.13)

$$\underline{U}_{1*} = \frac{\underline{U}_1}{U_{1\,\text{ном}}} = \frac{-\underline{E}_1}{U_{1\,\text{ном}}} + \underline{Z}_1 \frac{I_{1\,\text{ном}}\,\underline{I}_1}{U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}},$$

или

$$\underline{U}_{1*} = -\underline{E}_{1*} + \underline{Z}_{1*}\,\underline{I}_{1*} \tag{3.28}$$

и для уравнения токов

$$\underline{I}_1 / I_{1\,\text{ном}} + \underline{I}'_2 / I_{1\,\text{ном}} = \underline{I}_0 / I_{1\,\text{ном}}$$

или

$$\underline{I}_{1*} + \underline{I}_{2*} = \underline{I}_{0*}. \tag{3.29}$$

Как видно, уравнения в системе относительных единиц записываются почти так же, как в системе абсолютных единиц, исчезают лишь индексы приведения к первичной обмотке. В относительных единицах удобно выражать параметры и величины схемы замещения и строить векторные диаграммы.

Параметры обмоток и потери трансформаторов, выраженные в относительных единицах, варьируются в сравнительно узких пределах и зависят от номинальной мощности трансформатора. Установим соотношения между некоторыми величинами в относительных единицах: индуктивное сопротивление взаимной индукции обратно пропорционально току холостого хода:

$$X_{0*} = Z_{0*} = \frac{Z_0}{Z_{1\,\text{ном}}} = \frac{U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}}{I_0 U_{1\,\text{ном}}} = \frac{I_{1\,\text{ном}}}{I_0}; \tag{3.30}$$

активное сопротивление ветви намагничивания выражается через ток холостого хода и магнитные потери (или потери холостого хода):

$$R_{0*} = \frac{R_0}{Z_{1\,\text{ном}}} = \frac{P_{\text{м}} I_{1\,\text{ном}}}{3 I_0^2 U_{1\,\text{ном}}} = \frac{P_{\text{м}}}{3 U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}} \left(\frac{I_{1\,\text{ном}}}{I_0}\right)^2 = \frac{P_{\text{м}*}}{I_{0*}^2}; \tag{3.31}$$

активные сопротивления обмоток равны электрическим потерям в обмотке:

$$\left.\begin{aligned} R_{1*} &= \frac{R_1}{Z_{1\,\text{ном}}} = \frac{3 R_1 I_{1\,\text{ном}}^2}{3 U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}} = \frac{P_{\text{э}1}}{S_{1\,\text{ном}}} = P_{\text{э}1*}; \\ R_{2*} &= \frac{R'_2}{Z_{1\,\text{ном}}} = \frac{3 R'_2 I_{1\,\text{ном}}^2}{3 U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}}} = \frac{P_{\text{э}2}}{S_{1\,\text{ном}}} = P_{\text{э}2*}. \end{aligned}\right\} \tag{3.32}$$

Используя эти соотношения и технические данные выпускаемых трансформаторов, можно указать пределы изменения относительных величин и параметров для трехфазных силовых трансформаторов от 25 до 500 000 кВ · А:

$$\left.\begin{aligned}
&I_{0*} = 0{,}03 \div 0{,}003;\\
&P_{\text{м.ном}*} = P_{0*} = 0{,}005 \div 0{,}0006;\\
&P_{\text{э}1*} + P_{\text{э}2*} = P_{\text{к}*} = 0{,}025 \div 0{,}0025;\\
&X_{1*} = X_{2*} = 0{,}03 \div 0{,}07;\\
&Z_{0*} = X_{0*} = 33 \div 330;\\
&R_{1*} = R_{2*} = 0{,}0125 \div 0{,}00125;\\
&R_{0*} = 5{,}5 \div 65.
\end{aligned}\right\} \qquad (3.33)$$

Как видно из приведенных данных, при изменении мощности в 20 000 раз параметры в относительных единицах изменяются не более чем в 10 раз (сопротивления X_{1*} и X_{2*} всего в 2 раза). Те же параметры в абсолютных единицах, как легко проверить, изменяются в сотни тысяч раз.

В трансформаторах меньшей мощности в диапазоне 10—25 000 В · А параметры изменяются в следующих пределах:

$$\left.\begin{aligned}
&I_{0*} = 0{,}35 \div 0{,}03;\\
&P_{\text{м.ном}*} = P_{0*} = 0{,}05 \div 0{,}005;\\
&P_{\text{э}1*} + P_{\text{э}2*} \approx P_{\text{к}*} = 0{,}3 \div 0{,}025;\\
&X_{1*} = X_{2*} = 0{,}015 \div 0{,}03;\\
&Z_{0*} = X_{0*} = 4 \div 33;\\
&R_{1*} = R_{2*} = 0{,}15 \div 0{,}0125;\\
&R_{0*} = 0{,}75 \div 5{,}5.
\end{aligned}\right\} \qquad (3.34)$$

3.7. Влияние изменения нагрузки на процессы в трансформаторе

Вторичная и первичная обмотки связаны магнитным полем взаимной индукции. Поэтому всякое изменение сопротивления вторичной нагрузки при неизменном первичном напряжении $U_{1\,\text{ном}} = \text{const}$ приво-

дит не только к соответствующему изменению вторичного тока I_2, но также к изменению магнитного потока Φ_m, намагничивающего тока I_0, первичного тока I_1 и вторичного напряжения U_2. После затухания переходного процесса, связанного с изменением сопротивления нагрузки, автоматически устанавливается новый режим, в котором электрические и магнитные цепи трансформатора снова находятся в равновесном состоянии. Иными словами, устанавливаются такие токи в обмотках и такой магнитный поток, при которых снова удовлетворяются условия равновесия для его электрических цепей в виде уравнений напряжений (3.13) или (3.19) и для магнитной цепи в виде уравнения токов (3.20), дополненного уравнениями для ЭДС (3.7), (3.8).

При изменении вторичного тока начинают изменяться амплитуда магнитного потока Φ_m и индуктированная им ЭДС E_1. Нарушается имевшееся равновесное состояние в первичной цепи, которому соответствовал некоторый первичный ток, и в первичной обмотке в соответствии с (3.13) появляется ток $\underline{I}_1 = [\underline{U}_1 - (-\underline{E}_1)] / \underline{Z}_1$. Изменения ЭДС E_1 и тока I_1 происходят до тех пор, пока намагничивающий ток (при новом токе I_2) и соответствующая ему ЭДС $-\underline{E}_1 = \underline{Z}_0 \underline{I}_0$ не будут достаточны для появления в цепи первичной обмотки установившегося тока I_1.

Рассматривая совместно записанные выше уравнения, можно выразить первичный ток

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_{1\text{ном}}}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1} - \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1} \underline{I}'_2 = \underline{I}_{0\text{x}} - \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1} \underline{I}'_2,$$

где $\underline{I}_{0\text{x}} = \underline{U}_{1\text{ном}} / (\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1)$ — намагничивающий ток при холостом ходе.

Учитывая, что $Z_1 << Z_0$, при достаточно большой нагрузке получаем:

$$I_{0\text{x}} << I_1 \text{ и } I_1 = -\underline{I}'_2.$$

Магнитный поток Φ_m изменяется пропорционально ЭДС E_1, которая, в свою очередь, зависит от первичного тока и его фазы:

$$-\underline{E}_1 = \underline{U}_{1\text{ном}} - \underline{Z}_1 \underline{I}_1,$$

или в относительных единицах

$$-\underline{E}_{1*} = \underline{U}_{1\text{ном}*} - \underline{Z}_{1*} \underline{I}_{1*}. \qquad (3.35)$$

При холостом ходе, когда $I_1 = I_{0x} \approx 0$, ЭДС и поток равны первичному напряжению, которое считается единичным:

$$E_{1*} = \Phi_{1*} = \Phi_1/\Phi_{1ном} = U_{1ном*} = 1.$$

При номинальной нагрузке ($I_{1*} = I_{1ном*} = 1$) ЭДС и поток по сравнению с холостым ходом изменяются незначительно. Даже при такой фазе тока $\underline{I}_{1ном}$, при которой произведение $\underline{Z}_1 \underline{I}_1$ совпадает или имеет противоположное направление по отношению к напряжению $\underline{U}_{1ном}$, ЭДС равна

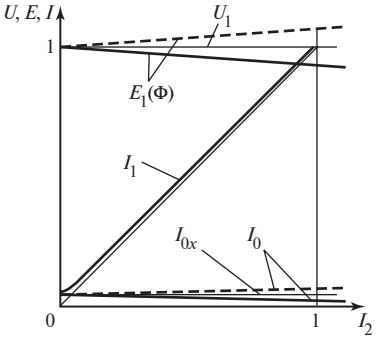


Рис. 3.7. Зависимости потока Φ_m, ЭДС E_1, намагничивающего тока I_0 и первичного тока I_1 от вторичного тока I_2:

—— — активно-индуктивная нагрузка $\varphi_2 > 0$; – – – — активно-емкостная нагрузка $\varphi_2 < 0$

$$E_{1ном*} = U_{1ном*} \pm Z_{1*} I_{1ном*} = 1 \pm Z_{1*},$$

где $Z_{1*} = 0{,}03—0{,}07$ (3.33).

Таким образом, даже в самом неблагоприятном случае ЭДС и поток при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке изменяются всего на $Z_{1*} \cdot 100\ \% = 3 \div 7\ \%$.

При других фазах токов I_2 и I_1 наблюдается еще меньшее изменение этих величин, причем, как видно из диаграмм на рис. 3.4 и 3.5, при активно-индуктивной нагрузке ЭДС снижается, а при активно-емкостной, если угол φ_2 близок к $-\pi/2$, может повышаться. Влияние нагрузки на намагничивающий ток также невелико. Это можно оценить по (3.20):

$$\underline{I}_0 = \frac{-\underline{E}_1}{\underline{Z}_0} = \frac{(\underline{U}_1 - \underline{Z}_1 \underline{I}_1)}{\underline{Z}_0} = \underline{I}_{0x} - \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} \underline{I}_1 . \qquad (3.36)$$

В линейном приближении ток I_0 изменяется так же, как ЭДС E_1. С учетом нелинейности магнитной цепи, которая приводит к увеличению Z_0 при уменьшении E_1, ток I_0 изменяется резче, чем E_1. Учет нелинейности может быть произведен с помощью характеристики намагничивания $\Phi_m = f(I_0)$, показанной на рис. 2.9.

Зависимости I_1, E_1, Φ_m, I_0 от вторичного тока I_2 при нагрузках индуктивного и емкостного характера показаны на рис. 3.7.

3.8. Преобразование энергии в нагруженном трансформаторе

Мгновенная мощность потока электрической энергии, поступающего из сети в первичную обмотку однофазного трансформатора, выражается в виде произведения мгновенных значений напряжения $u_1 = \sqrt{2}U_1 \cos \omega t$ и тока $i_1 = \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \varphi_1)$:

$$p_1 = u_1 i_1.$$

Среднее значение этой мощности за период T называется *активной мощностью, потребляемой первичной обмоткой из сети*.

Активная мощность первичной обмотки вычисляется по формуле

$$P_1 = \frac{1}{T}\int_0^T u_1 i_1 \, \mathrm{d}t = U_1 I_1 \cos \varphi_1 = U_1 I_{1a} = U_{1a} I_1, \qquad (3.37)$$

где $T = 2\pi/\omega = 1/f$; $I_{1a} = I_1 \cos \varphi_1$ — активная составляющая тока; $U_{1a} = U_1 \cos \varphi_1$ — активная составляющая напряжения.

Каждый период из сети в первичную обмотку поступает энергия $P_1 T$, которая частично выделяется в виде тепла в самом трансформаторе. Остальная часть энергии $P_1 T$ передается нагрузке трансформатора и выделяется в виде тепла в активной составляющей сопротивления нагрузки. Эта часть энергии определяется

$$P_2 T = (U_2 I_2 \cos \varphi_2) T = R_N I_2^2 T.$$

Активная мощность считается положительной ($P_1 > 0$) при

$$-\pi/2 < \varphi_1 < \pi/2.$$

Другая часть энергии расходуется на образование магнитных полей в трансформаторе* и электрических и магнитных полей в нагрузке. Направление потока этой части энергии изменяется дважды в течение периода, и средняя его мощность равна нулю. Интенсивность процесса обмена энергией между сетью и полем (магнитным или электрическим) принято характеризовать амплитудой мгновенной мощности потока энергии, называемой *реактивной мощностью*. Реактивная мощность, потребляемая первичной обмоткой однофазного трансформатора из сети, вычисляется по формуле

$$Q_1 = U_1 I_1 \sin \varphi_1 = U_1 I_{1r} = U_{1r} I_1, \qquad (3.38)$$

где $I_{1r} = I_1 \sin \varphi_1$ — реактивная составляющая действующего значения тока; $U_{1r} = U_1 \sin \varphi_1$ — реактивная составляющая действующего значения напряжения.

* Энергией электрического поля в трансформаторе обычно пренебрегают.

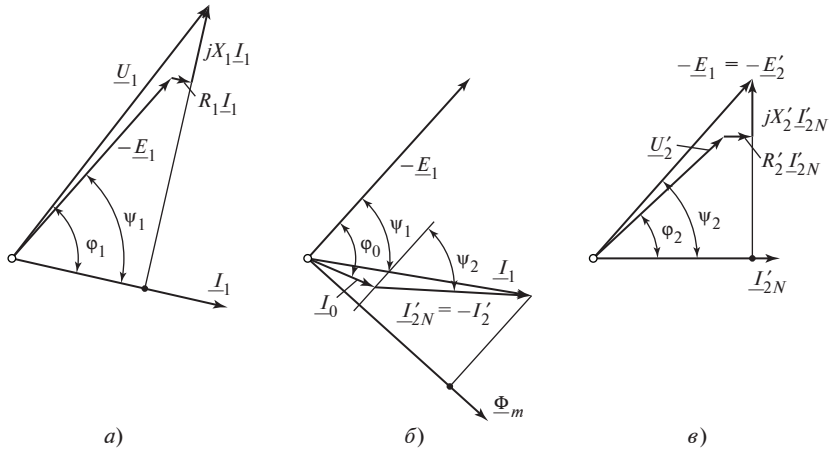


Рис. 3.8. Фрагменты векторной диаграммы трансформатора при активно-индуктивной нагрузке (см. рис. 3.4)

Реактивная мощность считается положительной ($Q_1 > 0$) *при отстающей от напряжения реактивной составляющей тока, т.е. при* $0 < \varphi_1 < \pi$, *что соответствует активно-индуктивной нагрузке*.

Реактивная мощность отрицательна ($Q_1 < 0$) при опережающей реактивной составляющей тока, т.е. при $0 > \varphi_1 > -\pi$, что соответствует активно-емкостной нагрузке.

Рассмотрим процесс преобразования активной мощности в трансформаторе. Представим активную составляющую первичного напряжения $U_{1a} = U_1 \cos \varphi_1$ в виде суммы проекций ЭДС E_1 и падения напряжения $R_1 I_1$ (см. фрагмент векторной диаграммы на рис. 3.8, *а*)

$$U_{1a} = U_1 \cos \varphi_1 = E_1 \cos \psi_1 + R_1 I_1$$

и выразим активную мощность P_1, поступающую в первичную обмотку из сети, в виде суммы двух мощностей:

$$P_1 = (U_1 \cos \varphi_1) I_1 = (E_1 \cos \psi_1) I_1 + (R_1 I_1) I_1. \qquad (3.39)$$

Мощность $R_1 I_1^2 = P_{э1}$ представляет собой электрические потери в первичной обмотке, выделяющиеся в виде тепла в ее проводниках (см. стрелки на рис. 3.9).

Мощность $(E_1 \cos \psi_1) I_1$ при помощи диаграммы на рис. 3.8, *б*, на которой активная составляющая первичного тока $I_1 \cos \psi_1$ представлена в виде суммы активных составляющих намагничивающего тока

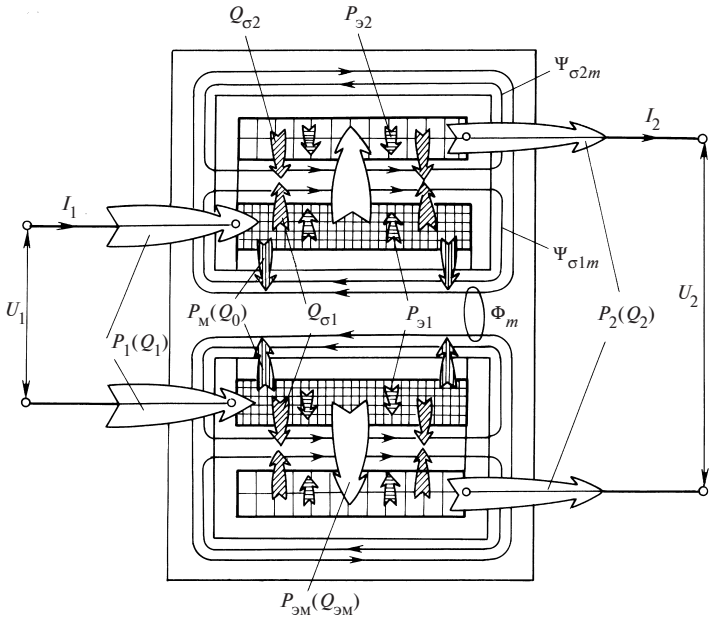


Рис. 3.9. Потоки активных и реактивных мощностей в нагруженном трансформаторе

$I_0 \cos \varphi_0$ и вторичного тока $I_2' \cos \psi_2$, может быть, в свою очередь, разложена на две мощности:

$$E_1 I_1 \cos \psi_1 = E_1 I_2' \cos \psi_2 + E_1 I_0 \cos \varphi_0 = P_{эм} + P_м . \quad (3.40)$$

Мощность $P_{эм} = E_1 I_2' \cos \psi_2$ называется электромагнитной мощностью трансформатора. Эта мощность передается электромагнитным путем из первичной обмотки во вторичную. Поток электромагнитной мощности (рис. 3.9) пересекает канал между обмотками трансформатора.

Мощность $E_1 I_0 \cos \varphi_0 = E_1 I_{0a} = P_м$ представляет собой магнитные потери трансформатора (см. § 2.8).

Представив при помощи диаграммы рис. 3.8, *в* активную составляющую ЭДС $E_1 \cos \psi_2$ через активную составляющую вторичного напряжения $U_2' \cos \varphi_2$ и активное падение напряжения $R_2' I_2'$, получим

$$P_{эм} = (E_1 \cos \psi_2) I_2' = (U_2' \cos \varphi_2) I_2' + (R_2' I_2') I_2' = P_2 + P_{э2} . \quad (3.41)$$

Электромагнитная мощность частично расходуется на электрические потери во вторичной обмотке $P_{э2} = R_2' I_2'^2$. Остальная ее часть $P_2 = U_2' I_2' \cos \varphi_2$ передается электрическим путем (рис. 3.9) во вторичную сеть.

Поступившая в трансформатор активная мощность равна:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_{э1} + P_м + P_{эм}; \\ P_{эм} &= P_{э2} + P_2, \end{aligned}\right\} \qquad (3.42)$$

или $P_1 = P_2 + \sum P_{потерь}$, где $\sum P_{потерь} = P_{э1} + P_{э2} + P_м$.

Аналогичным образом рассматривается преобразование реактивной мощности в трансформаторе. При этом также используется векторная диаграмма на рис. 3.8.

Первичная реактивная мощность представляется в виде суммы следующих составляющих:

$$Q_1 = (U_1 \sin \varphi_1) I_1 = (E_1 \sin \psi_1) I_1 + (X_1 I_1) I_1 = \\ = (E_1 \sin \psi_1) I_1 + Q_{\sigma 1}, \qquad (3.43)$$

где

$$E_1 (I_1 \sin \psi_1) = E_1 (I_2' \sin \psi_2) + E_1 (I_0 \sin \varphi_0) = Q_{эм} + Q_0;$$

$$Q_{эм} = (E_1 \sin \psi_2) I_2' = (U_2' \sin \varphi_2) I_2' + (X_2' I_2') I_2' = Q_2 + Q_{\sigma 2}.$$

Составляющие реактивной мощности имеют следующий физический смысл: $Q_{эм} = E_1 (I_2' \sin \psi_2)$ — реактивная мощность, передаваемая электромагнитным путем из первичной обмотки во вторичную; $Q_0 = E_1 (I_0 \sin \varphi_0) = E_1 I_{0r}$ — реактивная мощность, необходимая для образования магнитного поля взаимной индукции; $Q_{\sigma 1} = X_1 I_1^2$ — реактивная мощность, необходимая для образования магнитного поля рассеяния первичной обмотки; $Q_{\sigma 2} = X_2' I_2'^2$ — реактивная мощность, необходимая для образования магнитного поля рассеяния вторичной обмотки; $Q_2 = U_2' I_2' \sin \varphi_2$ — реактивная мощность, потребляемая нагрузкой.

Направления потоков этих мощностей показаны на рис. 3.9.

Глава четвертая
ТРАНСФОРМАЦИЯ ТРЕХФАЗНЫХ ТОКОВ

4.1. Способы трансформации трехфазных токов и напряжений (схемы, обозначения, основные соотношения)

Трансформация трехфазных токов и напряжений может быть произведена либо при помощи группы из трех однофазных двухобмоточных трансформаторов (рис. 4.1), либо при помощи трехфазного двухобмоточного трансформатора, обмотки которого размещаются на общем магнитопроводе стержневой или бронестержневой конструкции (рис. 4.2).

Магнитопровод трехфазного стержневого трансформатора может быть образован из трех совмещенных магнитопроводов однофазных трансформаторов. Расположив однофазные трансформаторы, как показано на рис. 4.3, *а*, и объединив между собой свободные от обмоток стержни (рис. 4.3, *б*), можно заметить, что при симметричной системе напряжений (см. рис. 4.1) поток в объединенном стержне, равный сумме фазных потоков, обращается в нуль:

$$\underline{\Phi}_A + \underline{\Phi}_B + \underline{\Phi}_C = 0\,,$$

поэтому объединенный стержень может быть удален (рис. 4.3, *б*).

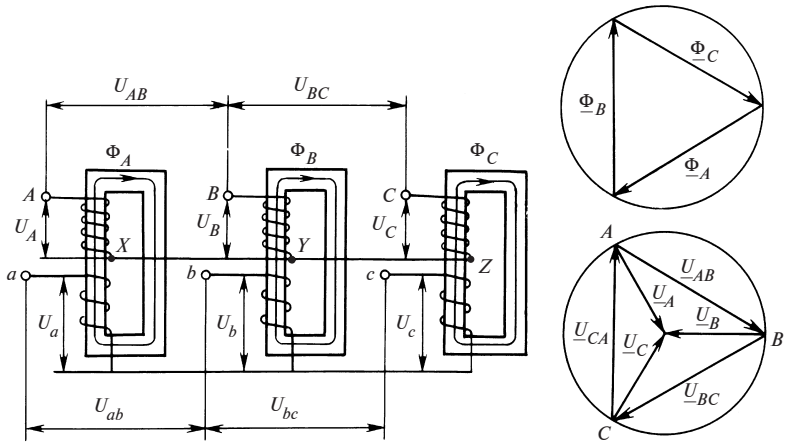


Рис. 4.1. Трансформация трехфазных токов группой однофазных трансформаторов

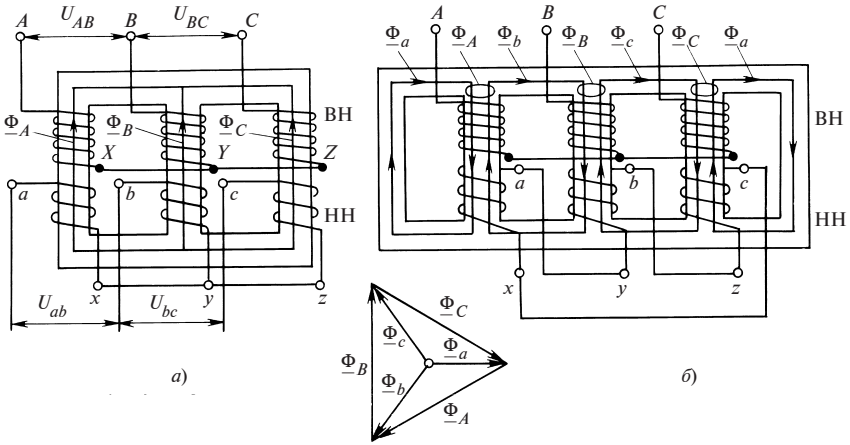


Рис. 4.2. Трехфазные трансформаторы стержневой (*а*) и бронестержневой (*б*) конструкций

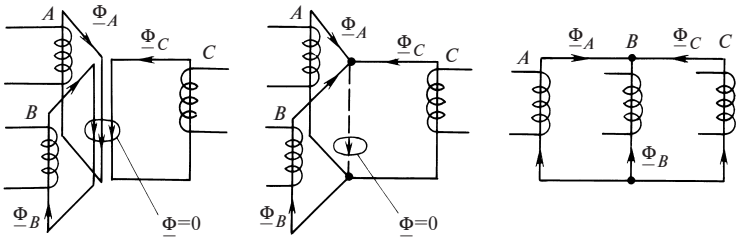


Рис. 4.3. Образование пространственного (*а*, *б*) и плоского (*в*) трехфазного магнитопровода из трех однофазных

Полученный таким образом магнитопровод иногда находит применение и называется «*пространственным трехфазным магнитопроводом*». Мгновенные потоки стержней *A* и *C* замыкаются в таком трансформаторе через стержень *B*, так как $\underline{\Phi}_B = -\underline{\Phi}_A - \underline{\Phi}_C$. Однако наибольшее распространение получил *плоский стержневой магнитопровод* (рис. 4.3, *в*) со стержнями, расположенными в одной плоскости, который отличается от «пространственного магнитопровода» тем, что у магнитопровода фазы *B* нет ярм и оси стержней всех фаз и ярм размещены в одной плоскости.

Магнитная цепь плоского магнитопровода обладает небольшой магнитной асимметрией, которая приводит к несимметрии намагничивающих токов. Из-за малости этих токов по сравнению с токами нагрузки эта несимметрия не опасна.

Магнитопровод бронестержневой конструкции (см. рис. 4.2, *б*) применяется в трансформаторах предельной мощности в целях уменьшения высоты ярм. Этот эффект достигается за счет образования дополнительных магнитных путей (в виде боковых стержней), по которым могут замыкаться магнитные потоки. Фазные потоки в бронестержневом магнитопроводе $\underline{\Phi}_A$, $\underline{\Phi}_B$ и $\underline{\Phi}_C$ можно представить образованными из потоков отдельных контуров $\underline{\Phi}_a$, $\underline{\Phi}_b$, $\underline{\Phi}_c$ (см. рис. 4.2, *б*), причем $\underline{\Phi}_A = \underline{\Phi}_b - \underline{\Phi}_a$, $\underline{\Phi}_B = \underline{\Phi}_c - \underline{\Phi}_b$, $\underline{\Phi}_C = = \underline{\Phi}_a - \underline{\Phi}_c$. Как видно из диаграммы потоков (см. рис. 4.2), построенной по данным расчета магнитной цепи, потоки контуров ярм образуют почти симметричную звезду (поток Φ_a несколько меньше потока $\Phi_b = \Phi_c$) и получаются в ярмах *b* и *c* почти в $\sqrt{3}$ раз меньшими, чем потоки в фазных стержнях [напомним, что в стержневом трансформаторе (см. рис. 4.2, *а*) потоки в ярмах не отличаются от потоков в фазных стержнях].

Более экономичным является трехфазный трансформатор, поэтому группу однофазных трансформаторов применяют лишь в тех случаях, когда трехфазный трансформатор соответствующей мощности не может быть использован из-за чрезмерно больших габаритных размеров или массы.

Обмотки отдельных фаз соединяются в звезду (см. рис. 4.1, 4.2, *а*), в треугольник (см. рис. 4.2, *б* — обмотка НН), реже по схеме зигзаг (рис. 4.4). При соединении звездой $U_л = U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = \sqrt{3}\,U_ф$, где $U_ф = U_A = U_B = U_C$; $I_л = I_ф$; при соединении треугольником $U_л = U_ф = = U_a = U_b = U_c = U_{ab} = U_{bc} = U_{ac}$; $I_л = \sqrt{3}\,U_ф$; при соединении по схеме зигзаг соотношения между напряжениями и токами получаются такими же, как и при соединении звездой, но для получения такого же

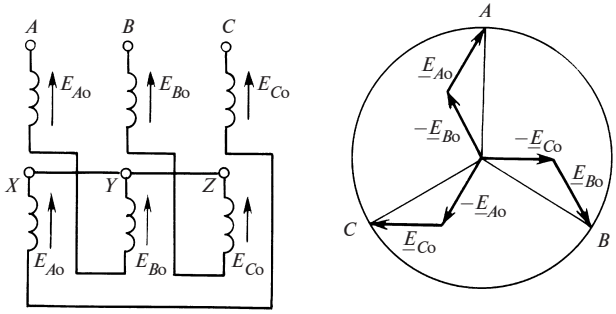


Рис. 4.4. Соединение по схеме зигзаг—звезда

фазного напряжения число витков в фазе должно быть увеличено в $2/\sqrt{3} = 1{,}16$ раза. Это приводит к увеличению стоимости трансформатора с обмоткой, соединенной по схеме зигзаг, которое только в известной мере окупается некоторыми эксплуатационными преимуществами схемы (в отношении формы кривых потоков и фазных ЭДС).

Схема соединения звездой согласно ГОСТ 11677-85 обозначается знаком Y, русской буквой У или латинской Y, соединение треугольником — знаком $\triangle$, русской буквой Д или греческой Δ; соединение зигзагом — латинской буквой *Z*.

Индекс «н» у буквенного обозначения звезды или зигзага поясняет то, что нулевая точка выведена из трансформатора и может быть использована для присоединения нейтрального привода.

Обмоткой высшего напряжения (ВН) называют обмотку, обладающую большим номинальным (линейным) напряжением; *обмоткой низшего напряжения* (НН) — обладающую меньшим напряжением.

Схему соединения двухобмоточного трансформатора обозначают в виде дроби, в числителе которой помещают обозначение обмотки. ВН, в знаменателе — обмотки НН. Например, схема соединения трансформатора по рис. 4.2, *а* обозначается Y/Y или У/У; схема по рис. 4.2, *б* обозначается Y/Δ или У/Д.

Начало и конец обмотки ВН однофазного трансформатора обозначают *А* и *X*, обмотки НН — *а* и *х*. Для начал и концов обмотки ВН трехфазного трансформатора применяют обозначения *A*, *B*, *C* и *X*, *Y*, *Z*; для обмотки НН — *a*, *b*, *c* или *x*, *y*, *z*; вывод нулевой точки звезды обозначают соответственно О (для ВН) и о (для НН)*.

4.2. Описание процессов в трехфазных трансформаторах при симметричной нагрузке

Для описания электромагнитных процессов в трехфазных трансформаторах при симметричной нагрузке может быть применена теория, развитая применительно к однофазным трансформаторам.

К одной фазе трехфазного трансформатора, образованной из первичной и вторичной обмоток, расположенных на одном стержне, полностью применимы все соотношения, выведенные для однофазного трансформатора. Требуется, правда, учесть некоторые особенности, связанные с намагничиванием магнитопроводов трехфазных трансформаторов (см. § 4.4) и расчетом намагничивающего тока (см. § 8.1). Однако из-за малости намагничивающих токов по сравнению с токами нагрузки несимметрия этих токов, связанная с несимметрией плоского

* В соответствии с ГОСТ 1494-77 (Электротехника. Буквенные обозначения основных величин) нейтральный провод обозначается буквой *N*.

трехфазного магнитопровода, существенного значения не имеет, и в расчет вводится эквивалентная симметричная система усредненных намагничивающих токов, которым соответствуют усредненные значения сопротивлений взаимной индукции ($Z_{0A} = Z_{0B} = Z_{0C}$), учитывающие магнитные связи между обмотками различных фаз.

Поскольку поля рассеяния сосредоточены в пространстве, занятом самими обмотками (см. § 8.2), поля рассеяния отдельных фаз можно рассматривать независимо от полей рассеяния других фаз, а сопротивления рассеяния фазных обмоток, обладающих одинаковыми размерами, считать не отличающимися друг от друга ($X_{1A} = X_{1B} = X_{1C}$, $X_{2A} = X_{2B} = X_{2C}$). Это относится и к активным сопротивлениям фаз (R_1, R_2).

Поэтому при симметричных первичных линейных напряжениях $U_{1л}$ и сопротивлениях нагрузки фазные токи и напряжения получаются симметричными. Это позволяет использовать простые соотношения между линейными и фазными величинами ($I_ф = I_л$; $U_ф = U_л / \sqrt{3}$ для соединения звездой и $U_ф = U_л$, $I_ф = I_л / \sqrt{3}$ для соединения треугольником) и применить для описания явлений в каждой из фаз уравнения, схему замещения и векторную диаграмму однофазного трансформатора (см. гл. 3), вводя в них фазные величины (напряжения, токи, сопротивления) и коэффициент трансформации, определенный по отношению фазных напряжений или витков:

$$n_{12} = \frac{U_{1\text{ном(ф)}}}{U_{2\text{ном(ф)}}} = \frac{w_1}{w_2}.$$

4.3. Схемы и группы соединения трансформаторов

При эксплуатации трансформаторов в электрических системах необходимо знать угол сдвига по фазе напряжений обмоток ВН и НН. Этот угол понимается как угол между напряжениями обмоток ВН и НН, измеренными на одноименных выводах, например, между напряжением обмотки ВН на выводах *A* и *B* и напряжением обмотки НН на выводах *a* и *b*.

При эксплуатации трансформаторов в электрических системах необходимо знать угол сдвига по фазе ЭДС обмоток высшего и низшего напряжений. Этот угол понимается как угол между ЭДС обмоток ВН и НН, измеренными на одноименных выводах, например, между ЭДС обмотки ВН на выводах *A* и *B* и ЭДС обмотки НН на выводах *a* и *b*.

Одно из возможных взаимных расположений комплексов линейных напряжений *AB* и *ab* в трехфазных трансформаторах показано на

рис. 4.5 (направление от *A* к *B* и соответственно от *a* к *b* говорит о выбранном положительном направлении).

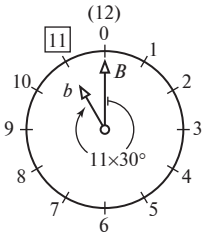


Рис. 4.5. Определение группы соединения обмоток

В однофазных трансформаторах угол между напряжениями ВН и НН может быть равен 0 или 180°, линейные напряжения ВН и НН трехфазных трансформаторов могут быть сдвинуты на угол, кратный 30°. Поскольку этот угол во всех случаях кратен 30°, его удобно выражать не в градусах или радианах, а в числе делений часового циферблата (угол между его соседними делениями равен 30°).

Трансформаторы, имеющие одинаковые углы между напряжениями, относятся к одной и той же *группе соединения*, характеризующейся своим *номером*.

При этом *под номером группы соединения понимается время на часах, минутная стрелка которых совмещена с напряжением ВН и установлена на цифре 0* (*12*)*, а часовая совмещена с одноименным напряжением НН* (*в трехфазных трансформаторах о номере группы судят по углу между линейными напряжениями*).

Применение этого правила иллюстрируется рис. 4.5, на котором показано взаимное расположение напряжения для трансформатора группы соединения 11.

В обозначении трансформатора номер группы соединения указывается после обозначения схемы соединения его обмоток (например, Y/Y-0 или Y/Δ-11). Если обмотки фаз ВН и НН намотаны в одну сторону, то при определенном обозначении выводов ВН в однофазном трансформаторе имеется два возможных варианта маркировки выводов НН, показанных на рис. 4.6. Поскольку обмотки сцеплены с одним и тем же потоком Ф, напряжения, обозначенные одинаковыми буквами (рис. 4.6, *а*), будут находиться в фазе или в противофазе (рис. 4.6, *б*). При увеличении потока Ф во времени (рис. 4.6, *а*) напряжения ВН и НН направлены от *X* к *A* и от *x* к *a* или напряжение ВН направлено в ту же сторону, а напряжение НН — от *a* к *x* (рис. 4.6, *б*).

Соединение однофазных трансформаторов по рис 4.6, *а* относится к группе 0 и обозначается 1/1-0, соединение по рис. 4.6, *б* относится к группе 6 и обозначается 1/1-6. Переход от группы 0 к группе 6 не требует пересоединений в самом трансформаторе, он может быть осуществлен путем перемаркировки выводов (*a* исправлено на *x*, *x* на *a*). В нашей стране однофазные трансформаторы выпускаются только с группой соединения 1/1-0.

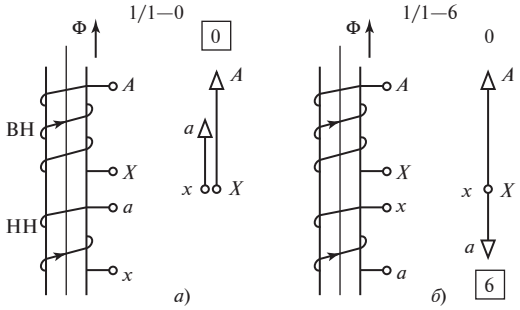


Рис. 4.6. Группы соединения обмоток и обозначения выводов однофазных трансформаторов

Распространяя на фазные обмотки ВН и НН трехфазного трансформатора все сказанное выше о фазах напряжений, можно выявить, что трехфазный трансформатор со схемой соединения Y/Y с маркировкой выводов по рис. 4.7, *а* относится, как видно из диаграммы напряжений, к группе 0 и обозначается Y/Y-0 (фазное напряжение *ax* совпадает по направлению с фазным напряжением *AX*; *by* совпадает с *BY*, *cz* совпадает с *CZ*; линейное напряжение *ab* совпадает с *AB*). Круговой перемаркировкой обозначений выводов (без внутренних пересоединений) из группы 0 можно получить группы (4) и [8]. При обозначениях выводов, указанных в круглых скобках (*a*), (*b*), (*c*), линейное напряжение (*a*) (*b*) совпадает по направлению с напряжением *BC* (так как эти напряжения измеряются на обмотках, расположенных на одних и тех же стержнях) и трансформатор переходит в группу соединения (4). При обозначениях выводов, указанных в квадратных скобках, напряжение [*a*] [*b*] совпадает по направлению с напряжением *CA* и трансформатор переходит в группу соединения [8]. Переход к соединению Y/Y-6 (рис. 4.7, *б*) требует переноса нулевой перемычки внутри трансформатора, изменяющей фазу всех напряжений обмотки НН на 180° (напряжение *ab* находится в противофазе с напряжением *AB*). Круговой перемаркировкой выводов из группы 6 получаются группы (10) и [2] (см. на рис. 4.7, *б* обозначения, указанные в круглых и квадратных скобках). Этим исчерпываются все возможные четные номера групп, которые могут быть получены при соединении Y/Y.

Нечетные номера групп получаются при соединении Y/Δ. При обозначениях выводов, указанных без скобок (*a*, *b*, *c*, *x*, *y*, *z* на рис. 4.7, *в*), линейное напряжение *ab*, являющееся одновременно фазным напряжением *yb*, совпадает по направлению с напряжением *YB* и трансформатор имеет группу соединения 11.

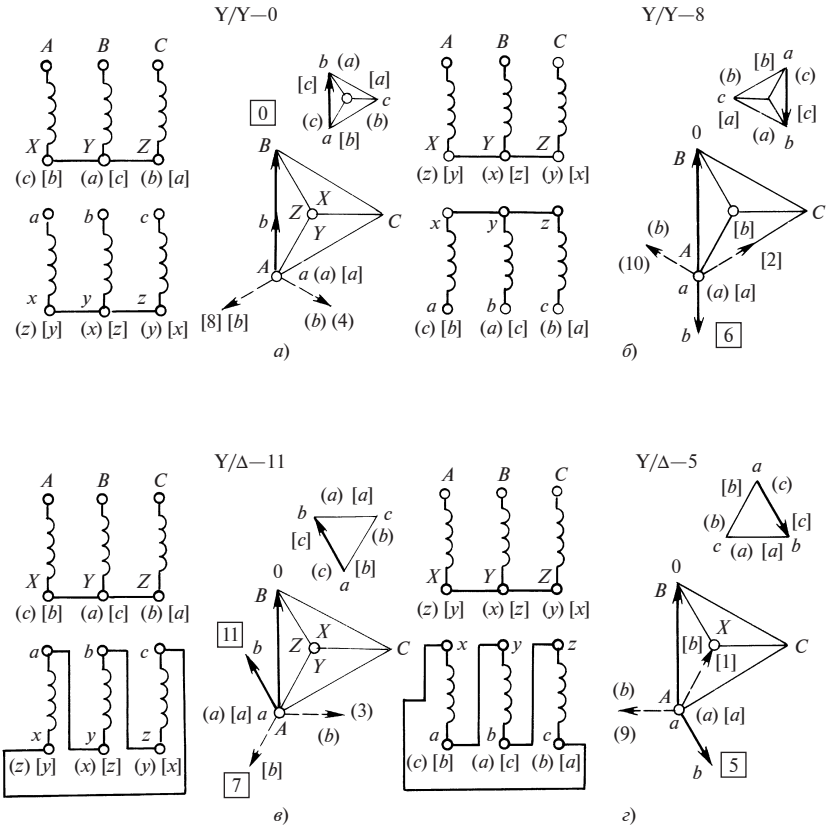


Рис. 4.7. Группы соединения трехфазных трансформаторов

Путем круговой перемаркировки обозначений выводов, показанной на рис. 4.7, *в*, в круглых и квадратных скобках получаются группы (3) и [7] (каждая перемаркировка поворачивает одинаково обозначенное напряжение на угол 120° = 4×30°, изменяя номер группы на 4).

Меняя местами обозначения начала и концов фазных обмоток, можно осуществить переход от группы 11 к группе 5 (рис. 4.7, *г* — обозначение без скобок) и, наконец, от 5-й группы круговой перестановкой обозначений выводов, показанной на рис. 4.7, *г*, перейти к группам (9) и [1].

Из всех возможных групп соединения трехфазных двухобмоточных трансформаторов используются только группы 0 и 11 с выводом в случае необходимости нулевой точки звезды ($Y/Y_н$-0, Y/Δ-11, $Y_н/\Delta$-11). Кроме того, ГОСТ 11677-85 предусмотрена группа соединения, в которой треугольником соединены обмотки ВН $\Delta/Y_н$-11. Как

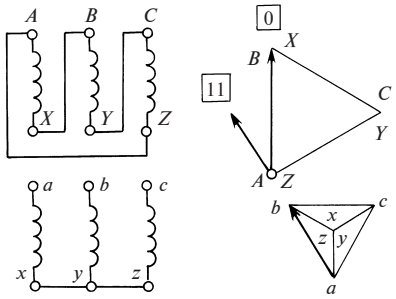


Рис. 4.8. Группа соединения Δ/Y-11

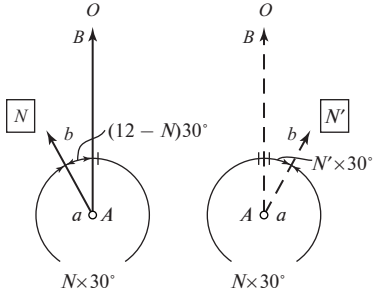


Рис. 4.9. Изменение группы трансформатора при использовании для обмотки ВН (НН) схемы и маркировки обмотки НН (ВН)

видно из рис. 4.8, в этом случае применяется иной способ образования треугольника, чем при соединении Y/Δ-11 (*A* соединяется с *Z*, в то время как в треугольнике на низкой стороне *a* соединялось с *y*). Если бы треугольник на стороне ВН был соединен так же, как треугольник на стороне НН в соединении Y/Δ-11 по рис. 4.8, то соединение Δ/Y имело бы группу 1, а не 11.

Представляет интерес выяснить в общем случае, как изменится номер группы, если превратить обмотку НН в обмотку ВН, а обмотку ВН в обмотку НН с сохранением их соединений и маркировки.

Очевидно, угол между линейными напряжениями ВН (*AB*) и НН (*ab*) сохранится и будет равен $30° \times N$ (рис. 4.9). Но теперь напряжение *ab* на диаграмме, показанной штриховой линией, будет на такой же угол $30° \times N$ опережать *AB*, на который оно отставало на диаграмме, показанной сплошными линиями. Поэтому если отсчитывать угол всякий раз от напряжения *AB* до напряжения *ab* по часовой стрелке, то угол во втором случае $30° \times N'$ будет углом, дополняющим до 360° угол $30° \times N$ в исходном состоянии:

$$30° \times N' + 30° \times N = 360°.$$

Таким образом, номер N' группы трансформатора можно определить

$$N' = 12 - N,$$

где N — номер группы в исходном состоянии (если $N = 11$, $N' = 12 - 11 = 1$).

Исходной группой для получения группы $\Delta/Y_н$-11 ($N' = 11$) служит группа $Y_н/\Delta$-1 ($N = 12 - N' = 1$), которая, в свою очередь, получается из группы $Y_н/\Delta$-11 путем изменения способа образования треугольника (см. ниже).

Следует заметить, что группа соединения трансформатора зависит не только от порядка маркировки начал и концов обмотки НН, но и от того, каким образом фазные обмотки объединены в треугольник. Треугольник на стороне НН должен образовываться путем соединения вывода a с выводом y; b с z и c с x, как сделано на рис. 4.7 или 4.10 сплошными линиями. Если вместо этого образовать треугольник путем соединения зажима a с зажимом z, b с x и c с y (рис. 4.10, штриховая линия), то напряжение обмотки НН, например ab, повернется на угол 180 – – 120 = 2×30° по часовой стрелке и номер группы соединения увеличится на 2 (при маркировке на рис. 4.10 вместо группы 3 получится группа 3 + 2 = 5). При соединении, показанном сплошными линиями, линейное напряжение ab, являющееся одновременно фазным напряжением yb, совпадает по направлению с напряжением ZC. При соединении, показанном штриховой линией, линейное напряжение ab, являющееся теперь фазным напряжением ax, совпадает по направлению с напряжением BY, т.е. поворачивается по сравнению с прежним соединением на указанный угол 2×30°.

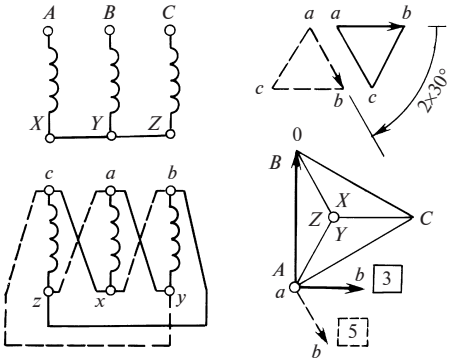


Рис. 4.10. Влияние способа образования треугольника на группу соединения

Это правило распространяется на любые другие нечетные группы соединения, и при использовании нерекомендуемого способа образования треугольника вместо группы N получается группа $N' = N + 2$. Вместо 11 получается 1, а также 5 вместо 3, 9 вместо 7, 3 вместо 1, 7 вместо 5 и 11 вместо 9.

Соединение по схеме зигзаг используется только для обмотки НН, причем стандартизуется только группа $Y/Z_н$-11 с выведенной нулевой точкой у зигзага.

4.4. Явления, возникающие в трехфазных трансформаторах при образовании магнитного поля

В § 2.5 при рассмотрении однофазных трансформаторов было выяснено, что при синусоидально изменяющемся потоке $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ намагничивающий ток i_0 получается несинусоидальным. Кроме основной гармонической $I_{01m} \sin \omega t$, имеющей угловую частоту ω, ток i_0

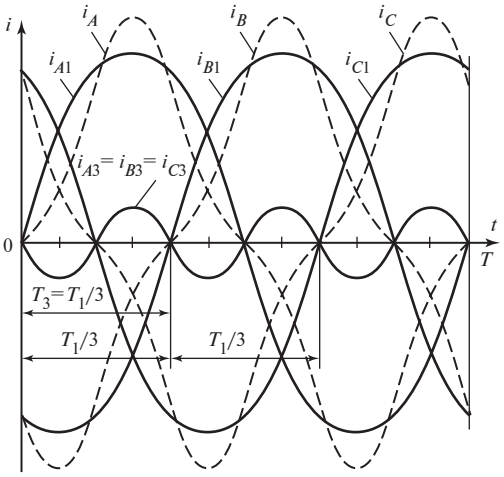


Рис. 4.11. Гармонические составляющие симметричной системы трехфазных токов

содержит высшие нечетные гармонические $I_{0km} \times$ $\times \sin k\omega t$, изменяющиеся с частотой $k\omega$, где k — нечетные числа 3, 5, 7, 9, 11, 13…:

$$i_0 = I_{01m} \sin \omega t + + \sum_k I_{0km} \sin k\omega t \; *.$$

При этом эффект искажения формы кривой тока i_0 проявляется тем резче (амплитуды высших гармонических I_{03m}, I_{05m} … тем больше), чем сильнее выражена нелинейность характеристики намагничивания $\Phi = f(i_0)$.

В трехфазных трансформаторах эффекты, связанные с нелинейностью характеристики намагничивания, заметно усложняются, а характер их проявления зависит от схем соединения обмоток и конструкции магнитопроводов. При трансформации трехфазных токов может происходить искажение синусоидальности не только намагничивающих токов, но и магнитных потоков и фазных напряжений.

Напомним предварительно о некоторых особенностях гармонических составляющих токов и потоков в симметричных трехфазных системах. В симметричной трехфазной системе несинусоидальные фазные величины (токи, напряжения, потоки) во всех фазах изменяются одинаковым образом, но сдвинуты во времени на треть периода $T_1/3$, где $T_1 = 2\pi/\omega$ (см. рис. 4.11, на котором показана симметричная система трехфазных несинусоидальных токов i_A, i_B, i_C).

Первые гармонические фазных величин (например, токов) сдвинуты также на треть периода и образуют симметричную систему прямой последовательности (рис. 4.11):

$$i_{A1} = \sqrt{2} I_{A1} \sin \omega t;$$

$$i_{B1} = \sqrt{2} I_{A1} \sin (\omega t - 2\pi/3);$$

$$i_{C1} = \sqrt{2} I_{A1} \sin (\omega t + 2\pi/3).$$

* Здесь и далее учитываются только реактивные составляющие тока холостого хода.

Сумма фазных величин (например, токов) такой последовательности всегда равна нулю:

$$i_{A1} + i_{B1} + i_{C1} = 0. \tag{4.1}$$

В этом легко убедиться, представив фазные величины (например, токи) в виде симметричной системы комплексов:

$$\underline{I}_{A1};\ I_{B1} = I_{A1}\mathrm{e}^{-j(2\pi/3)};\ I_{C1} = I_{A1}\mathrm{e}^{j(2\pi/3)}.$$

Такие же симметричные системы прямой или обратной последовательности образуются всеми гармоническими составляющими, порядок которых k не кратен 3, т.е. нечетными гармоническими порядка

$$k = 6c \pm 1, \tag{4.2}$$

где $c = 0, 1, 2, 3\ldots$,

$$i_{Ak} = \sqrt{2}I_{Ak}\sin k\omega t;$$

$$i_{Bk} = \sqrt{2}I_{Ak}\sin k(\omega t - 2\pi/3) = \sqrt{2}I_{Ak}\sin(k\omega t \mp 2\pi/3);$$

$$i_{Ck} = \sqrt{2}I_{Ak}\sin k(\omega t + 2\pi/3) = \sqrt{2}I_{Ak}\sin(k\omega t \pm 2\pi/3).$$

При $k = 6c + 1$, чему соответствуют верхние знаки в аргументе синусов, образуется система величин (токов) прямой последовательности; при $k = 6c - 1$ (нижние знаки в аргументах синусов) — система величин (токов) обратной последовательности. Сумма k-х гармонических фазных величин также равна нулю:

$$i_{Ak} + i_{Bk} + i_{Ck} = 0. \tag{4.3}$$

Гармонические фазных величин, порядок которых кратен трем, т.е. гармонические порядка

$$k = 6c + 3, \tag{4.4}$$

где $c = 0, 1, 2, 3\ \ldots$, образуют систему нулевой последовательности, в которой величины (токи) всех фаз совпадают во времени:

$$i_{\substack{Bk\\(Ck)}} = \sqrt{2}I_{Ak}\sin k(\omega t \mp 2\pi/3) = \sqrt{2}I_{Ak}\sin k\omega t = i_{Ak};$$

$$i_{Ak} = i_{Bk} = i_{Ck}. \tag{4.5}$$

Применительно к третьим гармоническим токов это свойство иллюстрируется на рис. 4.11.

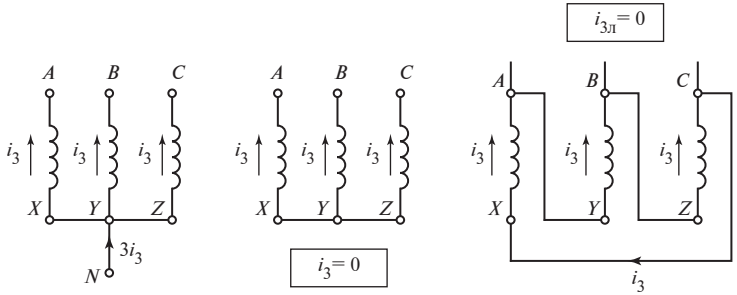


Рис. 4.12. Третьи гармонические токов в различных схемах соединения

Посмотрим теперь, какие дополнительные ограничения накладываются на несинусоидальные токи при различных схемах соединения обмоток. Все гармонические, порядок которых не кратен трем, т.е. 1, 5, 7, 11, 13 …, образуют системы токов прямой или обратной последовательности и могут свободно протекать по фазам при любой схеме соединения. В нейтральном проводе такие гармонические не протекают, так как их сумма всегда равна нулю. Линейные токи таких гармонических при соединении обмоток треугольником в $\sqrt{3}$ раз превышают фазные, например

$$I_{AB1} = I_{BC1} = I_{CA1} = \sqrt{3} I_{A1}, \qquad (4.6)$$

где $\underline{I}_{AB1} = \underline{I}_{A1} - \underline{I}_{B1}$.

Все гармонические, порядок которых кратен трем, т.е. 3, 9, 15, …, не могут существовать при соединении Y без нейтрального провода (рис. 4.12). При соединении звездой с нейтральным проводом $Y_н$ по нулевому проводу протекает ток, равный утроенному фазному, например

$$i_{A3} + i_{B3} + i_{C3} = 3i_{A3}. \qquad (4.7)$$

При соединении обмоток треугольником третьи гармонические фазных токов замыкаются в пределах контура треугольника и отсутствуют в линейных проводах.

Почти аналогичная картина наблюдается при рассмотрении несинусоидальных потоков в различных конструктивных исполнениях магнитопроводов*.

В трехфазной группе однофазных трансформаторов, показанной на рис. 4.13, *а*, третьи гармонические потоков фаз $\Phi_{A3} = \Phi_{B3} = \Phi_{C3} = \Phi_3$ замыкаются в пределах магнитопровода по тому же пути, что и

* Далее учитываются гармонические только первого и третьего порядков.

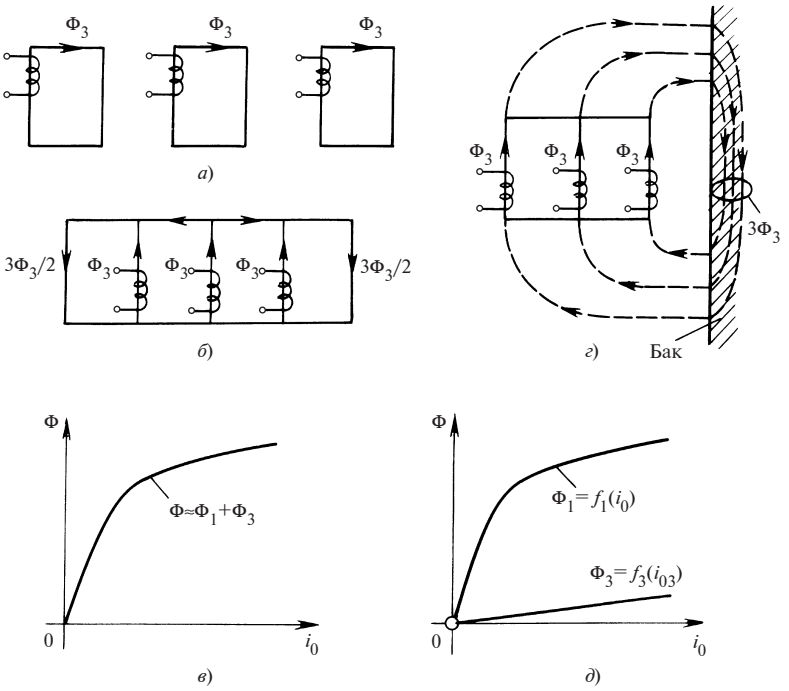


Рис. 4.13. Третьи гармонические потоков в различных конструкциях магнитопроводов

первые гармонические. Поток $\Phi \approx \Phi_1 + \Phi_3$ и его зависимость от намагничивающего тока i_0 выражаются характеристикой намагничивания $\Phi = f(i_0)$ (рис. 4.13, *в*).

В трансформаторе с бронестержневым магнитопроводом, показанном на рис. 4.13, *б*, боковые стержни играют такую же роль, как нейтральный провод в обмотке, соединенной звездой. Они образуют раздвоенный «нейтральный магнитопровод», через который замыкаются третьи гармонические потоков. В каждом из боковых стержней третья гармоническая потока равна $3\Phi_3/2$.

Через боковые стержни замыкаются и первые гармонические потоков Φ_{A1}, Φ_{B1}, Φ_{C1}, поэтому в первом приближении зависимость несинусоидального потока $\Phi \approx \Phi_1 + \Phi_3$ от намагничивающего тока i_0 может считаться совпадающей с характеристикой намагничивания бронестержневого трансформатора при синусоидальном потоке (рис. 4.13, *в*).

В трехфазном стержневом трансформаторе, в котором нет «нейтрального магнитопровода» в виде боковых стержней, третьи гармонические потоков фаз (рис. 4.13, *г*) замыкаются через стенки бака, встречая на своем пути большие сопротивления немагнитных промежутков. Поэтому магнитное сопротивление для третьих гармонических потоков получается в десятки раз большим, чем для первых гармонических, которые замыкаются в пределах магнитопровода. Первую и третью гармонические приходится определять по различным характеристикам намагничивания: третью гармоническую Φ_3 — по линейной характеристике $\Phi_3 = f_3(i_3)$, первую Φ_1 — по нелинейной характеристике намагничивания, полученной для синусоидально изменяющегося потока $\Phi_1 = f_1(i_0)$, после введения в нее вместо тока i_0 тока $i_0 — i_3$, МДС которого соответствует первой гармонической потока (рис. 4.13, *д*).

Оценим теперь возможные формы намагничивающих токов, потоков и напряжений при различных схемах соединений обмоток и конструктивных исполнениях магнитопроводов, полагая, что трансформаторы питаются в режиме холостого хода со стороны обмотки ВН.

1. Трехфазная группа однофазных трансформаторов, соединенная Δ/Y. При питании со стороны треугольника на стороне ВН фазное напряжение совпадает с линейным синусоидальным напряжением. Поэтому все однофазные трансформаторы включены на синусоидальное напряжение и процессы при их намагничивании протекают таким же образом, как в отдельном однофазном трансформаторе при синусоидальном напряжении (см. § 2.5): поток изменяется гармонически, а фазный намагничивающий ток несинусоидален.

Форма намагничивающего тока такая же, как на рис. 2.4.

В линейных проводах протекают токи, порядок которых не кратен трем (главным образом первая гармоническая $i_{01л}$). При этом их действующие значения в $\sqrt{3}$ превышают действующие значения фазных величин $I_{01л} = \sqrt{3} I_{01}$ [см. (4.6)]. Гармонические, порядок которых кратен трем (главным образом i_{03}), замыкаются в пределах контура треугольника и в линейных проводах отсутствуют (см. рис. 4.12). Поскольку потоки фаз содержат только первые гармонические составляющие Φ_{A1}, Φ_{B1}, Φ_{C1}, все сказанное в полной мере относится к бронестержневым или стержневым трехфазным трансформаторам, соединенным по схеме Δ/Y.

2. Трехфазная группа однофазных трансформаторов, соединенных Y/Y и Y/Δ. При синусоидальных линейных напряжениях на стороне ВН в фазных напряжениях могут содержаться как первые гармонические, так и гармонические, порядок которых кратен трем,

другие высшие гармонические, например пятая, седьмая и т.д., в фазных напряжениях содержаться не могут, так как при этом они имелись бы и в линейных напряжениях.

Намагничивающие токи в схеме Y без нейтрального провода (см. рис. 4.12) могут содержать все гармонические, кроме третьей. Если пренебречь всеми гармоническими токов, кроме первой, то с достаточным приближением можно считать намагничивающий ток синусоидальным $i_0 \approx i_{01}$ (рис. 4.14). Магнитные потоки в группе однофазных трансформаторов (см. рис. 4.13) содержат (если учесть, что они не должны индуктировать пятые и седьмые гармонические фазных напряжений) только первые и третьи гармонические $\Phi \approx \Phi_1 + \Phi_3$.

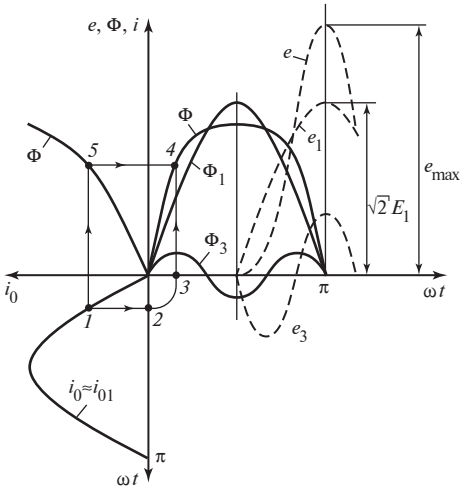


Рис. 4.14. Гармонические составляющие тока, потока и фазной ЭДС в трехфазной группе однофазных трансформаторов при соединении Y/Y

Форма кривой магнитного потока определяется графически по характеристике намагничивания $\Phi = f(i_0)$ при синусоидальном намагничивающем токе $i_0 \approx i_{01}$ (в действительности этот ток должен содержать пятую и седьмую гармонические, так как в потоке пятые и седьмые гармонические отсутствуют).

Фазный поток Ф на рис. 4.14 определен с точностью до третьей гармонической (последовательность поступления указана на рисунке цифрами *1—5*). Видно, что кривая потока сильно уплощена. Это приводит к искажению синусоидальности фазных ЭДС и напряжений. При уплощенном потоке фазная ЭДС имеет резко выраженный пик (см. рис. 4.14), который может на 60—90 % превышать амплитуду первой гармоники. При этом изоляцию трансформатора приходится рассчитывать по амплитуде ЭДС пикообразной формы, что приводит к удорожанию трансформатора. Поэтому схема Y/Y не используется при группе трансформаторов или при бронестержневом магнитопроводе.

С этой точки зрения более благоприятна схема Y/Δ. При питании такого трансформатора со стороны ВН, соединенной звездой, искажение синусоидальности потоков и фазных ЭДС получается незначи-

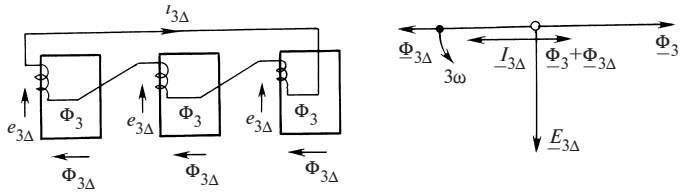


Рис. 4.15. Демпфирование третьих гармонических потоков токами, замыкающимися по контуру треугольника

тельным. Третьи гармонические потоков Φ_3 в магнитопроводе любого исполнения ослабляются при таком соединении третьими гармоническими токов i_3, замыкающимися по контуру обмотки НН, соединенной треугольником. Потоки Φ_3 (рис. 4.15) индуктируют в фазах обмотки, соединенной треугольником, ЭДС $e_{3\Delta}$; под воздействием этих ЭДС появляются токи $i_{3\Delta}$. Поскольку контур треугольника обладает небольшим (практически индуктивным) сопротивлением, эти токи отстают от ЭДС на угол, близкий к $\pi/2$, и образуют потоки $\Phi_{3\Delta}$, почти полностью компенсирующие потоки Φ_3.

3. Трехфазный стержневой трансформатор, соединенный Y/Y; $Y/Y_н$; Y/Δ; $Y_н/\Delta$. При соединении Y/Y в обмотке ВН, питаемой синусоидальным напряжением, могут существовать гармонические тока, порядок которых не кратен трем (см. рис. 4.12). Пренебрегая всеми гармоническими тока, кроме первой, можно считать ток в обмотке ВН синусоидальным $i_0 \approx i_{01}$.

Магнитные потоки в стержневом трансформаторе, порядок которых кратен трем, замыкаются через большие воздушные промежутки (см. рис. 4.13, *г*) и при тех же МДС значительно меньше, чем в группе однофазных трансформаторов или в бронестержневом трансформаторе (см. рис. 4.13, *а*, *б*), из-за малости потока Φ_3 по сравнению с потоком Φ_1 (остальные гармонические потока не учитываются); можно считать, что потоки Φ_1 и Φ_3, замыкающиеся по различным путям, не оказывают влияния друг на друга и образуются своими намагничивающими токами i_0 и i_{03} (см. рис. 4.13, *б*).

Задавшись первой гармонической потока Φ_1 и используя характеристику $\Phi_1 = f(i_0)$, можно найти форму тока i_0 (последовательность построения указана на рис. 4.16 цифрами *1—10*). Видно, что ток i_0 должен содержать первую i_{01} и третью i'_{03} гармонические:

$$i_0 = i_{01} + i'_{03}.$$

Но в обмотке, соединенной звездой, может протекать только ток $i_{01} = i_0 - i'_{03}$, который можно представить образованным из тока i_0 и тока $i''_{03} = -i'_{03}$. Ток i_0 образует поток Φ_1, а ток $i''_{03} = -i'_{03}$, компенсирующий третью гармоническую тока i_0, образует третью гармоническую потока $\Phi_3 = f_3(i''_{03})$. Как видно из построения точки *9* кривой Φ_3, амплитуда этого потока получается небольшой и поток $\Phi = \Phi_1 + \Phi_3$ искажается незначительно. Однако третьи гармонические потока замыкаются в стержневом трансформаторе при соединении Y/Y по конструктивным частям и стенкам бака, что может заметно увеличивать потери холостого хода.

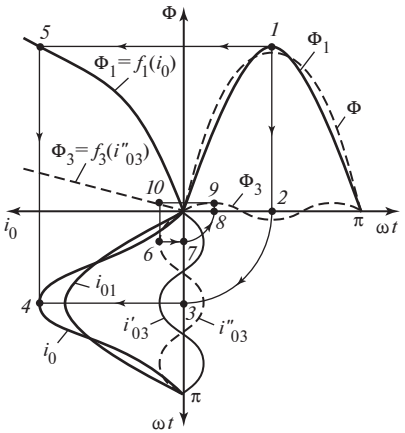


Рис. 4.16. Гармонические составляющие тока и потока в трехфазном стержневом трансформаторе при соединении Y/Y

В целях уменьшения добавочных потерь холостого хода и улучшения формы фазных напряжений обмотки стержневых трансформаторов соединяют по схемам $Y/Y_н$, Y/Δ, $Y_н/\Delta$. При этом третьи гармонические потоков ослабляются еще в большей степени токами третьих гармонических, замыкающихся в контуре треугольника или по нейтральному проводу $Y_н$ (потери в обмотках от этих токов меньше, чем потери от третьих гармонических потоков в конструктивных частях и баке).

При соединении $Y_н$ третьи гармонические токов протекают в линейных проводах и замыкаются через емкости линии передачи и нейтральный провод. Они оказывают вредное влияние на линии связи или вызывают добавочные потери в оболочках кабелей, поскольку их внешнее магнитное поле в соответствии с законом полного тока не равно нулю.

По этой причине соединение $Y/Y_н$-0 используется в небольших трансформаторах, работающих на местную нагрузку. В остальных случаях рекомендуются схемы Y/Δ-11, $Y_н/\Delta$-11. Соединение Y/Y стандартом вообще не предусматривается.

Глава пятая

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ПОТЕРЬ ТРАНСФОРМАТОРА

5.1. Определение параметров и потерь из опыта холостого хода

Для экспериментального определения параметров и потерь трансформатора наиболее удобно использовать два крайних режима работы трансформатора: *режим холостого хода* и *режим короткого замыкания.*

Процессы в трансформаторе в режиме холостого хода уже рассматривались в гл. 2. Уравнения трансформатора при холостом ходе с учетом сопротивления первичной обмотки Z_1 могут быть получены из общих уравнений (3.8), (3.13), (3.19), (3.20), если считать сопротивление нагрузки $Z_N = \infty$, $I_2 = 0$:

$$\left.\begin{aligned} &\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1 \underline{I}_1 = \underline{I}_1(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0); \\ &\underline{U}_2' = -\underline{E}_2' = -\underline{E}_1 = \underline{Z}_0 \underline{I}_0; \\ &\underline{I}_1 = \underline{I}_0. \end{aligned}\right\} \qquad (5.1)$$

В схеме замещения на рис. 3.6 при холостом ходе следует полагать $Z_N' = \infty$. Имея в виду [см. (3.33)], что $Z_1 << Z_0$, можно считать $\underline{Z}_1 = 0$ и $\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 = \underline{Z}_0 \underline{I}_0$*. Режим холостого хода не требует дорогостоящего оборудования, которое потребовалось бы, если бы параметры определялись из опытов при нагрузке. Опыт холостого хода проводится при разомкнутой (ненагруженной) вторичной обмотке по схеме рис. 5.1, *а*. Мощность источника регулируемого напряжения, питающего первичную обмотку, невелика и составляет всего несколько процентов мощности исследуемого трансформатора.

Напряжение U_1 плавно поднимается от нуля до $1{,}1U_{1\,\text{ном}}$. При номинальной частоте $f = f_\text{н}$ измеряются ток $I_1 = I_0$ (для трехфазного

* Допущение $Z_1 = 0$ было принято в гл. 2 (сопротивление Z_1 составляет не более 1/1000 сопротивления Z_0).

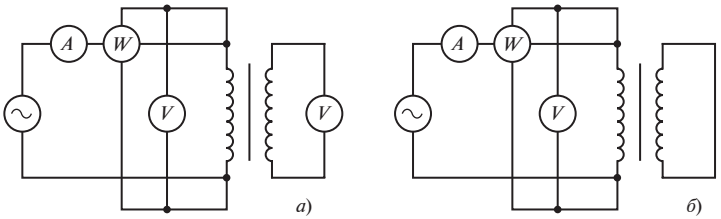


Рис. 5.1. Схемы опытов холостого хода (*а*) и короткого замыкания (*б*) однофазного трансформатора

трансформатора во всех фазах) и мощность P_0, потребляемая трансформатором. По данным измерений строятся зависимости фазного тока холостого хода I_0, мощности P_0 и $\cos\varphi = P_0/U_1I_0$ от фазного напряжения U_1. Для трехфазного трансформатора зависимости строятся для среднего фазного тока $I_0 = (I_{0A} + I_{0B} + I_{0C})/3$ и среднего фазного напряжения $U_1 = (U_A + U_B + U_C)/3$, по I_0 и U_1 определяется $\cos\varphi_0$.

По данным опыта холостого хода при *номинальном напряжении* рассчитываются следующие параметры трансформатора.

1. Коэффициент трансформации, определяемый как отношение вторичного напряжения к первичному при холостом ходе,

$$n_{12} = w_1/w_2 = E_{1\,\text{ном}}/E_{2\,\text{ном}} \approx U_{1\,\text{ном}}/U_{2\,\text{ном}}.$$

2. Ток холостого хода в относительных единицах (долях номинального тока)

$$i_0 = I_{0\,\text{х}}/I_{1\,\text{ном}}.$$

Ток холостого хода должен находиться в пределах, определяемых (3.33), (3.34).

3. Сопротивление взаимной индукции, определяемое при $Z_1 \approx 0$ из (5.1),

$$Z_0 \approx U_{1\,\text{ном}}/I_{0\,\text{х}} = Z_{\text{х}},$$

его активная

$$R_0 = P_0/3I_{0\,\text{х}}^2 = Z_0\cos\varphi_0$$

и реактивная

$$X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} \approx Z_0\sin\varphi_0 \approx Z_0$$

составляющие.

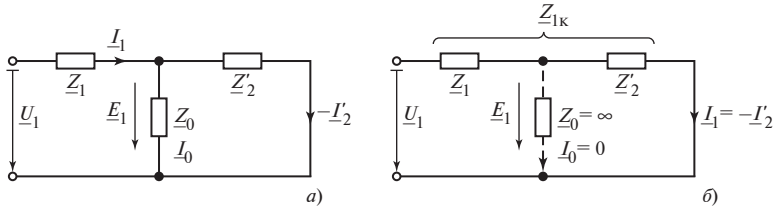


Рис. 5.2. Схемы замещения при коротком замыкании:
а — полная; *б* — упрощенная

4. Потери холостого хода при $U_1 = U_{1\,ном}$ практически не отличаются от магнитных потерь $P_{м.х}$, поскольку электрические потери в первичной обмотке в этом режиме $P_{э1х} = 3R_1 I_{0х}^2$ из-за малости тока $I_{0х}$ во много раз меньше магнитных потерь.

Как было показано в гл. 3, магнитный поток при номинальной нагрузке остается почти таким же, как при холостом ходе (если сохраняется напряжение U_1). Поэтому магнитные потери при номинальной нагрузке $P_{м.ном}$ приблизительно равны магнитным потерям при холостом ходе $P_{м.х}$ и полным потерям холостого хода $P_{0х}$ при номинальном напряжении

$$P_{м.ном} = P_{м.х} = P_0. \tag{5.2}$$

5.2. Определение параметров и потерь из опыта короткого замыкания

В режиме короткого замыкания сопротивление вторичной нагрузки $Z_N = 0$; напряжение вторичной обмотки U_2 также равно нулю (в трехфазном трансформаторе имеется в виду симметричное короткое замыкание вторичных выводов, когда все они замкнуты между собой накоротко). Уравнения трансформаторов при коротком замыкании могут быть получены из общих уравнений (3.8), (3.13), (3.19), (3.20):

$$\left.\begin{aligned} &\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1 \underline{I}_1; \\ &-\underline{E}_1 = -\underline{E}'_2 = -Z'_2 I'_2 = \underline{Z}_0 \underline{I}_0; \\ &\underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}'_2. \end{aligned}\right\} \tag{5.3}$$

Из этих уравнений или схемы замещения при коротком замыкании, показанной на рис. 5.2, *а*, могут быть определены токи в первич-

ной и вторичной обмотках, намагничивающий ток и ЭДС взаимной индукции при коротком замыкании:

$$\left.\begin{aligned}
\underline{I}_1 &= \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z} + \dfrac{\underline{Z}'_2 \underline{Z}_0}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}_0}} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_к} \approx \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2}; \\
-\underline{I}'_2 &= \underline{I}_1 \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}_0} \approx \underline{I}_1; \\
\underline{I}_0 &= \underline{I}_1 \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}_0} \approx \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_0} \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_к} = \underline{I}_{0x} \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_к}; \\
-\underline{E}_1 &= \underline{Z}_0 \underline{I}_0 \approx \underline{Z}_0 \underline{I}_{0x} \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_к} = \underline{U}_1 \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_к},
\end{aligned}\right\} \qquad (5.4)$$

где

$$\left.\begin{aligned}
&\underline{Z}_к = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}'_2 \underline{Z}_0}{\underline{Z}'_2 + \underline{Z}_0} \approx \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 = R_к + jX_к; \\
&R_к \approx R_1 + R'_2; \quad X_к \approx X_1 + X'_2
\end{aligned}\right\} \qquad (5.5)$$

— сопротивление короткого замыкания трансформатора и его активная и реактивная составляющие (сопротивление трансформатора, короткозамкнутого со стороны вторичной обмотки, по отношению к первичной сети).

Приближенные выражения для I_1, I'_2, I_0 и E_1 получены при $I_0 << I_1$, $Z_1 << Z_0$, $Z'_2 << Z_0$ [см. (3.33)] и отличаются весьма большой точностью. Им соответствуют упрощенная схема замещения при коротком замыкании на рис. 5.2, *б* и векторная диаграмма на рис. 5.3. Как видно из диаграммы, напряжение при коротком замыкании $\underline{U}_1 = \underline{Z}_к \underline{I}_1$ представляет собой гипотенузу треугольника, катетами которого являются активная $R_к \underline{I}_1$ и реактивная $jX_к \underline{I}_1$ составляющие этого напряжения.

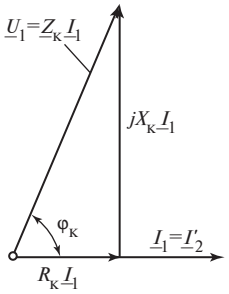


Рис. 5.3. Векторная диаграмма трансформатора при короткозамкнутой вторичной обмотке ($I_0 \approx 0$)

Прямоугольный треугольник напряжений (или сопротивлений) при коротком замыкании

называется *треугольником короткого замыкания*, угол $\varphi_к$ = = arctg $X_к/R_к$ называется *углом короткого замыкания*.

Приняв дополнительно [см. (3.33)], что

$$\underline{Z}_1 \approx \underline{Z}'_2 = \underline{Z}_к / 2\,, \tag{5.6}$$

и полагая характеристику намагничивания линейной, можно получить еще более простые выражения для намагничивающего тока и ЭДС:

$$\left.\begin{aligned} &\underline{I}_1 = -\underline{I}'_2 = \underline{U}_1 / \underline{Z}_к; \\ &\underline{I}_0 = \underline{U}_1 / 2\,\underline{Z}_0 = \underline{I}_{0х} / 2; \\ &-E_1 = \underline{Z}_0\,\underline{I}_{0х} / 2 = \underline{U}_1 / 2, \end{aligned}\right\} \tag{5.7}$$

из которых вытекает, что приведенный вторичный ток при коротком замыкании, как и в режиме номинальной нагрузки, не отличается от первичного тока; намагничивающий ток приблизительно в 2 раза меньше, чем при холостом ходе с тем же напряжением U_1; ЭДС взаимной индукции приблизительно в 2 раза меньше первичного напряжения или ЭДС при холостом ходе.

Если короткое замыкание на выводах вторичной обмотки происходит при номинальном первичном напряжении $U_1 = U_{1\,ном}$, то после переходного процесса, который будет рассмотрен в § 13.2, устанавливаются опасные для трансформатора токи короткого замыкания в первичной и вторичной обмотках (5.6), (5.7). В относительных единицах (3.33) эти токи равны

$$I_{2*} = I_{1*} = U_{1\,ном*} / Z_{к*} = 16 \div 7, \tag{5.8}$$

т.е. в 16—7 раз превышают номинальные токи в обмотках.

Повышение температуры обмоток при длительном протекании таких токов привело бы к нарушению электрической и механической прочности изоляции. Поэтому режим короткого замыкания воспроизводится опытным путем при пониженном напряжении U_1, выбранном таким образом, чтобы токи в обмотках не превышали номинальных токов.

В относительных единицах это напряжение не должно превышать

$$U_{1*} < U_{1\,к*} = Z_{к*} I_{1\,ном*} = Z_{к*} = 2(0{,}03 \div 0{,}07) = 0{,}06 \div 0{,}14.$$

Опыт короткого замыкания проводится при короткозамкнутой вторичной обмотке по схеме рис. 5.1, *б*. Для него, так же как для опыта холостого хода, не требуется громоздких нагрузочных сопротивлений и источника регулируемого напряжения большой мощности.

При токе короткого замыкания, равном номинальному, мощность источника составляет не более 0,06—0,14 номинальной мощности трансформатора. Напряжение плавно поднимается от нуля до $(0{,}06 \div 0{,}14)U_{1\,\text{ном}}$. При номинальной частоте $f = f_{\text{ном}}$ измеряются те же величины, что и в опыте холостого хода: первичный ток I_1, потребляемая трансформатором мощность $P_{\text{к}}$.

По данным измерений строятся зависимости фазного тока I_1, мощности $P_{\text{к}}$ и $\cos\varphi_{\text{к}}$ от фазного напряжения U_1. Графически определяются значения $U_{1\,\text{к}}$, $P_{\text{к}}$ и $\cos\varphi_{\text{к}}$ при номинальном первичном токе $I_1 = I_{1\,\text{ном}}$. Для трехфазного трансформатора зависимости строятся для среднего фазного тока I_1, среднего фазного напряжения U_1; по средним значениям I_1 и U_1 определяется $\cos\varphi_{\text{к}} = P_{\text{к}}/(3U_1I_1)$.

По данным опыта короткого замыкания при *номинальном токе* рассчитываются следующие параметры трансформатора:

1. Сопротивление короткого замыкания, определяемое из (5.7),

$$Z_{\text{к}} = U_{1\,\text{к}}/I_{1\,\text{ном}},$$

его активная

$$R_{\text{к}} = P_{\text{к}}/3I_{1\,\text{ном}}^2 = Z_{\text{к}}\cos\varphi_{\text{к}}$$

и реактивная

$$X_{\text{к}} = \sqrt{Z_{\text{к}}^2 - R_{\text{к}}^2} = Z_{\text{к}}\sin\varphi_{\text{к}}$$

составляющие.

Активная составляющая этого сопротивления складывается из активных сопротивлений обмоток $R_{\text{к}} = R_1 + R_2'$, поэтому в опыте должна фиксироваться температура обмоток Θ, при которой определено сопротивление $R_{\text{к}}$. Измеренное значение сопротивления приводят к условной температуре 75 °С:

$$R_{\text{к}75} = R_{\text{к}}[1 + 0{,}004(75 - \Theta)].$$

Реактивная составляющая сопротивления короткого замыкания является суммой индуктивных сопротивлений рассеяния $X_{\text{к}} = X_1 + X_2'$, которые (см. гл. 3) не зависят от токов в обмотках. Поэтому и сопротивление $X_{\text{к}}$ не зависит от тока, при котором оно определяется.

Полное сопротивление короткого замыкания и $\cos\varphi_{\text{к}}$ также приводят к температуре 75 °С:

$$Z_{\text{к}75} = \sqrt{R_{\text{к}75}^2 + X_{\text{к}}^2}, \quad \cos\varphi_{\text{к}75} = R_{\text{к}75}/Z_{\text{к}75}.$$

2. Потери короткого замыкания $P_к$ при $I = I_{1ном}$ практически не отличаются от электрических потерь в первичной и вторичной обмотках при номинальных токах

$$P_{эном} = P_{э1ном} + P_{э2ном} = 3R_1 I_{1ном}^2 + 3R_2 I_{2ном}^2 =$$

$$= 3R_1 I_{1ном}^2 + 3R_2' I_{2ном}'^2 = 3R_к I_{1ном}^2,$$

поскольку эти потери во много раз превышают магнитные потери при коротком замыкании $P_{м.к}$.

При напряжении $U_{1к} = (0{,}06 \div 0{,}14) U_{1ном}$ получаем ЭДС $E_{1к} = U_{1к}/2 = (0{,}03 \div 0{,}07) U_{1ном}$. Магнитный поток и индукция в сердечнике трансформатора, пропорциональные $E_{1к}$, составляют 0,03—0,07 от своих значений при холостом ходе. Магнитные потери, пропорциональные квадрату индукции, составляют $(0{,}03 \div 0{,}07)^2 = 0{,}9 \cdot 10^{-3}$—$5 \cdot 10^{-3}$ от магнитных потерь $P_м$ в номинальном режиме и $2 \cdot 10^4$—$12 \cdot 10^{-4}$ электрических потерь при номинальном токе.

3. Напряжение короткого замыкания — это *напряжение, которое нужно подвести к выводам одной из обмоток при замкнутой накоротко другой обмотке, чтобы в них установились номинальные токи при условии, что температура обмоток равна 75 °С.* При питании со стороны первичной обмотки напряжение короткого замыкания в абсолютных единицах равно

$$U_{1к} = Z_{к75} I_{1ном}.$$

Обычно напряжение короткого замыкания выражают в относительных единицах или в процентах

$$u_к = U_{1к*} = \frac{U_{1к}}{U_{1ном}} = Z_{к*} \text{ или } \frac{U_{1к}}{U_{1ном}} 100\ \%. \qquad (5.9)$$

Аналогичным образом выражают активную

$$u_a = \frac{R_{к75} I_{1ном}}{U_{1ном}} R_{к*} = u_к \cos \varphi_к$$

и реактивную

$$u_r = \frac{X_к I_{1ном}}{U_{1ном}} X_{к*} = u_к \sin \varphi_к \qquad (5.10)$$

составляющие напряжения короткого замыкания (см. диаграмму на рис. 5.3).

Глава шестая
ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ НАГРУЗКЕ

6.1. Упрощение уравнений и схемы замещения трансформатора при $I_1 >> I_0$

В условиях эксплуатации нагрузка трансформатора непрерывно изменяется. Вследствие изменения сопротивления нагрузки Z вторичный ток I_2 изменяется от нуля до номинального, изменяется и фаза этого тока по отношению к напряжению.

Как было показано в § 3.7, изменение вторичного тока сопровождается почти пропорциональным изменением первичного тока и приводит к небольшим изменениям магнитного потока. В этой главе анализируется влияние изменения вторичного тока на вторичное напряжение и на КПД. Анализ проведен для наиболее часто встречающегося нагрузочного режима: $U_{1\,\text{ном}} = \text{const}$ и $I_1 >> I_0$.

При $I_1 >> I_0$ можно так же, как для режима короткого замыкания, принять $I_0 = 0$ и $Z_0 = \infty$. При этом допущении первичный ток [см. (3.20)] не отличается от приведенного вторичного тока $\underline{I}_1 = -\underline{I}'_2$, а уравнения напряжений для первичной (3.13) и вторичной (3.19) обмоток могут быть объединены в одно уравнение

$$\underline{U}_1 = \underline{U}'_2 + \underline{Z}_\text{к}\,\underline{I}_1, \qquad (6.1)$$

в котором $\underline{Z}_\text{к} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 = R_\text{к} + jX_\text{к}$ — сопротивление короткого замыкания трансформатора.

В схеме замещения трансформатора на рис. 3.6 в этом случае может быть отброшена ветвь намагничивающего тока и сумма сопротивлений $\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2$ заменена $\underline{Z}_\text{к}$. Упрощенная схема замещения трансформатора, соответствующая (6.1), показана на рис. 6.1.

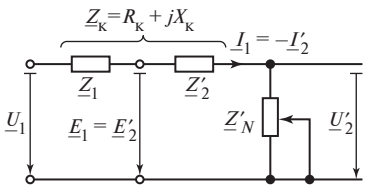


Рис. 6.1. Упрощенная схема замещения трансформатора при $I_1 >> I_0$

6.2. Изменение напряжения трансформатора при нагрузке

Зависимость вторичного напряжения трансформатора U_2 от вторичного тока I_2 при $\varphi_2 = \text{const}$ и $U_{1\,\text{ном}} = \text{const}$, называемая *внешней характеристикой трансформатора*, показана в относительных единицах на рис. 6.2. Характер изменения вторичного напряжения зависит от вида вторичной нагрузки. При активно-индуктивной нагрузке ($\varphi_2 > 0$) напряжение U_2 уменьшается с увеличением тока I_2; при сильно выраженной емкостной составляющей вторичного тока ($\varphi_2 \approx \approx -\pi/2$) напряжение при нагрузке может быть больше напряжения $U_{2\,\text{ном}}$ при холостом ходе.

При заданных напряжении $U_1 = U_{1\,\text{ном}}$ и токе I_2 напряжение U_2 может быть определено графически из упрощенной векторной диаграммы на рис. 6.3 или по (6.1).

Построение диаграммы начинается от точки *2*, соответствующей концу вектора $\underline{U}_2'$. Через эту точку проводится вектор $\underline{U}_2'$, под углом φ_2 к которому откладывается комплекс $\underline{I}_1 = -\underline{I}_2'$. Затем от точки *2* откладываются векторы активного $R_к \underline{I}_1$

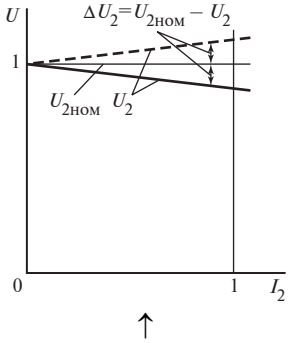


Рис. 6.2. Внешние характеристики трансформатора $U_2 = f(I_2)$ при $U_1 = \text{const}$:

——— — активно-индуктивная нагрузка, $\varphi_2 = \text{const} > 0$; – – – — активно-емкостная нагрузка, $\varphi_2 = \text{const} < 0$

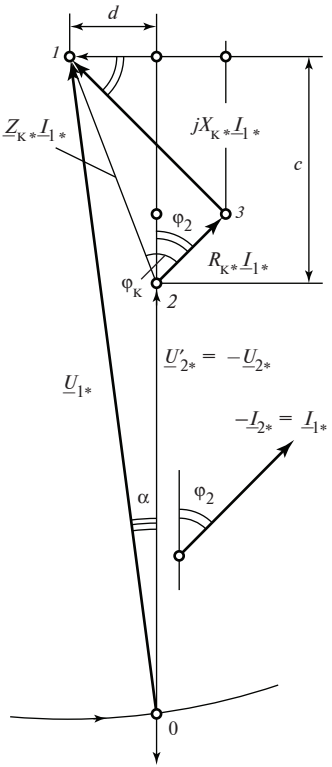


Рис. 6.3. Упрощенная векторная диаграмма трансформатора при $I_1 >> I_0$

и реактивного $jX_{\text{к}}\underline{I}_1$ падений напряжения. Точка *1* соответствует концу комплекса $\underline{U}_1$, точка *3* — комплекса $R_{\text{к}}\underline{I}_1$. Напряжение $\underline{U}'_2$ определяется из пересечения направления вектора $\underline{U}'_2$ с окружностью с центром в точке *1* и радиусом, равным $U_{1\text{ном}}$. Одновременно устанавливаются направление комплекса $\underline{U}_1$ и угол α между $\underline{U}_1$ и $\underline{U}'_2$.

Диаграмма на рис. 6.3 построена в относительных единицах. В этом случае отдельные ее составляющие выражаются формулами [см. (5.10)]:

$$U_{1\text{ном}*} = \frac{U_{1\text{ном}}}{U_{1\text{ном}}} = 1; \quad I_{1*} = \frac{I_1}{I_{1\text{ном}}} = I_{2*} = \frac{I_2}{I_{2\text{ном}}} = \frac{I'_2}{I_{1\text{ном}}} = \beta;$$

$$U'_{2*} = \frac{U'_2}{U_{1\text{ном}}}; \quad R_{\text{к}*}I_{1*} = R_{\text{к}}\frac{I_{1\text{ном}}}{U_{1\text{ном}*}}I_{1*} = u_a\beta;$$

$$X_{\text{к}*}I_{1*} = X_{\text{к}}\frac{I_{1\text{ном}}}{U_{1\text{ном}}}I_{1*} = u_r\beta.$$

Однако значительно удобнее и точнее определять напряжение U_2 аналитически, введя понятие «*изменение напряжения*» (вторичного напряжения)

$$\Delta U = U_{2\text{ном}} - U_2$$

при $U_1 = U_{1\text{ном}} = \text{const}$.

В относительных единицах

$$\Delta u = \frac{\Delta U}{U_{2\text{ном}}} = \frac{\Delta U'}{U_{1\text{ном}}} = \frac{U'_{2\text{ном}} - U'_2}{U_{1\text{ном}}} = \frac{U_{1\text{ном}} - U'_2}{U_{1\text{ном}}}$$

или

$$\Delta u = U_{1\text{ном}*} - U_{2*} = 1 - U_{2*}. \qquad (6.2)$$

Если известно изменение вторичного напряжения, то вторичное напряжение в относительных единицах вычисляется по формуле

$$U_{2*} = 1 - \Delta u.$$

Формула изменения напряжения может быть получена при помощи диаграммы на рис. 6.3 (для наглядности построений падения напряжений $R_{\text{к}*}I_1$ и $X_{\text{к}*}I_1$ показаны на диаграмме большими, чем они обычно бывают в действительности).

Изменение напряжения определяется по (6.2) как разность отрезков $U_{1\text{ном}*} = 1$ и U_{2*}.

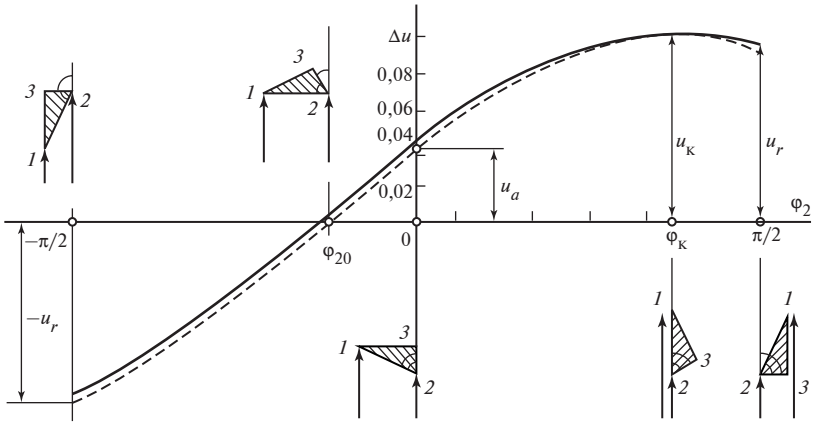


Рис. 6.4. Зависимости изменения напряжения Δu от угла φ_2 при $I_2 = I_{2\,ном}$, $\beta = 1$: —— – по уравнению (6.3); – – – — без учета второго члена в уравнении (6.3)

Как видно из диаграммы, отрезок

$$U_{2*} = U'_{2*} = U_{1\,ном*}\cos\alpha - c = \cos\alpha - c\,.$$

В свою очередь, из-за малости угла α

$$\cos\alpha = \sqrt{1 - \sin^2\alpha} \approx 1 - \frac{\sin^2\alpha}{2} = 1 - \frac{d^2}{2}\,.$$

Выразив отрезки c и d как сумму и разность проекций отрезков $R_{к*}I_{1*}$ и $X_{к*}I_{1*}$ на направление U'_{2*} и ортогональное ему направление

$$c = (R_{к*}\cos\varphi_2 + X_{к*}\sin\varphi_2)I_{1*} = (u_a\cos\varphi_2 + u_r\sin\varphi_2)\beta;$$

$$d = (X_{к*}\cos\varphi_2 - R_{к*}\sin\varphi_2)I_{1*} = (u_r\cos\varphi_2 - u_a\sin\varphi_2)\beta,$$

получим формулу для относительного изменения вторичного напряжения

$$\Delta u = c + \frac{d^2}{2} = (u_a\cos\varphi_2 + u_r\sin\varphi_2)\beta + \frac{(u_r\cos\varphi_2 - u_a\sin\varphi_2)^2\beta^2}{2}\,. \quad (6.3)$$

Как видно из формулы, изменение вторичного напряжения существенно зависит от угла φ_2 нагрузки. Зависимость Δu от φ_2 при $\beta = 1$ для трансформатора, рассмотренного в примере 6.1, показана на рис. 6.4. Штриховой линией показана та же зависимость при пренебрежении вторым членом в уравнении. Поскольку учет второго члена вносит

лишь небольшое уточнение, во многих случаях (особенно при небольших $u_к$) пользуются приближенной формулой

$$\Delta u = (u_a \cos \varphi_2 + u_r \sin \varphi_2)\beta = \beta u_к \cos (\varphi_к - \varphi_2), \qquad (6.4)$$

удобной для проведения анализа.

Из (6.4) следует, что наибольшее изменение напряжения $\Delta u = u_к$ наблюдается при $\varphi_2 = \varphi_к$, когда $\cos (\varphi_к - \varphi_2) = 1$. Наоборот, при $\varphi_к - \varphi_{20} = 90°$ и $\varphi_{20} = -(90° - \varphi_к)$ изменения напряжения не происходит $\Delta u = 0$, так как $\cos (\varphi_к - \varphi_{20}) = 0$ (см. рис. 6.4). При некоторых других углах нагрузки треугольник короткого замыкания занимает характерные положения, показанные на рис. 6.4, причем

$$\Delta u = u_a \quad \text{при } \varphi_2 = 0;$$

$$\Delta u = \pm u_r \text{ при } \varphi_2 = \pm 90°.$$

Зависимость изменения напряжения относительного значения вторичного тока β при $\varphi_2 = \text{const}$ из-за малости второго члена в (6.3) получается практически линейной.

Пример 6.1. Для трансформатора, имеющего $u_к = 0{,}1$, $u_a = 0{,}04$ и $u_r = 0{,}0918$, построить зависимость Δu от φ_2 при $\beta = 1$.

Такая зависимость, рассчитанная по (6.3), показана на рис. 6.4 сплошной линией (при пренебрежении вторым членом — штриховой).

6.3. Изменение КПД трансформатора при нагрузке

Трансформацию электрической энергии желательно осуществлять с возможно меньшими относительными потерями или, что то же самое, возможно большим КПД, равным отношению активной мощности, поступающей во вторичную сеть, к активной мощности, потребляемой из сети:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2}{m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1}. \qquad (6.5)$$

Первичную активную мощность можно представить как

$$P_1 = P_2 + P_м + P_{эл1} + P_{эл2}.$$

Ограничимся рассмотрением нагрузочных режимов трансформатора при номинальном первичном напряжении $U_{1ном} = \text{const}$. Примем те же допущения, что и в § 6.2, т.е. будем считать $I_1 >> I_0$, $I_2 = I_2'$, $Z_0 = \infty$, и пренебрежем различием между магнитными потерями при нагрузке и магнитными потерями при холостом ходе, полагая

$P_м = P_{м.х} = P_0$, где P_0 — потери холостого хода при номинальном напряжении $U_{1\,ном}$. Тогда электрические потери в обмотках могут быть выражены через потери короткого замыкания $P_к$ при номинальном токе $I_{1\,ном}$:

$$P_{э1} + P_{э2} = R_1 I_1^2 + R_2' I_2'^2 = R_к I_1^2 = R_к I_{1\,ном}^2 (I_1 / I_{1\,ном})^2 = P_к \beta^2 .$$

В первом приближении при $\Delta U = 0$ и $U_2' = U_{1\,ном}$ вторичная активная мощность

$$P_2 = m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2 = m_1 U_{1\,ном} I_2' \cos \varphi_2 = m_1 U_{1\,ном} I_{1\,ном} \frac{I_2'}{I_{1\,ном}} \cos \varphi_2 =$$

$$= S_{ном} \beta \cos \varphi_2 .$$

Подставив полученные выражения в (6.5), найдем приближенную зависимость КПД от β:

$$\eta = \frac{P_1 - (P_м + P_{э1} + P_{э2})}{P_1} = 1 - \frac{P_0 + \beta^2 P_к}{\beta S_{ном} \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 P_к} . \quad (6.6)$$

Теперь учтем влияние вторичного тока на вторичное напряжение

$$U_2' = U_{1\,ном}(1 - \Delta u)$$

и магнитные потери

$$P_м = P_0 \left(\frac{E_1}{U_{1\,ном}} \right)^2 = P_0 (1 - \Delta u) ,$$

где с достаточной точностью $E_1 = U_{1\,ном} \left(1 - \frac{\Delta u}{2} \right)$.

При этом вторичная активная мощность

$$P_2 = m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2 = m_1 U_2' I_2' \cos \varphi_2 = S_{ном} \beta (1 - \Delta u) \cos \varphi_2 .$$

Тогда уточненная формула для КПД запишется следующим образом:

$$\eta = 1 - \frac{P_0 (1 - \Delta u) + \beta^2 P_к}{\beta (1 - \Delta u) S_{ном} \cos \varphi_2 + P_0 (1 - \Delta u) + \beta^2 P_к} . \quad (6.7)$$

Эта формула пригодна для всего диапазона изменения вторичных токов. В режиме холостого хода и в режиме короткого замыкания мощность $P_2 = \beta (1 - \Delta u) S_{ном} \cos \varphi_2 = 0$ и КПД обращается в нуль.

В этом можно убедиться и формально по (6.7), имея в виду, что при холостом ходе $\beta = 0$, а при коротком замыкании $\Delta u = 1 - U_{2*} = 1$, так как $U_{2*} = 0$.

Приближенное уравнение (6.6), полученное при $\Delta u = 0$, обладает достаточной точностью в диапазоне изменения вторичного тока от $\beta = 0$ до $\beta \approx 1$. Найдем значение β, при котором КПД имеет максимальное значение. Приравнивая нулю производную $d\eta/d\beta$ и упрощая уравнение, получаем:

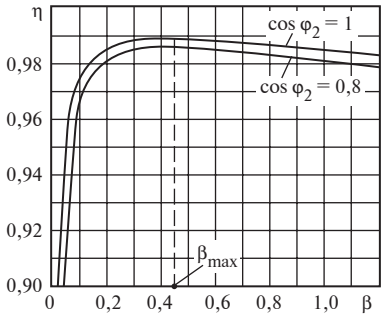


Рис. 6.5. Зависимость КПД η от относительного вторичного тока нагрузки β

$$P_0 = \beta_{max}^2 P_к = P_{э1} + P_{э2},$$

или

$$\beta_{max} = \sqrt{\frac{P_0}{P_к}}. \qquad (6.8)$$

Это означает, что *КПД имеет максимальное значение при такой нагрузке, когда магнитные потери в трансформаторе P_0 равны электрическим потерям $P_{э1} + P_{э2}$.*

В современных силовых трансформаторах $P_0/P_к = 0{,}24 \div 0{,}25$ и максимальное значение КПД получается при нагрузке $\beta = 0{,}45 \div 0{,}5$.

Зависимости КПД трехфазного трансформатора представлены на рис. 6.5.

Пример 6.2. Для трехфазного трансформатора 1000 кВ · А, имеющего $P_0 = 2{,}45$ кВт, $P_к = 12{,}2$ кВт, построить зависимости КПД от относительного вторичного тока β при $\cos\varphi_2 = 1$ и $\cos\varphi_2 = 0{,}8$. Определить β_{max}.

Рассчитанные зависимости приведены на рис. 6.5.

Максимум КПД трансформатора имеет место при $\beta_{max} = \sqrt{2{,}45 / 12{,}2} = 0{,}45$. В диапазоне $2{,}5\beta_{max} > \beta > 0{,}4\beta_{max}$ КПД уменьшается несущественно. Эта особенность изменения КПД характерна для всех силовых трансформаторов.

Глава седьмая
РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

7.1. Регулирование напряжения с отключением от первичной и вторичной сетей

Как следует из анализа, проведенного в § 6.2, изменение вторичного напряжения трансформаторов Δu может достигать в относительных единицах 0,06—0,14. По условиям эксплуатации сетей такое изменение напряжения выходит за пределы допустимых. Поэтому для поддержания напряжения в необходимых пределах предусматриваются устройства регулирования напряжения.

Напряжение трансформатора регулируется обычно ступенями путем изменения чисел витков в первичной или во вторичной обмотке. В трансформаторах, эксплуатируемых при неизменном первичном напряжении $U_1 = \text{const}$, варьируют число витков w_2 во вторичной обмотке, так как при сохранении $w_1 = \text{const}$ магнитный поток трансформатора, магнитные потери и намагничивающий ток, зависящий от отношения U_1/w_1, остаются почти постоянными.

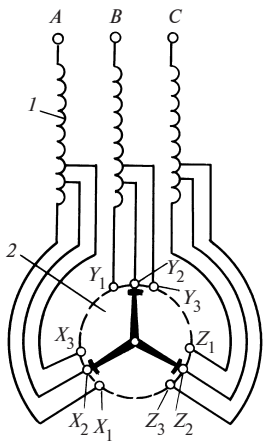


Рис. 7.1. Трансформатор с контактным переключателем числа витков:

1 — обмотка трансформатора; *2* — контактный переключатель

В трансформаторах, эксплуатируемых при постоянной нагрузке ($I_2 = \text{const}$) и изменяющемся первичном напряжении $U_1 = \text{var}$, предпочтительнее изменять число витков в первичной обмотке так, чтобы отношение U_1/w_1 поддерживалось примерно постоянным.

Все силовые трансформаторы имеют на первичной или вторичной обмотке ответвления, которые позволяют изменять напряжение на ±5 %. В трансформаторах небольшой и средней мощности (рис. 7.1) делается по три ответвления на фазу (+5; 0; –5 %), в более мощных трансформаторах — по пять ответвлений на фазу (+5; +2,5; 0; –2,5; –5 %). Для изменения числа витков используют *контактные переключатели*.

Контактные переключатели получаются наиболее простыми и дешевыми, если переключение производится после отключения трансформатора от сетей, а ответвления выполняются в «нулевой» точке трехфазной обмотки, соединенной звездой (рис. 7.1). Рукоятка привода переключателя выводится наружу через стенку бака.

Во избежание короткого замыкания части обмотки между соседними ответвлениями или разрыва цепи обмотки под током *переключателем такой конструкции можно пользоваться только после отключения трансформатора от первичной и вторичной сетей*.

7.2. Регулирование напряжения под нагрузкой

Регулирование напряжения производится со значительно большей точностью, и процесс регулирования поддается автоматизации, если переключение ответвлений обмотки удается осуществить под нагрузкой без разрыва цепи тока трансформатора. В этом случае трансформатор оснащается переключающим устройством более сложной конструкции.

Наибольшее распространение для регулирования напряжения под нагрузкой получило *переключающее устройство с токоограничивающими резисторами*, схема которого для одной фазы показана на рис. 7.2. Переключение под нагрузкой производится быстродействующим переключателем $П$ и двумя переключателями $П_1$, $П_2$. Быстродействующий переключатель $П$ совместно с токоограничивающими резисторами R_1 и R_2 устанавливается в отдельном баке, заполненном маслом. Он рассчитывается на ток, появляющийся при замыкании соседних ответвлений. Переключатели $П_1$ и $П_2$ могут переводиться с одного ответвления на другое при отсутствии тока в их цепи. На рисунке показано положение переключателей $П$ и $П_1$, при котором трансформатор работает на ответвлении X_2. Для перехода на соседнее ответвление X_3 предварительно переводят переключатель $П_2$ на это ответвление. Затем поворачивают переключатель $П$ по часовой стрелке. При этом переключения происходят автоматически в следующей последовательности: размыкаются контакты *1* и *2* и соединяются контакты *1* и *3*, размыкаются контакты *1* и *3* и

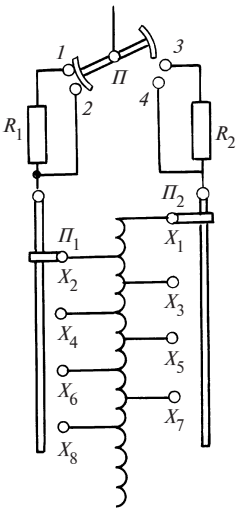
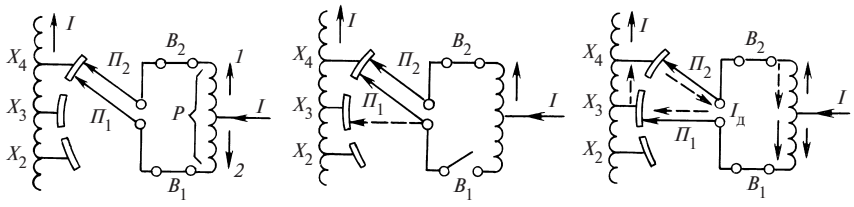


Рис. 7.2. Устройство с токоограничивающими резисторами для переключения ответвлений под нагрузкой



а) *б*) *в*)

Рис. 7.3. Устройство с токоограничивающим реактором для переключения ответвлений под нагрузкой

соединяются контакты *3* и *4*. Процесс переключения при полной автоматизации занимает сотые доли секунды.

Для регулирования напряжения под нагрузкой применяется также переключающее устройство с токоограничивающим реактором, показанное схематически для одной фазы на рис. 7.3. Кроме токоограничивающего реактора *P*, обмотка которого состоит из двух частей *1* и *2*, расположенных на общем замкнутом магнитопроводе, устройство содержит два переключателя $П_1$ и $П_2$, которые могут перемещаться с одного ответвления на другое после отключения тока в их цепи, и два выключателя B_1 и B_2, при помощи которых могут отключаться токи в цепях переключателей.

Переключатели $П_1$ и $П_2$ и реактор *P* размещаются в масляном баке трансформатора. Выключатели B_1 и B_2 устанавливаются в особом баке, укрепленном на трансформаторе. В рабочем состоянии оба переключателя контактируют с одним и тем же ответвлением, например с ответвлением X_4 (рис. 7.3, *а*). Ток нагрузки *I* разделяется поровну между цепями переключателей и, создавая в 1-й и 2-й частях обмотки реактора взаимно уравновешенные МДС, не намагничивает реактор. Поэтому по отношению к току нагрузки реактор обладает лишь небольшим активным сопротивлением, а его индуктивное сопротивление может не учитываться. Процесс переключения с ответвления X_4 на ответвление X_3 распадается на семь позиций (табл. 7.1). Вид схемы при наиболее характерных позициях показан на рис. 7.3. В позициях *2* или *3*, представленных на рис. 7.3, *б*, ток нагрузки протекает только по одной части обмотки реактора, образуя в нем магнитное поле. Однако реактор рассчитывается таким образом, что возникающее в нем в этих позициях кратковременное индуктивное падение напряжения не оказывает заметного влияния на вторичное напряжение трансформатора. В позиции *4*, представленной на рис. 7.3, *в*, часть обмотки, заключенная между отпайками X_4 и X_3, оказывается замкнутой на реак-

Таблица 7.1. **Последовательность операций при переключении под нагрузкой**

Номер позиции	Положение переключателей		Состояние выключателей		Рисунок
	$П_1$	$П_2$	$В_1$	$В_2$	
1	X_4	X_4	+	+	7.3, *а*
2	X_4	X_4	–	+	7.3, *б*
3	X_3	X_4	–	+	7.3, *б* (штриховая стрелка)
4	X_3	X_4	+	+	7.3, *в*
5	X_3	X_4	+	–	—
6	X_3	X_3	+	–	—
7	X_3	X_3	+	+	—

Примечания: 1. Включенному выключателю соответствует знак «+», выключенному — знак «–».

2. Позиции 5, 6, 7 на рис. 7.3 не показаны.

тор. Но дополнительный ток $I_д$, возникающий в контуре под воздействием ЭДС в витках между X_3 и X_4, ограничивается индуктивным сопротивлением реактора, поле в котором образуется теперь согласно направленными МДС от дополнительного тока (штриховые стрелки на рисунке).

Глава восьмая
РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРА

8.1. Ток холостого хода и сопротивление взаимной индукции

В § 2.6 показано, как определяется реактивная составляющая тока холостого хода I_{0r} из расчета магнитной цепи. Однако удобнее и проще определять реактивную составляющую тока холостого хода по реактивной мощности, необходимой для намагничивания трансформатора. Реактивная мощность может быть выражена или через ЭДС взаимной индукции и реактивную составляющую тока холостого хода $Q_0 = mE_1 I_{0r}$ (для однофазного трансформатора), или через величины магнитного поля в элементах магнитопровода. Покажем это на примере однофазного трансформатора, изображенного на рис. 8.1.

Выразим ЭДС E_1 через амплитуду магнитного потока

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_m ,$$

где $\Phi_m = П_с B_m$; B_m — амплитуда индукции.

Ток I_{0r} в соответствии с (2.13), (2.14) представим в виде суммы двух составляющих $I_{0r} = I_{0rc} + I_{0rз}$, одна из которых I_{0rc} уравновешивает падение магнитного напряжения в стальном магнитопроводе $I_{0rc} = H_m l_c / (\sqrt{2} w_1)$, другая $I_{0rз}$ — падение магнитного напряжения в зазоре $I_{0rз} = B_m l_з / (\sqrt{2} w_1 \mu_0)$. Реактивная мощность равна сумме реактивных мощностей, необходимых для образования поля в магнитопроводе и в зазоре:

$$Q_0 = E_1 I_{0r} = E_1 I_{0rc} + E_1 I_{0rз} = \\ = m_c q + П_с q_з ,$$

где $q = E_1 I_{0rc} / m_c = \pi f B_m H_m / \gamma$ — удельная намагничивающая мощность магнитопровода (на единицу его массы); $q_з = \pi f B_m^2 l_з / \mu_0$ — удель-

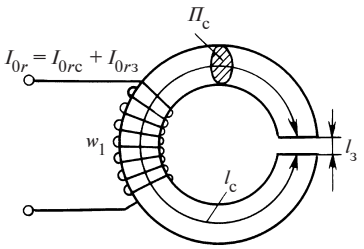


Рис. 8.1. К расчету реактивных токов, необходимых для намагничивания сердечника (I_{0rc}) и зазоров магнитопровода ($I_{0rз}$)

ная намагничивающая мощность зазора (на единицу его сечения); $m_с$ — масса магнитопровода; $П_с$ — площадь сечения магнитопровода; γ — плотность материала магнитопровода.

В шихтованных магнитопроводах однофазных и трехфазных трансформаторов (см. рис. 1.8) явно выраженные зазоры между стержнями и ярмами отсутствуют. Однако в зоне зазоров между листами, образующими слой магнитопровода, сечение магнитопровода уменьшается вдвое, что приводит к увеличению реактивной мощности, необходимой для намагничивания трансформатора. Реактивную мощность, приходящуюся на такую зону шихтованного стыка, принято выражать таким же образом, как при явно выраженном зазоре:

$$Q_з = q_з П_с,$$

где $П_с$ — сечение магнитопровода в зоне шихтованного стыка; $q_з$ — удельная намагничивающая мощность на единицу сечения магнитопровода в зоне шихтованного стыка.

Удельная намагничивающая мощность в стали $q = f(B_m)$ и в зоне шихтованного стыка $q_з = f(B_m)$ для различных марок электротехнической стали согласно ГОСТ 21427.1-83 при $f = 50$ Гц определяется из табл. 8.1. Реактивная мощность, необходимая для намагничивания магнитопроводов,

$$Q_0 = q_{ст} m_{ст} + q_я m_я + (n_{з.ст} q_{з.ст} П_{ст} + n_{з.я} q_{з.я} П_я) k_Q, \qquad (8.1)$$

где $m_{ст}$, $m_я$ — массы стержней и ярм; $П_{ст}$, $П_я$ — площади сечений стержня и ярма; $B_{ст} = Ф_m / П_{ст}$; $B_я = Ф_m / П_я$ — соответственно индук-

Таблица 8.1. **Удельная намагничивающая мощность**

B_m, Т	Сталь					
	1512	3412	3404	1512	3412	3404
	q, В · А/кг			$q_з$, В · А/м^2		
1	4,6	1	0,548	4910	1660	1000
1,1	6,5	1,25	0,65	7760	2220	2500
1,2	10	1,57	0,752	11 800	2770	4000
1,3	15,7	2	0,9	17 200	5550	7400
1,4	25,8	2,7	1,06	24 600	11 100	11 400
1,5	43,5	3,85	1,33	34 200	16 700	16 600
1,6	—	6,2	1,77	—	26 600	23 500
1,7	—	14	3,4	—	44 400	33 000
1,8	—	50	11,5	—	76 000	48 000
1,9	—	350	55,2	—	140 000	68 000

ции в стержне и ярме; $q_{ст}$, $q_{я}$, $q_{з.ст}$, $q_{з.я}$ — соответственно удельные намагничивающие мощности стержней, ярм и зон шихтованных стыков в ярмах; k_Q — коэффициент, зависящий от марки стали.

Как видно из рис. 1.8, в однофазном стержневом магнитопроводе число зазоров в стержнях $n_{з.ст} = 2$, в ярмах $n_{з.я} = 2$; в трехфазном стержневом магнитопроводе $n_{з.ст} = 3$, $n_{з.я} = 4$.

Уравнение (8.1) можно применять как для магнитопроводов, набранных из горячекатаных сталей (1512 и др.) и имеющих прямые стыки по рис. 1.8, так и для магнитопроводов, набранных из холоднокатаных сталей (3412, 3404 и др.) и имеющих косые стыки по рис. 1.9. Для горячекатаных сталей $k_Q = 1$, для холоднокатаных $k_Q = 3{,}15$.

Активная мощность, равная магнитным потерям или потерям холостого хода, для различных марок электротехнической стали согласно ГОСТ 21427.1-83 рассчитывается по удельным потерям $p_{1,5}$ при $B_m = 1$ Тл и $f = 50$ Гц (табл. 8.2):

$$P_0 = (k_{ст} p_{ст} m_{ст} + k_{я} p_{я} m_{я}) k_{р}, \qquad (8.2)$$

где $k_{ст} = 1{,}1$ и $k_{я} = 1{,}35$ — коэффициенты добавочных потерь в плоских шихтованных магнитопроводах (для витых магнитопроводов в микротрансформаторах $k_{ст} = k_{я} = 1$); $k_{р} = 1$ для горячекатаных сталей; $k_{р} = 1{,}2$ для холоднокатаных сталей; $p_{ст} = p_{1,50} B_{ст}^2$; $p_{я} = p_{1,50} B_{я}^2$ — удельные потери в стержнях и ярмах (для витых магнитопроводов $B_{ст} = B_{я}$; $m_{ст} + m_{я} = m_{с}$ — полная масса магнитопровода).

Мощности Q_0 и P_0 рассчитываются обычно только при номинальном напряжении $U_{1ном} = E_{1ном}$. По этим мощностям (см. § 2.8) определяются составляющие тока холостого хода

$$I_{0r} = Q_0/(mU_{1ном}),\ I_{0a} = P_0/(mU_{1ном});$$

ток холостого хода

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}$$

Таблица 8.2. **Удельные потери**

Толщина листа, мм	Сталь			
	1512	1513	3412	3404
	$p_{1,50}$, Вт/кг			
0,35	1,21	1,05	0,7	0,475
0,5	1,4	1,22	—	—

и составляющие сопротивления взаимной индукции

$$Z_0 = U_{1\,\text{ном}}/I_0;\ R_0 = P_0/(mI_0^2);\ X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}.$$

Пример 8.1. Трехфазный трансформатор $S_{\text{ном}}$ = 16 000 кВ · А, $U_{1\,\text{ном}}$ = 10 500 В, $I_{1\,\text{ном}}$ = 508 А имеет следующие данные: магнитопровод стержневой из пластин холоднокатаной стали 3404 толщиной 0,35 мм; $B_{\text{ст}}$ = 1,605 Тл; $B_{\text{я}}$ = 1,58 Тл; $П_{\text{ст}}$ = 0,1638 м^2; $П_{\text{я}}$ = 0,1665 м^2; $m_{\text{ст}}$ = 6350 кг; $m_{\text{я}}$ = 5850 кг. Рассчитать ток, потери и параметры холостого хода.

Из табл. 8.1 определяем: $q_{\text{ст}}$ = 1,82 В · А/кг; $q_{\text{з.ст}}$ = 23 900 В · А/м^2; $q_{\text{я}}$ = 1,67 В · А/кг; $q_{\text{з.я}}$ = 22 100 В · А/м^2.

По (8.1): Q_0 = 105 000 В · А. По табл. 8.2 и (8.2): $p_{\text{ст}}$ = 1,31 Вт/кг; $p_{\text{я}}$ = 1,25 Вт/кг; P_0 = 22 800 Вт. По § 2.8: I_{0r} = 3,33 А; I_{0a} = 0,723 А; I_0 = 3,41 А; i_0 = 0,67 %; Z_0 = 3079 Ом; R_0 = 653 Ом; X_0 = 3008 Ом.

8.2. Сопротивление короткого замыкания

В режиме короткого замыкания (см. § 5.2) МДС первичной i_1w_1 и вторичной i_2w_2 обмоток почти полностью уравновешены.

Не делая заметной ошибки, можно положить $i_1w_1 = -i_2w_2$ и считать, что при коротком замыкании существует только поле рассеяния, а поле взаимной индукции, поскольку $i_0w_1 = i_1w_1 + i_2w_2 = 0$, отсутствует. Магнитное поле, образованное такой системой МДС при концентричном расположении обмоток, изображено на рис. 8.2. Напряженность H этого поля в зоне расположения обмоток и в канале между ними направлена вдоль оси стержня. С достаточным приближением это поле можно считать симметричным относительно оси стержня. Поэтому напряженность H на расстоянии от оси стержня $D/2$ в пределах высоты катушек h остается одной и той же. На рисунке также показано распределение напряженности по радиальной координате x, отсчитываемой от внутренней поверхности области катушек.

В соответствии с законом полного тока напряженность достигает наибольшего значения в зоне между обмотками ($a_1 < x < a_1 + a_{12}$), где линии поля сцеплены со всем током обмотки w_1;

$$H = H_m \approx i_1w_1/h.$$

Падение магнитного потенциала в ферромагнитном магнитопроводе при $\mu_{rc} = \infty$ и $H_c = 0$ в первом приближении может не учи-

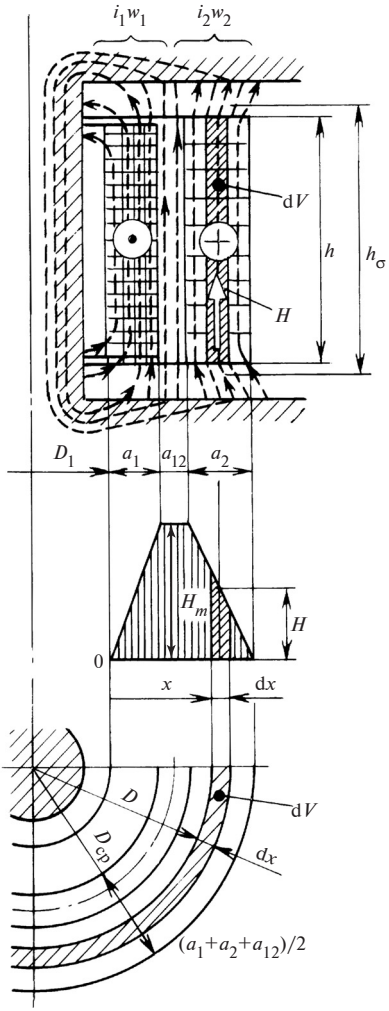


Рис. 8.2. Магнитное поле рассеяния трансформатора в режиме короткого замыкания ($i_1w_1 = -i_2w_2$)

тываться. В пределах сечений обмоток напряженность изменяется линейно от 0 до H_m, например при $0 < x < a_1$ линия поля охватывает ток i_1w_1x/a_1 и напряженность $H = i_1w_1x/(ha_1) = H_mx/a_1$.

Энергия поля рассеяния, образованного двумя магнитно-связанными обмотками, может быть выражена через индуктивности этих обмоток:

$$W = L_1i_1^2/2 + L_2'(i_2')^2/2 + \\ + i_1i_2'L_{12}'.$$

Имея в виду, что $L_1 = L_{1\sigma} + L_{12}'$; $L_2' = L_{2\sigma}' + L_{12}'$; $i_1 = -i_2'$ и $L_{1\sigma} + L_{2\sigma}' = L_к$, определим

$$W = (L_{1\sigma} + L_{2\sigma}')i_1^2/2 = \\ = L_к i_1^2/2, \qquad (8.3)$$

где $L_к$ — индуктивность короткого замыкания.

Эта же энергия может быть выражена через удельную энергию магнитного поля на единицу объема

$$w = HB/2 = \mu_0H^2/2.$$

При определении энергии интегрирование может быть распространено только на объем $V = \pi D_{ср}(a_1 + a_{12} + a_2)h$, занятый обмотками, в котором сосредоточена подавляющая часть энергии поля рассеяния:

$$W = \int_V w\,\mathrm{d}V = \frac{\mu_0}{2}\int_V H^2\,\mathrm{d}V.$$

Поскольку H вдоль окружности $D = D_1 + x$ и по высоте h не изменяется, элементарный объем $\mathrm{d}V$

$$\mathrm{d}V = \pi D h \, \mathrm{d}x = \pi(D_1 + x)h \, \mathrm{d}x.$$

С достаточной точностью для инженерных расчетов диаметр $D = D_1 + x$ может быть заменен средним диаметром $D_{ср} = D_1 + (a_1 + a_{12} + a_2)/2$. После этих упрощений

$$W = \frac{\mu_0 h \pi D_{ср}}{2} \int_0^{a_1 + a_{12} + a_2} H^2 \, \mathrm{d}x = \frac{\mu_0}{2} \pi D_{ср} h a_\sigma H_m^2, \qquad (8.4)$$

где $a_\sigma = a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}$.

Приравнивая (8.3) и (8.4), получаем формулу, связывающую индуктивность короткого замыкания с размерами и обмоточными данными трансформатора:

$$L_к = \pi \mu_0 D_{ср} w_1^2 a_\sigma k_R / h. \qquad (8.5)$$

Коэффициент

$$k_R = 1 - \frac{a_1 + a_{12} + a_2}{\pi h},$$

называемый коэффициентом Роговского (по имени автора), позволяет уменьшить ошибку в расчете, возникающую из-за принятых допущений.

Индуктивное сопротивление короткого замыкания рассчитывается по формуле

$$X_к = 2\pi^2 f \mu_0 D_{ср} a_\sigma w_1^2 k_R / h. \qquad (8.6)$$

Активная составляющая сопротивления короткого замыкания рассчитывается как сумма приведенных активных сопротивлений обмоток

$$R_к = R_1 + R_2' = R_1 + R_2 (w_1 / w_2)^2,$$

где $R_1 = \rho_{75} \pi D_{ср} w_1 k_д / П_{в1}$ — активное сопротивление первичной обмотки; $R_2 = \rho_{75} \pi D_{ср} w_2 k_д / П_{в2}$ — активное сопротивление вторичной обмотки; $П_{в1}$, $П_{в2}$ — сечения витков обмоток; ρ_{75} — удельное

электрическое сопротивление проводов при 75 °С (см. прилож. 1); $k_д = 1{,}05 \div 1{,}15$ коэффициент добавочных потерь.

Пример 8.2. Трехфазный трансформатор $S_{ном}$ = 1600 кВ · А, $U_{1\,ном}$ = 20 200 В, $U_{2\,ном}$ = 400 В, $I_{1\,ном}$ = 26,4 А, $I_{2\,ном}$ = 1340 А имеет следующие данные обмоток: w_1 = 1215; w_2 = 24; h = 0,66 м; $П_{в1}$ = = $7{,}62 \cdot 10^{-6}$ м^2; $П_{в2}$ = $395 \cdot 10^{-6}$ м^2; a_1 = 0,04 м; a_2 = 0,03 м; a_{12} = = 0,027 м; $D_{ср}$ = 0,377 м; материал проводов — медь. Рассчитать параметры, потери и напряжение короткого замыкания.

По (8.6), (8.7) и § 5.2 определим: $X_к$ = 50,1 Ом; $R_к$ = 8,76 Ом; $P_к$ = = 18 300 Вт; $u_к$ = 6,64 %.

Глава девятая

СВЯЗЬ МЕЖДУ ВЕЛИЧИНАМИ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ, И ЕГО РАЗМЕРАМИ

9.1. Зависимости напряжения, токов, мощности и массы трансформатора от его размеров

Рассмотрим геометрически подобные трансформаторы. Два таких трансформатора приведены на рис. 9.1.

Приняв за базисный некоторый размер, например высоту магнитопровода l, можно считать, что все *остальные размеры трансформаторов пропорциональны этому размеру.* Например, средний диаметр витков обмоток $D_{ср} \approx l$. *Площади* сечений любых элементов трансформатора *пропорциональны квадрату этого размера* $П \sim l^2$; соответственно *объемы* любых элементов трансформатора изменяются *пропорционально кубу этого размера* $V \sim l^3$.

Рассмотрим, как связаны величины, характеризующие электромагнитные процессы в трансформаторе в номинальном режиме, с его размерами. Предположим, что все геометрически подобные трансформаторы изготовлены из одних и тех же материалов и их электромагнитные нагрузки (индукция в стержне B_m и плотность тока в обмотках J), а также частота остаются постоянными: B = const; J = = const; f = const.

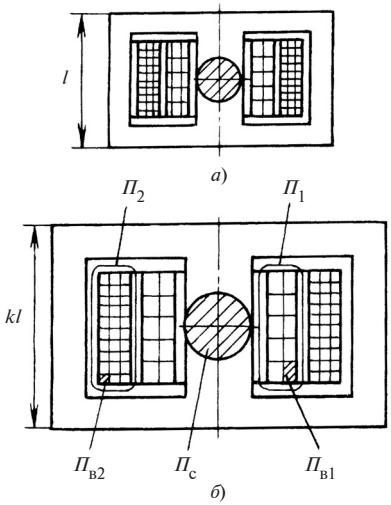


Рис. 9.1. Геометрически подобные однофазные трансформаторы

1. Пренебрегая различием между напряжением и ЭДС, найдем

$$U_{1\,ном} \approx E_{1\,ном} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 (B_m П_с) \sim$$

$$\sim w_1 П_с \sim w_1 l^2, \qquad (9.1)$$

т.е. *напряжение пропорционально числу витков обмотки и квад-*

рату линейного размера (здесь $П_с$ — сечение стержня магнитопровода).

2. Предполагая, что при изменении l общее сечение проводников обмотки $П_1$ пропорционально l^2, найдем

$$I_{1\,ном} = П_1 \frac{J}{w_1} \sim \frac{l^2}{w_1}, \tag{9.2}$$

т.е. *ток пропорционален квадрату линейного размера и обратно пропорционален числу витков*.

3. *Полная мощность* m-фазного трансформатора

$$S = S_{ном} = mU_{1\,ном}I_{1\,ном} \sim (l^2 w_1)\frac{l^2}{w_1} = l^4 \tag{9.3}$$

пропорциональна линейному размеру в четверной степени.

Важно, что мощность не зависит при сделанных оговорках от числа витков в обмотках.

4. *Масса трансформаторов ряда*, изготовленных из одинаковых материалов,

$$m_т = \Sigma \gamma V \sim l^3 \tag{9.4}$$

пропорциональна кубу линейного размера.

Масса, приходящаяся на единицу мощности,

$$m_т / S \sim l^3 / l^4 \sim 1/l \sim 1/\sqrt[4]{S}$$

обратно пропорциональна линейному размеру (в мощных трансформаторах масса на единицу мощности меньше).

9.2. Зависимости потерь и параметров трансформатора от его размеров

1. Потери в трансформаторе складываются из магнитных и электрических потерь.

Магнитные потери

$$P_м = \Sigma p m_м \sim l^3$$

пропорциональны массе элементов магнитопровода $m_м$, так как удельные потери p в сходственных элементах при изменении размеров сохраняются неизменными. Электрические потери могут быть выражены через объемы обмоток

$$V_1 = \pi D_{ср} П_1$$

и

$$V_2 = \pi D_{ср} П_2,$$

плотность тока J и удельное электрическое сопротивление ρ

$$P_э = P_{э1} + P_{э2} = \rho J^2 V_1 + \rho J^2 V_2.$$

При сохранении материалов и плотности тока эти потери пропорциональны кубу линейного размера

$$P_э = \rho J^2 (V_1 + V_2) \sim l^3.$$

Таким образом, *потери трансформатора*

$$P_э + P_м \sim l^3 \tag{9.5}$$

пропорциональны кубу линейных размеров.

Потери (в относительных единицах), приходящиеся на единицу мощности,

$$(P_э + P_м)/S \sim l^3/l^4 \sim 1/l \sim 1/\sqrt[4]{S} \tag{9.6}$$

обратно пропорциональны линейному размеру или корню четвертой степени из мощности (в более мощных трансформаторах относительные потери меньше). Однако *потери на единицу охлаждаемой поверхности* $П_о$

$$(P_э + P_м)/П_о \sim l^3/l^2 = l$$

пропорциональны линейному размеру и возрастают с увеличением мощности. Поэтому в мощных трансформаторах приходится искусственно развивать поверхность охлаждения, устраивая дополнительные каналы в магнитопроводе и обмотках.

2. *Индуктивное сопротивление короткого замыкания* (см. § 8.2)

$$X_к \sim \frac{w_1^2 D_{ср} a_σ}{h} \sim w_1^2 l \tag{9.7}$$

пропорционально квадрату числа витков и линейному размеру.

Активная составляющая сопротивления короткого замыкания

$$R_к = P_э / I_{1ном}^2 \sim l^3 / (l^2 / w_1)^2 \sim w_1^2 / l \tag{9.8}$$

пропорциональна квадрату числа витков и обратно пропорциональна линейному размеру.

Составляющие напряжения короткого замыкания

$$X_{к*} = u_r = \frac{X_к I_{1ном}}{U_{1ном}} \sim \frac{w_1^2 l}{w_1 l^2} \frac{l^2}{w_1} \sim l;$$

$$R_{к*} = u_a = \frac{R_к I_{1\,ном}}{U_{1\,ном}} \sim \frac{w_1^2}{l}\,\frac{l^2}{w_1}\,\frac{1}{w_1 l^2} \sim \frac{1}{l}\,.$$

Тангенс угла короткого замыкания

$$\operatorname{tg}\varphi_к = -\frac{X_{к*}}{R_{к*}} = \frac{u_r}{u_a} \sim \frac{1}{l^2}\,. \tag{9.9}$$

Таким образом, с увеличением размеров трансформатора u_r увеличивается, а u_a уменьшается. Это хорошо подтверждается данными серийно выпускаемых трансформаторов.

3. *Составляющие тока холостого хода* (см. § 2.6)

$$\left.\begin{aligned} I_{0r} &\sim \frac{\oint H_l\,\mathrm{d}l}{w_1} \sim \frac{1}{w_1}; \\ I_{0a} &= \frac{P_м}{U_{1\,ном}} \sim \frac{l^3}{w_1 l^2} \sim \frac{1}{w_1} \end{aligned}\right\} \tag{9.10}$$

пропорциональны линейному размеру и обратно пропорциональны числу витков.

Ток холостого хода (или мощность намагничивания) в относительных единицах

$$Q_0/S = I_0 U_{1\,ном}/(I_{1\,ном} U_{1\,ном}) = I_0/I_{1\,ном} \sim (l/w_1)(w_1/l^2) = 1/l \tag{9.11}$$

обратно пропорционален линейному размеру (с увеличением размеров и мощности трансформаторов он уменьшается).

В выпускаемых сериях трансформаторов полное геометрическое подобие не сохраняется, не вполне постоянны также B и J, однако выявленные закономерности качественно все же соблюдаются. Из вышеприведенного следует также, что выгоднее применять более мощные трансформаторы, поскольку они требуют меньшего расхода материалов на единицу мощности, для их намагничивания необходима меньшая реактивная мощность, в них выделяются меньшие потери.

Глава десятая
МНОГООБМОТОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

10.1. Трехобмоточные трансформаторы

Многообмоточным называют трансформатор, на магнитопроводе которого располагается более двух электрически не связанных обмоток.

В энергетических системах применяются главным образом трехобмоточные трансформаторы, связывающие электрические сети с тремя различными напряжениями U_1, U_2 и U_3. Применяются как однофазные трехобмоточные трансформаторы (рис. 10.1), так и трехфазные трехобмоточные трансформаторы, которые могут иметь схемы и группы соединений обмоток: $Y_н/Y_н/\Delta$-0-11 (рис. 10.2) и $Y_н/\Delta/\Delta$-11-11.

Трехобмоточные трансформаторы (см. рис. 10.1) могут иметь либо одну первичную обмотку (*1*) и две вторичные (2 и 3), либо две первичные (*1* и *2*) и одну вторичную (*3*). В дальнейшем рассматривается трансформатор с одной первичной и двумя вторичными обмотками.

Трехобмоточный трансформатор (см. рис. 10.2) заменяет собой два двухобмоточных трансформатора, один из которых связывает сеть *1*

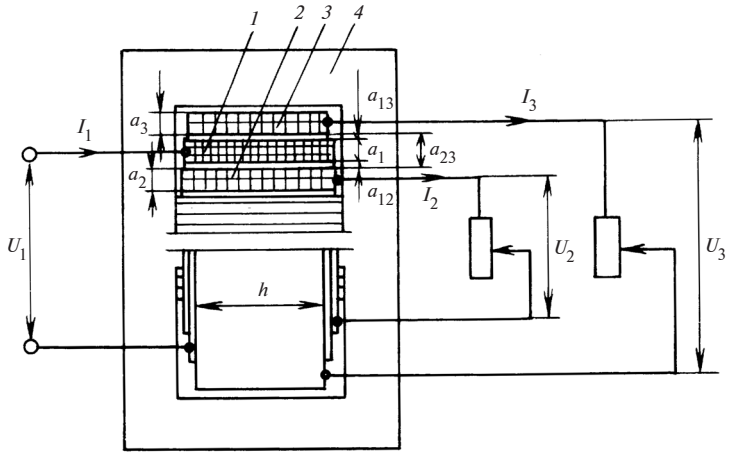


Рис. 10.1. Схема однофазного трехобмоточного трансформатора:

1 — первая обмотка; *2* — вторая обмотка; *3* — третья обмотка; *4* — бронестержневой магнитопровод

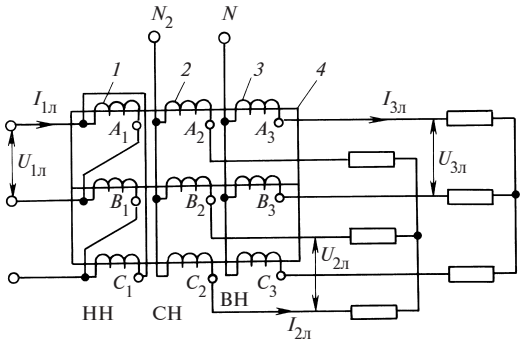


Рис. 10.2. Схема трехфазного трехобмоточного трансформатора $Y_н/Y_н/\Delta$-0-11: *1* — первая трехфазная обмотка НН; *2* — вторая трехфазная обмотка СН; *3* — третья трехфазная обмотка ВН; *4* — стержневой магнитопровод

с сетью *2*, другой — сеть *1* с сетью *3*. Экономически трехобмоточный трансформатор выгоднее, чем два двухобмоточных: его изготовление обходится дешевле, на подстанции он занимает меньше места, причем допускает не только передачу энергии из первичной сети *1* в любую из вторичных (*2* или *3*), но и непосредственную (при помощи одной трансформации) передачу энергии из одной вторичной сети в другую вторичную сеть (например, из *2* в *3*). При использовании двух двухобмоточных трансформаторов такого рода передача энергии требует двух трансформаций (сначала из *2* сети в *1*, а затем из *1* в *3*) и потери энергии получаются примерно в 2 раза большими.

К числу недостатков трехобмоточного трансформатора относится его несколько меньшая надежность (при повреждении одной из его обмоток он полностью выходит из строя, в то время как при неисправности в одном из двухобмоточных трансформаторов второй может эксплуатироваться).

Электромагнитные процессы в трехобмоточном трансформаторе могут быть описаны по аналогии с двухобмоточным трансформатором (см. гл. 2, 3). Предварительно необходимо привести все величины второй и третьей обмоток к числу витков первичной обмотки:

$$\underline{I}'_2 = \underline{I}_2\frac{w_2}{w_1};\ \underline{I}'_3 = \underline{I}_3\frac{w_3}{w_1};\ \underline{U}'_2 = \underline{U}_2\frac{w_1}{w_2};\ \underline{U}'_3 = \underline{U}_3\frac{w_1}{w_3};$$

$$\underline{Z}'_2 = \underline{Z}_2\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2;\ \underline{Z}'_3 = \underline{Z}_3\left(\frac{w_1}{w_3}\right)^2.$$

Поле взаимной индукции образуется намагничивающим током $\underline{I}_0$, который определяется из уравнения токов

$$\underline{I}_1 + \underline{I}'_2 + \underline{I}'_3 = \underline{I}_0. \qquad (10.1)$$

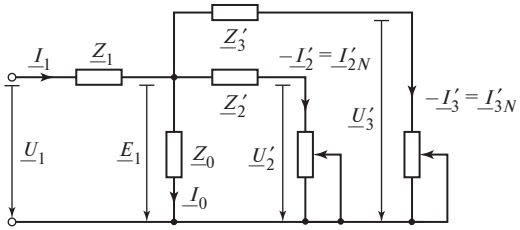


Рис. 10.3. Схема замещения трехобмоточного трансформатора

Электродвижущая сила взаимной индукции

$$-\underline{E}_1 = -\underline{E}_2' = -\underline{E}_3' = \underline{Z}_0 \underline{I}_0, \qquad (10.2)$$

где $\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0$ — сопротивление взаимной индукции.

Поле рассеяния образуется взаимно уравновешенной системой токов $\underline{I}_1'$, $\underline{I}_2'$ и $\underline{I}_3'$, где $\underline{I}_1' = \underline{I}_1 - \underline{I}_0$.

Электродвижущие силы поля рассеяния в каждой из обмоток

$$\underline{E}_{\sigma 1} = -jX_1 \underline{I}_1' \approx -jX_1 \underline{I}_1; \ \underline{E}_{\sigma 2}' = -jX_2' \underline{I}_2'; \ \underline{E}_{\sigma 3}' = -jX_3' \underline{I}_3',$$

где X_1, X_2', X_3' — эквивалентные индуктивные сопротивления рассеяния обмоток, найденные с учетом влияния токов в других обмотках.

Уравнения напряжений обмоток формально записываются так же, как уравнения напряжений двухобмоточного трансформатора [см. (3.11)—(3.14)]:

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 - \underline{E}_{\sigma 1} + R_1 \underline{I}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1 \underline{I}_1; \\ \underline{U}_2' &= -\underline{E}_2' - \underline{E}_{\sigma 2}' + R_2' \underline{I}_2' = -\underline{E}_2' + \underline{Z}_2' \underline{I}_2'; \\ \underline{U}_3' &= -\underline{E}_3' - \underline{E}_{\sigma 3}' + R_3' \underline{I}_3' = -\underline{E}_3' + \underline{Z}_3' \underline{I}_3', \end{aligned}\right\} \qquad (10.3)$$

где $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$; $\underline{Z}_2' = R_2' + jX_2'$; $\underline{Z}_3' = R_3' + jX_3'$.

Системе уравнений (10.1)—(10.3) соответствует схема замещения на рис. 10.3.

Сопротивление взаимной индукции $\underline{Z}_0$ рассчитывается или определяется экспериментально таким же образом, как в двухобмоточном трансформаторе (см. § 5.1, 8.1). Сопротивления $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2'$ и $\underline{Z}_3'$ выражаются через сопротивления короткого замыкания $\underline{Z}_{к12}$, $\underline{Z}_{к13}$ и $\underline{Z}_{к23}$, оп-

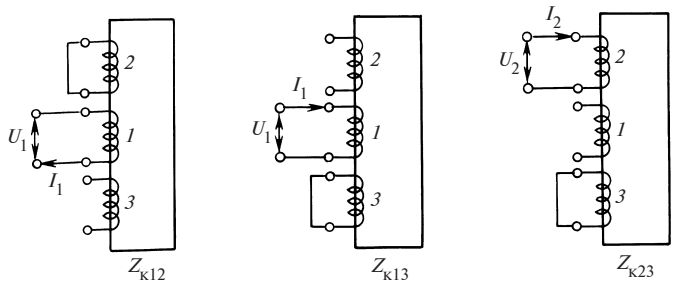


Рис. 10.4. Опыты короткого замыкания однофазного трехобмоточного трансформатора

ределенные из опытов короткого замыкания по рис. 10.4. Сопротивление $\underline{Z}_{к12} = R_{к12} + jX_{к12}$ определяется при разомкнутой обмотке *3*.

Сопротивление $\underline{Z}_{к13} = R_{к13} + jX_{к13}$ определяется при разомкнутой обмотке *2*.

Сопротивление $\underline{Z}_{к23} = R_{к23} + jX_{к23}$ определяется при питании обмотки *2* и разомкнутой обмотке *1*, это сопротивление приводится к обмотке *1* по формуле

$$\underline{Z}'_{к23} = \underline{Z}_{к23}(w_1 / w_2)^2 .$$

Замечаем, что

$$\underline{Z}_{к12} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 ; \; \underline{Z}_{к23} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_3 ; \; \underline{Z}'_{к23} = \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_3 .$$

Решая эти уравнения относительно Z_1, $\underline{Z}'_2$, $\underline{Z}'_3$, получаем:

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= \frac{1}{2}(\underline{Z}_{к12} + \underline{Z}_{к13} - \underline{Z}'_{к23}); \\ \underline{Z}'_2 &= \frac{1}{2}(\underline{Z}_{к12} + \underline{Z}'_{к23} - \underline{Z}_{к13}); \\ \underline{Z}'_3 &= \frac{1}{2}(\underline{Z}_{к13} + \underline{Z}'_{к23} - \underline{Z}_{к12}). \end{aligned}\right\} \qquad (10.4)$$

Активные составляющие этих сопротивлений представляют собой активные сопротивления соответствующих обмоток R_1, R'_2, R'_3 (см. § 8.2), а их реактивные составляющие имеют смысл эквивалент-

ных индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток:

$$X_1 = \frac{1}{2}(X_{к12} + X_{к13} - X'_{к23});$$

$$X'_2 = \frac{1}{2}(X_{к12} + X'_{к23} - X_{к13});$$

$$X'_3 = \frac{1}{2}(X_{к13} + X'_{к23} - X_{к12}).$$

Вторичные напряжения трансформатора при нагрузке могут быть определены аналитически по (10.1), (10.3) или графически путем построения векторной диаграммы, приведенной на рис. 10.5. Полагая, что $I_0 << I_1$, и считая заданными первичное напряжение $\underline{U}_1$ и токи $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$, можно найти $\underline{E}_1$, $\underline{U}'_2$ и $\underline{U}'_3$ и оценить изменения напряжения на второй и третьей обмотках:

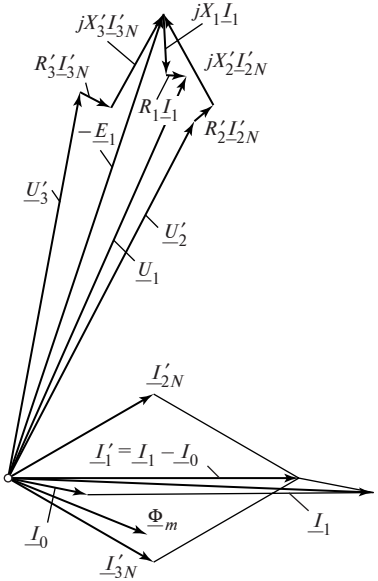


Рис. 10.5. Векторная диаграмма трехобмоточного трансформатора

$$\Delta u_2 = \frac{U'_2 - U_1}{U_{1\,ном}}; \quad \Delta u_3 = \frac{U'_3 - U_1}{U_{1\,ном}}.$$

Из схемы замещения или из векторной диаграммы видно, что при $\underline{Z}_1 \neq 0$ напряжение U'_2 зависит не только от тока I'_2, но и от тока I'_3 (соответственно U'_3 зависит не только от тока I'_3, но и от тока I'_2), что, вообще говоря, нежелательно для потребителей электроэнергии. В целях уменьшения этого влияния следует уменьшить сопротивление $\underline{Z}_1$ за счет его реактивной составляющей X_1. Это может быть достигнуто при размещении обмотки *1* между обмотками *2* и *3*, как на рис. 10.1. Выражая индуктивные сопротивления короткого замыкания через размеры обмоток (§ 8.2)

$$X_{к12} \sim \frac{a_1 + a_2}{3} + a_{12};$$

$$X_{к13} \sim \frac{a_1 + a_3}{3} + a_{13};$$

$$X'_{к23} \sim \frac{a_1 + a_3}{3} + a_{23},$$

где $a_{23} = a_1 + a_{13} + a_{12}$, замечаем, что при таком размещении обмоток сопротивление X_1 получается отрицательным (как на диаграмме по рис. 10.5) и очень небольшим по абсолютному значению:

$$X_1 = \frac{1}{2}(X_{к12} + X_{к13} - X'_{к23}) \sim \frac{2a_1}{3} + a_{12} + a_{13} - a_{23} = -\frac{a_1}{3} < 0.$$

Трехобмоточные трансформаторы выпускаются с различным соотношением номинальных мощностей обмоток. Стандартом предусматриваются следующие соотношения мощностей (в долях мощности первичной обмотки):

$S_{1ном} / S_{1ном}$	$S_{2ном} / S_{1ном}$	$S_{3ном} / S_{1ном}$
1	1	1
1	1	2/3
1	2/3	2/3

Соотношению мощностей должны соответствовать соотношения между приведенными токами. Обязательно соблюдение условия $\underline{I}_1 = \underline{I}'_{2N} + \underline{I}'_{3N}$ (см. рис. 10.5). Однако при этом арифметическая сумма вторичных токов может быть больше первичного тока $\underline{I}'_{2N} + \underline{I}'_{3N} \geq I_1$ и соответственно арифметическая сумма вторичных мощностей может превышать первичную мощность

$$I'_2 U_1 + I'_3 U_1 \geq I_1 U_1,$$

или

$$S_2 + S_3 \geq S_1.$$

Правда, это превышение должно находиться в пределах, предусмотренных стандартом (в первом варианте $S_2 + S_3 \leq 2S_1$, во втором $S_2 + S_3 \leq 1^2/_3 S_1$, в третьем $S_2 + S_3 \leq 1^1/_3 S_1$).

В то же время баланс активных и реактивных мощностей конечно должен соблюдаться:

$$P_1 = P_2 + P_3 + \Sigma P;$$

$$Q_1 = Q_2 + Q_3 + \Sigma Q,$$

где ΣP, ΣQ — потери активной и реактивной мощностей в самом трансформаторе (см. § 3.8).

10.2. Двухобмоточные трансформаторы с расщепленной первичной (или вторичной) обмоткой

Такое название получили трансформаторы с одной первичной (или вторичной) обмоткой и с *расщепленной* вторичной (или первичной) обмоткой. Поскольку расщепленная обмотка состоит из двух самостоятельных электрически не связанных частей, такой трансформатор, по существу, является многообмоточным и отличается от трехобмоточного лишь тем, что в нем не требуется осуществлять передачу энергии из одной части расщепленной обмотки в другую.

Устройство однофазного двухобмоточного трансформатора с одной первичной обмоткой *1* и расщепленной на две части (*2* и *3*) вторичной обмоткой показано на рис. 10.6. Магнитопровод трансформатора выполнен бронестержневым по рис. 1.6, *б*.

Вторичные обмотки *2* и *3* низшего напряжения НН размещаются на разных стержнях, первичная обмотка *1* высшего напряжения имеет две параллельные ветви, которые также размещаются на разных стержнях.

При таком расположении обмоток магнитная связь между двумя частями (*2* и *3*) обмотки НН получается весьма слабой. Передача энергии из сети *2* в сеть *3* посредством магнитного поля почти полностью исключается, и трансформатор можно рассматривать как два отдельных трансформатора, один из которых связывает сеть *1* с сетью *2*, а другой — сеть *1* с сетью *3*. При нагружении одной из частей обмотки низшего напряжения НН, например НН2, на стороне высшего напряжения ВН будет практически нагружена только одна из парал-

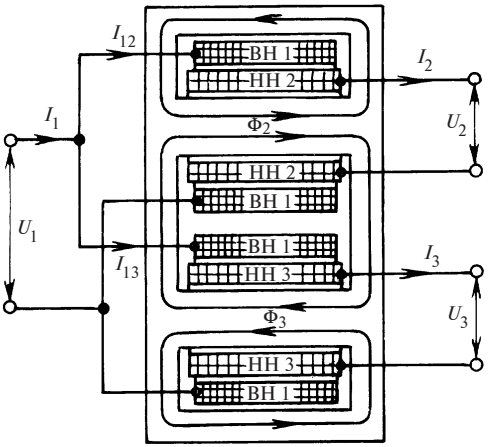


Рис. 10.6. Схема двухобмоточного однофазного трансформатора с расщепленной обмоткой НН

лельных цепей, размещенная на том же стержне, что и обмотка НН2. Разумеется, такой трансформатор может передавать энергию и в обратном направлении. В этом случае он имеет две первичные обмотки НН2 и НН3, питаемые, например, от двух отдельных генераторов, и одну вторичную ВН1.

Номинальные напряжения U_3 и U_2 могут быть как одинаковыми, так и различными. Магнитные потоки Φ_2 и Φ_3 в стержнях трансформатора и приведенные токи I_2' и I_3' зависят от соотношения между напряжением U_1 и приведенными напряжениями U_2' и U_3'. Если $\underline{U}_2' = \underline{U}_3'$, то $\underline{I}_2' = \underline{I}_3'$; $\underline{\Phi}_2 = \underline{\Phi}_3$ и, следовательно, потоки в крайних необмотанных стержнях бронестержневого магнитопровода отсутствуют.

В общем случае, когда напряжения в сетях *2* и *3* таковы, что $\underline{U}_2 \neq \underline{U}_3'$, приведенные токи и потоки неодинаковы: $\underline{I}_2' \neq \underline{I}_3'$ и $\underline{\Phi}_2 \neq \underline{\Phi}_3$, и поток, равный разности потоков $\underline{\Phi}_2 - \underline{\Phi}_3$, замыкается через крайние стержни. Если бы магнитопровод трансформатора был двухстержневым, то при $\underline{U}_2' \neq \underline{U}_3'$ поток $\underline{\Phi}_2 - \underline{\Phi}_3$ замыкался бы между верхним и нижним ярмами вне магнитопровода и в стенках масляного бака и в других массивных металлических конструктивных частях, расположенных во внешнем магнитном поле, могли бы создаваться значительные потери от вихревых токов. Поэтому для трансформаторов с расщепленной обмоткой предпочтительна бронестержневая конструкция магнитопровода.

По сравнению с обычным двухобмоточным трансформатором с одной обмоткой высшего напряжения ВН, присоединенной к сети *1*, и одной обмоткой низшего напряжения НН, присоединенной к сетям *2* и *3*, двухобмоточный трансформатор с расщепленной на две части, *2* и *3*, обмоткой НН обладает тем несомненным преимуществом, что при коротком замыкании на выводах сети *2* он потребляет из сети *1* вдвое меньший ток. Это объясняется тем, что в обычном двухобмоточном трансформаторе обмотки *2* и *3* соединены параллельно и его сопротивление короткого замыкания $Z_{к123}$ равно половине сопротивления короткого замыкания обмоток *1* и *2* (или *1* и *3*) трансформатора с расщепленной обмоткой $Z_{к12} = Z_{к13}$. Именно поэтому трансформаторы с расщепленной обмоткой получили заметное распространение.

Глава одиннадцатая
АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

11.1. Электромагнитные процессы в автотрансформаторах

Автотрансформатором называют трансформатор, в котором кроме магнитной имеется электрическая связь между первичной и вторичной обмотками.

Автотрансформаторная схема включения трансформатора, предназначенная для передачи электрической энергии из входной сети с напряжением U в выходную сеть с напряжением $U' > U$, показана на рис. 11.1. В схеме используется двухобмоточный трансформатор с обмотками *1* и *2*, расположенными на одном и том же стержне и охватывающими друг друга (см. рис. 1.1, *а*)*. Первичная обмотка трансформатора *1* включается на напряжение сети низшего напряжения, в данной случае U. Вторичная обмотка трансформатора включается между зажимом $a(X)$ входной сети и зажимом x выходной сети таким образом, чтобы ее напряжение U_2 добавлялось к напряжению U и увеличивало его до напряжения U'. Трансформатор, включенный по этой схеме, называется автотрансформатором.

В отличие от обычного трансформатора изоляция его вторичной обмотки, контактирующей с входной и выходной сетями, должна быть рассчитана на наибольшее из напряжений U, U' (в схеме для повышения напряжения по рис. 11.1 на напряжение U'), а не на напряжение U_2, как в обычном трансформаторе.

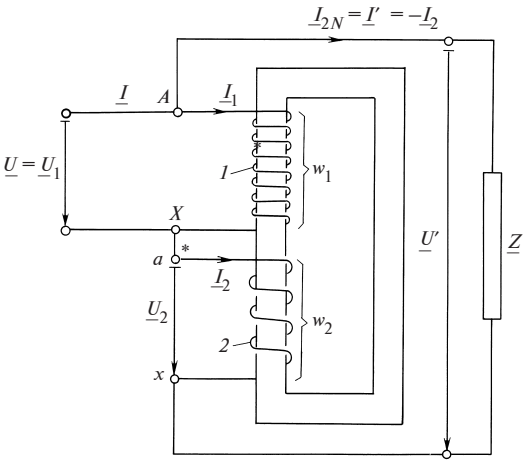


Рис. 11.1. Схема автотрансформатора

* На рис. 11.1 обмотки *1* и *2* для наглядности показаны расположенными на различных участках стержня по высоте.

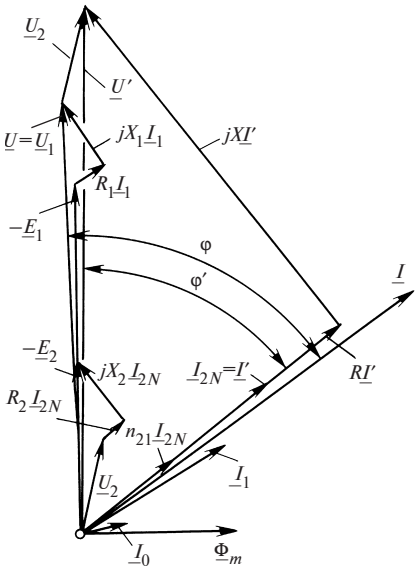


Рис. 11.2. Векторная диаграмма автотрансформатора при активно-индуктивной нагрузке ($\varphi' > 0$; $n_{21} = 0{,}5$; $n = 1 + 0{,}5 = 1{,}5$)

Коэффициент трансформации n автотрансформатора равен отношению напряжений U'/U при холостом ходе ($I' = 0$). Для схемы на рис. 11.1 $n = U'/U = (E_1 + E_2)/E_1 = 1 + n_{12}$, где $n_{12} = E_2/E_1 = w_2/w_1$.

В описание электромагнитных процессов в схеме автотрансформатора входят уравнения (3.12)—(3.14) трансформатора:

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1\underline{I}_1; \\ \underline{U}_2 &= -\underline{E}_2 + \underline{Z}_2\underline{I}_2; \\ -\underline{E}_1 &= -\underline{E}_2/n_{21} = \underline{Z}_0\underline{I}_0; \\ \underline{I}_1 &+ \underline{I}_2 n_{21} = \underline{I}_0. \end{aligned}\right\} \quad (11.1)$$

К этим уравнениям добавляются уравнения, которые описывают саму схему при положительных направлениях, показанных на рис. 11.1:

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}' &= \underline{Z}\,\underline{I}' = \underline{U}_1 + \underline{U}_2, \quad \underline{U} = \underline{U}_1; \\ \underline{I}' &= \underline{I}_{2N} = -\underline{I}_2, \quad \underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_{2N}. \end{aligned}\right\} \quad (11.2)$$

Векторная диаграмма автотрансформатора построена на рис. 11.2. Для выявления основных энергетических процессов пренебрежем в (11.1) и (11.2) током холостого хода I_0 и падениями напряжений в обмотках Z_1I_1 и Z_2I_2, полагая $I_0 = 0$, $Z_1 = 0$ и $Z_2 = 0$. Тогда

$$\left.\begin{aligned} I_1/I_2 &= U_2/U_1 = n_{21}, \quad U = U_1; \\ U' &= U + U_2 = U_1(1 + n_{21}) = Un; \\ I &= I_1 + I_2 = I_2(1 + n_{21}) = I'n. \end{aligned}\right\} \quad (11.3)$$

При этих упрощениях и не учитывая потерь активной и реактивной мощностей, можно представить полную мощность автотрансформатора в виде двух составляющих:

$$S = UI = U_1I_1 + U_1I_2 = U_2I_2 + U_1I_2 = S_{\text{т.а}} + S_{\text{э}} = \\ = (U_1 + U_2)I_2 = U'I' = S', \quad (11.4)$$

где $S_{т.а} = U_1 I_1 = U_2 I_2$ передается электромагнитным путем; $S_э = U_1 I_2$ передается из первичной сети во вторичную электрическим путем. Поэтому автотрансформатор должен быть рассчитан только на мощность $S_{т.а}$, передаваемую электромагнитным путем, которая составляет лишь часть полной мощности S:

$$S_{т.а}/S = U_2 I_2/(U' I_2) = (U' - U)/U' = 1 - (1/n), \qquad (11.5)$$

где $1/n < 1$.

Размеры трансформатора независимо от того, включен ли он по обычной схеме без электрической связи между обмотками или по автотрансформаторной схеме, определяются только той мощностью, которая передается через него электромагнитным путем и называется электромагнитной $S_{эм}$. Как было показано в § 9.1, размеры трансформатора пропорциональны $\sqrt[4]{S_{эм}}$. Если применяется обыкновенный трансформатор, его электромагнитная мощность $S_{эм} = S$; если применяется автотрансформатор, его электромагнитная мощность $S_{эм} = S_{т.а} = [1 - (1/n)]S$. Поэтому автотрансформатор получается значительно меньше по своим размерам и дешевле, чем трансформатор. Применение автотрансформатора тем выгоднее, чем менее коэффициент трансформации n отличается от единицы (см. пример 11.1). Именно поэтому автотрансформаторы применяются при $1 < n < 2$, когда известное удорожание изоляции вторичной обмотки окупается общим уменьшением массы автотрансформатора и уменьшением потерь.

11.2. Области применения и особенности эксплуатации автотрансформаторов

Автотрансформаторы широко используются для питания бытовых электроприборов и устройств автоматического управления и имеют мощности от 10 и менее до 1000 В · А. (Под номинальной мощностью автотрансформатора $S_{ном}$ понимается полная мощность $S \approx S'$.) Автотрансформаторы получили широкое применение в высоковольтных сетях для связи между системами с близкими значениями напряжения: 110 и 220; 220 и 500; 330 и 750 кВ. Мощность силовых автотрансформаторов достигает нескольких сотен мегавольт-ампер.

Автотрансформатор может применяться и для понижения напряжения. Так, автотрансформатор на рис. 11.1 будет понижать напряжение, если нагрузка включена на напряжение U, а энергия поступает из сети с напряжением U'.

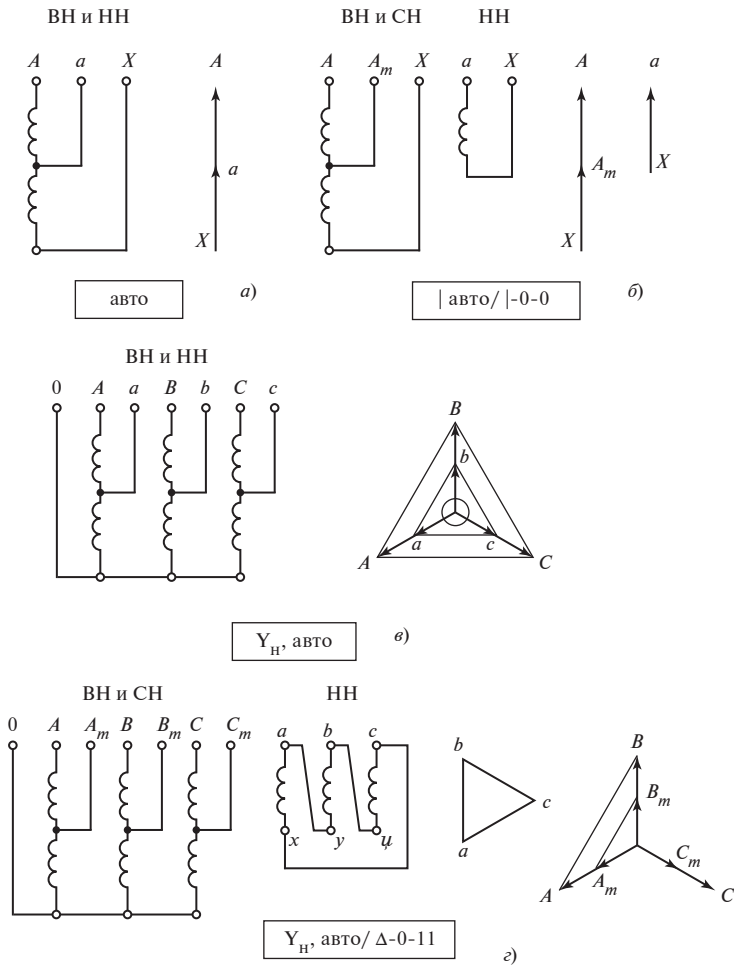


Рис. 11.3. Схемы и группы соединения автотрансформаторов

В энергетических системах наряду с однофазными двухобмоточными автотрансформаторами (рис. 11.3, *а*) часто применяются трехфазные двухобмоточные автотрансформаторы (рис. 11.3, *в*), а также однофазные (рис. 11.3, *б*) и трехфазные (рис. 11.3, *г*) трехобмоточные автотрансформаторы. Схемы и группы соединения обмоток автотрансформаторов, стандартизованные в нашей стране, приведены на рис. 11.3. Однофазные обмотки, соединенные по автотрансформаторной схеме, обозначаются символом $I_{авто}$, трехфазные обмотки, соединенные по автотрансформаторной схеме в звезду с выведенной нулевой точкой, обозначаются символом $Y_{н.авто}$.

При питании автотрансформатора со стороны сети ВН, имеющей напряжение U' (см. рис. 11.1), и коротком замыкании на стороне НН напряжение U обращается в нуль ($U = 0$) и обмотка *1* автотрансформатора замыкается накоротко ($U_1 = 0$). Одновременно напряжение на обмотке *2* автотрансформатора возрастает от U_2 до U', что приводит к дополнительному увеличению токов короткого замыкания.

Полагая в (11.1), (11.2) напряжение $U = U_1 = 0$, найдем установившийся ток короткого замыкания в обмотке *2*:

$$I_{2к} = \frac{U'}{Z_{к21}} = \frac{U_2}{Z_{к21}}\left(\frac{U'}{U_2}\right) = I_{2к.т}\frac{1}{(n-1)}, \qquad (11.6)$$

где $Z_{к21}$ — сопротивление короткого замыкания трансформатора при короткозамкнутой обмотке *1* и питании со стороны обмотки *2*; $I_{2к.т} = U_2/Z_{к21}$ — ток короткого замыкания в обмотке *2* этого трансформатора при напряжении U_2 на обмотке *2*.

Из (11.6) видно, что ток короткого замыкания в обмотке *2* трансформатора, включенного по автотрансформаторной схеме, в $U'/U_2 = n/(n-1)$ раз превышает ток короткого замыкания того же трансформатора, включенного по обычной схеме для трансформации энергии из сети с напряжением U_2 в сеть с напряжением U_1. Чем ближе n к единице, тем больше токи короткого замыкания $I_{2к}$ и $I_{1к} = n_{21}I_{2к}$ и тем опаснее последствия их появления.

Пример 11.1. Требуется трансформировать мощность $S = 1000$ В · А из сети с напряжением $U = 100$ В в сеть с напряжением $U' = nU$. Сравнить между собой электромагнитные мощности, размеры и массы автотрансформатора и трансформатора, использованных для этой цели, в двух случаях: при $n = 1{,}1$ и $n = 10$.

По (11.5) и § 9.1 найдем, что при $n = 1{,}1$ электромагнитная мощность $S_{эм}$ автотрансформатора уменьшается в 11 раз, а при $n = 10$ только в 1,11 раза по сравнению с электромагнитной мощностью обычного трансформатора. Соответственно размеры автотрансформатора в первом случае уменьшаются в $\sqrt[4]{11} = 1{,}82$ раза, а во втором — только в $\sqrt[4]{1{,}11} = 1{,}03$ раза. При этом масса автотрансформатора в первом случае уменьшается в $1{,}82^3 = 6$ раз, а во втором — в $1{,}03^3 = 1{,}09$ раза.

Автотрансформаторы могут быть опасны в электрическом отношении, особенно при $n >> 1$, из-за электрической связи между сетью ВН с напряжением U' и сетью НН с напряжением $U < U'$. При отсутствии заземления между проводами сети НН и землей действует

напряжение $U'/2$, появляющееся за счет емкостных связей проводов сети ВН с землей. Например, при понижении напряжения от 3000 до 220 В между проводами сети 220 В и землей появилось бы напряжение 3000/2 = 1500 В. По этой причине применение автотрансформаторов при $n > 2$ запрещено правилами техники безопасности.

Эксплуатация автотрансформаторов при коэффициентах трансформации, мало отличающихся от единицы $n \approx 1$, связана с известными трудностями из-за возможности появления весьма больших токов короткого замыкания.

Глава двенадцатая
ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

12.1. Применение параллельного включения трансформаторов

Параллельное включение нескольких трансформаторов широко применяется в электрических системах. Во многих случаях только при использовании параллельного включения ряда трансформаторов, каждый из которых принимает на себя известную долю общей нагрузки, могут быть трансформированы те огромные мощности, которые требуется передавать на большие расстояния и многократно преобразовывать в современных энергосистемах. Заменить несколько параллельно включенных трансформаторов крупной подстанции одним трансформатором, рассчитанным на всю передаваемую мощность, нельзя уже потому, что такой трансформатор имел бы слишком большие размеры и встретились бы непреодолимые трудности при его изготовлении на заводе и транспортировке к месту установки.

Однако и на подстанциях меньшей мощности включают несколько трансформаторов параллельно, так как при этом лучше решаются задачи резервирования и расширения подстанции. При выходе из строя одного трансформатора остальные продолжают работать и могут принять на себя увеличенную нагрузку, а неисправный трансформатор может быть заменен резервным, стоимость которого невелика по сравнению со стоимостью всех установленных трансформаторов. Кроме того, при достаточно большом количестве установленных на подстанции трансформаторов всегда может быть включено на параллельную работу такое их число, при котором каждый несет оптимальную нагрузку и преобразует энергию с минимальными потерями (см. § 6.3).

Выбор количества параллельно включенных трансформаторов на подстанции представляет собой оптимизационную технико-экономическую задачу, в которой оптимизируются суммарные затраты на эксплуатацию и изготовление установленных трансформаторов. При этом нужно учитывать, что стоимость потерь энергии и стоимость изготовления трансформаторов уменьшаются с увеличением мощности трансформаторов в единице, а стоимость резервирования, наоборот, возрастает.

12.2. Условия включения трансформаторов на параллельную работу

Для исключения ошибок при параллельном включении условились соединять между собой электрически одинаково обозначенные выводы трансформаторов. Схема параллельного включения двух однофазных трансформаторов α и β показана на рис. 12.1. Как видно, одноименные выводы трансформаторов α и β (A_α, A_β; X_α, X_β; a_α, a_β; x_α, x_β) подсоединяются соответственно к одной и той же шине.

Сформулируем условия, при которых допустимо параллельное включение трансформаторов на холостом ходу при отсоединенной нагрузке Z (разомкнутом выключателе K_2). Очевидно, выводы первичных обмоток трансформаторов A_α, A_β, X_α, X_β могут быть присоединены указанным образом к первичной сети без соблюдения каких-либо дополнительных условий. После включения первичных обмоток на напряжение $U_1 = U_{1\alpha} = U_{1\beta}$ между разъединенными выводами вторичных обмоток $a_\alpha x_\alpha$ и $a_\beta x_\beta$ будут соответственно напряжения

$$U_{2\alpha} = E_{2\alpha} = U_{1\alpha}/n_{12\alpha} = E_{1\alpha}/n_{12\alpha};$$

$$U_{2\beta} = E_{2\beta} = U_{1\beta}/n_{12\beta} = E_{1\beta}/n_{12\beta}.$$

Выводы x_α и x_β вторичных обмоток трансформаторов могут быть объединены. Но на ключе K_1, при помощи которого объединяются зажимы a_α и a_β, может появиться ЭДС

$$\underline{E}_\Delta = \underline{E}_{2\alpha} - \underline{E}_{2\beta}. \qquad (12.1)$$

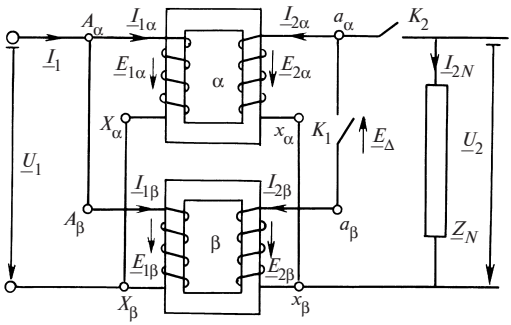


Рис. 12.1. Схема параллельного включения однофазных двухобмоточных трансформаторов, имеющих группу соединения 1/1-0

Объединение выводов a_α и a_β не будет сопровождаться появлением уравнительных токов в обмотках только при

$$\underline{E}_\Delta = \underline{E}_{2\alpha} - \underline{E}_{2\beta} = 0$$

или при одинаковых вторичных ЭДС

$$\underline{E}_{2\alpha} = \underline{E}_{2\beta}.$$

Для этого необходимо соблюдение следующих условий:

1. *Включаемые параллельно трансформаторы должны иметь одинаковые коэффициенты трансформации*. При $n_{12\alpha} = n_{12\beta}$ и $U_{1\alpha} = U_{1\beta}$ вторичные ЭДС одинаковы $E_{2\alpha} = E_{2\beta}$.

2. *Включаемые параллельно трансформаторы должны иметь одинаковые группы соединения*. При одинаковых номерах групп соединения $N_\alpha = N_\beta = N$ ЭДС $\underline{E}_{2\alpha}$ и $\underline{E}_{2\beta}$ повернуты на одинаковый угол θ_N относительно не отличающихся друг от друга первичных ЭДС $\underline{E}_{1\alpha} = \underline{E}_{1\beta} = -\underline{U}_1$ и, следовательно, совпадают по фазе:

$$\underline{E}_{2\alpha} = \frac{\underline{E}_{1\alpha}}{n_{12\alpha}} e^{j\theta_N} = \frac{\underline{E}_{1\beta}}{n_{12\beta}} e^{j\theta_N} = \underline{E}_{2\beta}.$$

Эти условия распространяются и на трехфазные трансформаторы, при параллельном включении которых также объединяются одинаково обозначенные линейные и нулевые выводы (A_α, A_β; B_α, B_β; C_α, C_β; a_α, a_β; b_α, b_β; c_α, c_β; O_α, O_β). При этом при выполнении условий включения получаются одинаковые по значению и фазе вторичные линейные ЭДС.

12.3. Уравнительные токи при неодинаковых коэффициентах трансформации

Рассмотрим два однофазных трансформатора α и β с группой соединения 1/1-0. Уравнительные токи $I_{1\alpha}$, $I_{1\beta}$, $I_{2\alpha}$, $I_{2\beta}$, которые появятся в обмотках после включения ключа K_1, если коэффициенты трансформации не одинаковы $n_{12\alpha} \neq n_{12\beta}$ и $\underline{E}_\Delta \neq 0$, можно оценить, пренебрегая намагничивающими токами ($\underline{I}_{0\alpha} = \underline{I}_{0\beta}$) и записав уравнения трансформаторов α и β (см. § 3.3) при положительных направлениях (рис. 12.1):

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_{1\alpha} &= -\underline{E}_{1\alpha} + \underline{I}_{1\alpha}\underline{Z}_{1\alpha}; \quad \underline{U}_{2\alpha} = -\underline{E}_{2\alpha} + \underline{I}_{2\alpha}\underline{Z}_{2\alpha}; \\ \underline{U}_{1\beta} &= -\underline{E}_{1\beta} + \underline{I}_{1\beta}\underline{Z}_{1\beta}; \quad \underline{U}_{2\beta} = -\underline{E}_{2\beta} + \underline{I}_{2\beta}\underline{Z}_{2\beta}, \end{aligned}\right\} \qquad (12.2)$$

где

$$\underline{E}_{1\alpha} = \underline{E}_{2\alpha} n_{12\alpha}; \qquad \underline{E}_{1\beta} = \underline{E}_{2\beta} n_{12\beta};$$
$$\underline{I}_{2\alpha} = -\underline{I}_{1\alpha} n_{12\alpha}; \qquad \underline{I}_{2\beta} = -\underline{I}_{1\beta} n_{12\beta}.$$

Дополнительно нужно учесть условия, связанные с параллельным включением обмоток при отключенной вторичной нагрузке (ключ K_2 разомкнут, $I_{2N} = 0$):

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{1\beta} = \underline{U}_{1\alpha}; \quad \underline{U}_2 = \underline{U}_{2\alpha} = \underline{U}_{2\beta};$$
$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{1\alpha} + \underline{I}_{1\beta}; \quad \underline{I}_{2\alpha} + \underline{I}_{2\beta} = \underline{I}_2 = -I_{2N} = 0. \tag{12.3}$$

Решая (12.2), (12.3) относительно вторичного уравнительного тока $\underline{I}_{2\alpha} = -\underline{I}_{2\beta}$, находим

$$\underline{I}_{2\alpha} = -\underline{I}_{2\beta} = \frac{U_2(n_{12\alpha} - n_{12\beta})}{n_{12\beta}\underline{Z}'_{к\beta} + n_{12\alpha}\underline{Z}'_{к\alpha}}, \tag{12.4}$$

где $\underline{Z}'_{к\beta} = \underline{Z}_{2\beta} + \frac{\underline{Z}_{1\beta}}{n^2_{12\beta}}$; $\underline{Z}'_{к\alpha} = \underline{Z}_{2\alpha} + \frac{\underline{Z}_{1\alpha}}{n^2_{12\alpha}}$ — сопротивления короткого замыкания трансформаторов α и β при питании со стороны вторичной обмотки.

Используя (12.4) и уравнения (12.2) для $\underline{U}_{1\alpha}$ и $\underline{U}_{2\alpha}$, можно выявить соотношение между устанавливающимися после включения ключа K_1 напряжениями $\underline{U}_2 = \underline{U}_{2\alpha} = \underline{U}_{2\beta}$ и $\underline{U}_1$:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2 \frac{\underline{Z}'_{к\alpha} + \underline{Z}'_{к\beta}}{\underline{Z}'_{к\alpha} n_{21\beta} + \underline{Z}'_{к\beta} n_{21\alpha}}, \tag{12.5}$$

где $n_{21\beta} = 1/n_{12\beta}$; $n_{21\beta} = 1/n_{12\alpha}$.

При $\underline{Z}'_{к\alpha} = \underline{Z}'_{к\beta}$ найдем

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2 / n_{21}, \tag{12.6}$$

здесь $n_{21} = (n_{21\alpha} + n_{21\beta})/2$ — средний коэффициент трансформации.

При небольшом различии между коэффициентами трансформации ($n_{12\alpha}/n_{12\beta} \approx 1$)

$$\underline{I}_{2\alpha} = -\underline{I}_{2\beta} \approx \frac{\underline{E}_\Delta}{\underline{Z}'_{к\beta} + \underline{Z}'_{к\alpha}},$$

где

$$\underline{E}_{\Delta} = \underline{E}_{2\alpha} - \underline{E}_{2\beta} = \underline{E}_1\left(\frac{1}{n_{12\alpha}} - \frac{1}{n_{12\beta}}\right) \approx \underline{U}_2(\Delta n) \qquad (12.7)$$

— разность ЭДС вторичных обмоток по (12.1); $\Delta n = (n_{12\alpha} - n_{12\beta})/n_{12}$ — относительное различие в коэффициентах трансформации; $n_{12} = (n_{12\alpha} + n_{12\beta})/2$ — средний коэффициент трансформации.

Уравнительные токи по (12.4), появляющиеся при номинальном первичном напряжении $U_1 = U_{1\,\text{ном}}$, когда $U_2 \approx U_{2\,\text{ном}}$, удобно представить в долях номинального тока одного из трансформаторов, например α:

$$I_{\text{у}\alpha *} = \frac{I_{2\alpha}}{I_{2\alpha\,\text{ном}}} = \frac{I_{1\alpha}}{I_{1\alpha\,\text{ном}}} \approx \frac{\Delta n}{u_{\text{к}\alpha} + \dfrac{S_{\alpha\,\text{ном}}}{S_{\beta\,\text{ном}}} u_{\text{к}\beta}}, \qquad (12.8)$$

где

$$u_{\text{к}\alpha} = \frac{I_{2\alpha\,\text{ном}} Z'_{\text{к}\alpha}}{U_{2\alpha\,\text{ном}}}; \quad u_{\text{к}\beta} = \frac{I_{2\beta\,\text{ном}} Z'_{\text{к}\beta}}{U_{2\beta\,\text{ном}}}$$

— напряжения короткого замыкания трансформаторов;

$$S_{\alpha\,\text{ном}} = I_{2\alpha\,\text{ном}} U_{2\alpha\,\text{ном}};\ S_{\beta\,\text{ном}} = I_{2\beta\,\text{ном}} U_{2\beta\,\text{ном}}$$

— номинальные мощности трансформаторов.

Из (12.8) следует, что даже при небольшом относительном различии между коэффициентами трансформации Δn могут появиться уравнительные токи, соизмеримые с номинальными.

Пример 12.1. Параллельно включенные трансформаторы имеют одинаковые мощности $S_{\alpha\,\text{ном}} = S_{\beta\,\text{ном}} = 1000$ кВ · А и напряжения короткого замыкания $u_{\text{к}\alpha} = u_{\text{к}\beta} = 0{,}05$. Относительное различие в их коэффициентах трансформации $\Delta n = 0{,}05$. По (12.8) найдем уравнительный ток в относительных единицах: $I_{\text{у}*} = I_2/I_{2\,\text{ном}} = 0{,}5$.

Во избежание появления опасных уравнительных токов коэффициенты трансформации включаемых параллельно трансформаторов должны различаться не более чем на $\Delta n \le 0{,}005$.

12.4. Распределение нагрузки между параллельно включенными трансформаторами

Если трансформаторы включены параллельно с соблюдением необходимых условий, то при отключенной нагрузке уравнительные токи в их обмотках отсутствуют.

Нагрузим трансформаторы, включив K_2 (см. рис. 12.1), и посмотрим, как распределится между ними ток нагрузки. Сделать это мож-

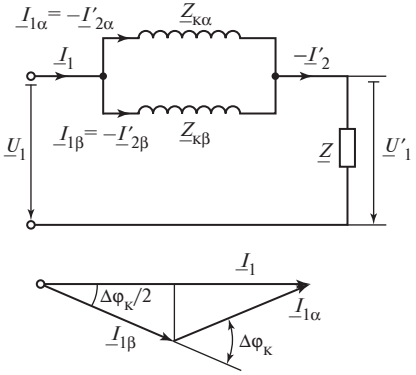


Рис. 12.2. Схема замещения двух параллельно включенных трансформаторов

но при помощи схемы замещения параллельно включенных трансформаторов на рис. 12.2, которая представляет собой объединение упрощенных схем замещения трансформаторов α и β (см. рис. 6.1).

Токи в параллельных ветвях схемы, образованных сопротивлениями короткого замыкания трансформаторов

$$\underline{Z}_{к\alpha} = \underline{Z}_{1\alpha} + n_{12}^2 \underline{Z}_{2\alpha} = Z_{к\alpha} e^{j\varphi_{к\alpha}}$$

и

$$\underline{Z}_{к\beta} = \underline{Z}_{1\beta} + n_{12}^2 \underline{Z}_{2\beta} = Z_{к\beta} e^{j\varphi_{к\beta}},$$

обратно пропорциональны этим сопротивлениям:

$$\frac{\underline{I}_{1\alpha}}{\underline{I}_{1\beta}} = \frac{\underline{Z}_{к\beta}}{\underline{Z}_{к\alpha}} = \frac{Z_{к\beta}}{Z_{к\alpha}} e^{j\Delta\varphi_к}. \qquad (12.9)$$

В сумме эти токи равны току нагрузки $\underline{I} = \underline{I}_{1\alpha} + \underline{I}_{1\beta}$. Если трансформаторы совершенно одинаковы и их сопротивления короткого замыкания совпадают и по модулям $Z_{к\alpha} = Z_{к\beta}$, и по углам короткого замыкания $\varphi_{к\alpha} = \varphi_{к\beta}$, то ток каждого из трансформаторов равен половине общего тока $I_{1\alpha} = I_{1\beta} = I_1/2$.

Если сопротивления короткого замыкания одинаковы по модулям и отличаются лишь углами короткого замыкания $\varphi_{к\beta} > \varphi_{к\alpha}$, то $\underline{I}_{1\alpha} = \underline{I}_{1\beta} e^{j\Delta\varphi_к}$ и диаграмма токов выглядит так, как это показано на рис. 12.2. Каждый из трансформаторов принимает на себя ток

$$I_{1\alpha} = I_{1\beta} = \frac{1}{2\cos(\Delta\varphi_к/2)},$$

который превышает в $1/\cos(\Delta\varphi_к/2)$ раз ток $I_1/2$ при равномерном распределении. Однако даже при наибольшем возможном угле $\varphi_{к\beta} \approx 90°$ и наименьшем возможном угле $\varphi_{к\alpha} \approx 60°$ разница углов составляет $\Delta\varphi_к = 90° - 60° = 30°$ и перегрузка трансформаторов из-за различия в углах $\varphi_к$ не превышает

$$1/\cos(\Delta\varphi_к/2) \le 1/\cos(30°/2) = 1{,}03.$$

Поэтому с перегрузкой трансформаторов, связанной с различием в углах $\varphi_к$, можно не считаться и учитывать только различие в модулях сопротивлений короткого замыкания. Из (12.9) следует, что модули токов обратно пропорциональны модулям сопротивлений короткого замыкания

$$\frac{I_{1\alpha}}{I_{1\beta}} = \frac{Z_{к\beta}}{Z_{к\alpha}}.$$

После простых преобразований получаем

$$\frac{I_{1\alpha}U_{1ном}}{I_{1\beta}U_{1ном}} = \frac{Z_{к\beta}I_{1\beta ном}U_{1ном}I_{1\alpha ном}U_{1ном}}{U_{1ном}Z_{к\alpha}I_{1\alpha ном}I_{1\beta ном}U_{1ном}}.$$

Заметив, что

$$\frac{I_{1\alpha}U_{1ном}}{I_{1\alpha ном}U_{1ном}} = \frac{S_\alpha}{S_{\alpha ном}} = S_{\alpha *} = I_{\alpha *};$$

$$\frac{Z_{к\alpha}I_{1\alpha ном}}{U_{1ном}} = u_{к\alpha},$$

можно выяснить, что нагрузки трансформаторов в относительных единицах $S_{\alpha *}$ и $S_{\beta *}$ обратно пропорциональны напряжениям короткого замыкания $u_{к\alpha}$, $u_{к\beta}$:

$$\frac{S_{\alpha *}}{S_{\beta *}} = \frac{u_{к\beta}}{u_{к\alpha}}. \qquad (12.10)$$

Если $u_{к\beta} = u_{к\alpha}$, то параллельно включенные трансформаторы всегда относительно одинаково нагружены: $S_{\alpha *} = S_{\beta *}$. В этом случае они используются в максимально возможной мере (при номинальной нагрузке одного из них $S_{\alpha *} = 1$ второй также нагружен номинально $S_{\beta *} = 1$).

Если $u_{к\beta} \neq u_{к\alpha}$, например $u_{к\beta} > u_{к\alpha}$, то при номинальной нагрузке трансформатора α ($S_{\alpha *} = 1$) трансформатор β будет недогружен: $S_{\beta *} = \frac{u_{к\alpha}}{u_{к\beta}} S_{\alpha *} < 1$, и наоборот — при номинальной нагрузке трансформатора β ($S_{\beta *} = 1$) трансформатор α будет перегружен: $S_{\alpha *} = \frac{u_{к\beta}}{u_{к\alpha}} S_{\beta *} > 1$.

Поэтому параллельно включаемые трансформаторы должны иметь одинаковые напряжения короткого замыкания в относительных единицах (на практике допускается различие в напряжениях короткого замыкания до 10 %).

Глава тринадцатая
НЕСИММЕТРИЧНАЯ НАГРУЗКА ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

13.1. Причины появления несимметричной нагрузки

В предыдущих параграфах рассматривались процессы в трехфазных трансформаторах, присоединенных к сети с симметричными напряжениями и симметричной нагрузкой. Однако идеально симметричная нагрузка, при которой было бы желательно эксплуатировать трансформаторы, в электрических системах практически не встречается, и всегда имеются те или иные отклонения от симметрии. Эти отклонения возрастают с увеличением мощности однофазных потребителей, питающихся от трехфазных сетей, и получаются особенно большими в аварийных несимметричных режимах, например при двухфазных и однофазных коротких замыканиях, отключении одной из фаз линии передачи и т.п.

Для оценки допустимых в эксплуатации отклонений от симметрии нужно располагать математическим описанием процессов в трансформаторе при несимметричной нагрузке.

В наиболее общем случае трансформатор может быть не только несимметрично нагружен вторичными линейными токами $\underline{I}_{a\text{л}}$, $\underline{I}_{b\text{л}}$, $\underline{I}_{c\text{л}}$, но и питаться от сети с несимметричными линейными напряжениями $\underline{U}_{AB}$, $\underline{U}_{BC}$, $\underline{U}_{CA}$. Для получения исчерпывающего представления о процессах в трансформаторе в несимметричном режиме нужно определить: фазные вторичные токи $\underline{I}_a$, $\underline{I}_b$, $\underline{I}_c$ (при соединении вторичной обмотки Δ), фазные и линейные первичные токи $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$, $\underline{I}_{A\text{л}}$, $\underline{I}_{B\text{л}}$, $\underline{I}_{C\text{л}}$ (последние только при соединении первичной обмотки Δ), первичные фазные напряжения $\underline{U}_A$, $\underline{U}_B$, $\underline{U}_C$ (при соединении первичной обмотки Y), вторичные фазные и линейные напряжения $\underline{U}_a$, $\underline{U}_b$, $\underline{U}_c$, $\underline{U}_{ab}$, $\underline{U}_{bc}$, $\underline{U}_{ca}$ (последние только при соединении вторичной обмотки Y).

Задачу определения этих величин удается решить методом симметричных составляющих, представляя токи, напряжения, магнитные потоки отдельных фаз в виде сумм соответствующих симметрич-

ных составляющих прямой, обратной и нулевой последовательностей. При этом следует иметь в виду, что явления в симметрично нагруженном трансформаторе не зависят от порядка чередования фаз питающей симметричной сети. Это означает, что сопротивления его обмоток для токов обратной последовательности не отличаются от соответствующих сопротивлений для токов прямой последовательности $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_0$ (см. гл. 8) и лишь сопротивления для токов нулевой последовательности требуют специального определения.

13.2. Трансформация несимметричных токов

Соединение вторичной обмотки в звезду. При соединении вторичной обмотки в звезду заданные несимметричные линейные токи $\underline{I}_{a\text{л}}$, $\underline{I}_{b\text{л}}$, $\underline{I}_{c\text{л}}$ являются одновременно фазными токами:

$$\underline{I}_a = \underline{I}_{a\text{л}};\ \underline{I}_b = \underline{I}_{b\text{л}};\ \underline{I}_c = \underline{I}_{c\text{л}}.$$

Фазные вторичные токи можно представить в виде сумм симметричных составляющих токов: токов прямой последовательности

$$\underline{I}_{a1} = (\underline{I}_a + \underline{a}\,\underline{I}_b + \underline{a}^2\,\underline{I}_c)/3;\ \underline{I}_{b1} = \underline{I}_{a1}\underline{a}^2;\ \underline{I}_{c1} = \underline{I}_{a1}\underline{a}; \quad (13.1)$$

токов обратной последовательности

$$\underline{I}_{a2} = (\underline{I}_a + \underline{a}^2\,\underline{I}_b + \underline{a}\,\underline{I}_c)/3;\ \underline{I}_{b2} = \underline{I}_{a2}\underline{a};\ \underline{I}_{c2} = \underline{I}_{a1}\underline{a}^2, \quad (13.2)$$

где $a = \mathrm{e}^{j2\pi/3}$, и токов нулевой последовательности

$$\underline{I}_{a0} = \underline{I}_{b0} = \underline{I}_{c0} = (\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c)/3. \quad (13.3)$$

Разложение системы фазных токов на симметричные составляющие показано на рис. 13.1.

В нейтральном проводе обмотки, соединенной $\mathrm{Y}_{\text{н}}$, протекает ток

$$\underline{I}_n = \underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = 3\,\underline{I}_{a0}. \quad (13.4)$$

Этот ток равен утроенному току нулевой последовательности. Принимая допущение о линейности системы и пренебрегая намагничивающими токами по сравнению с токами нагрузки, можно рассмотреть трансформацию каждой из симметричных систем токов порознь.

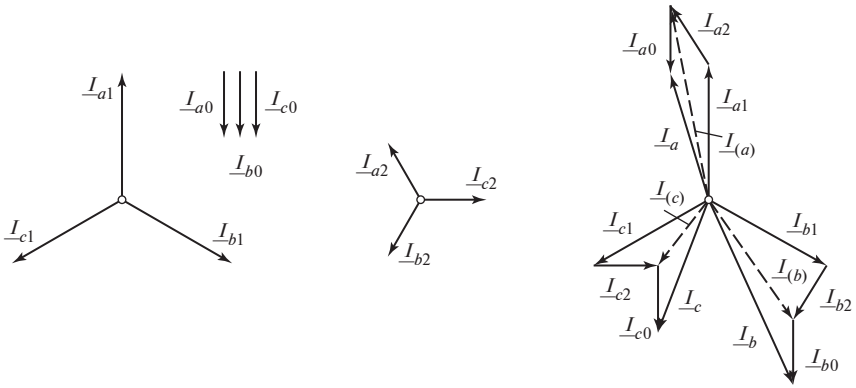


Рис. 13.1. Разложение несимметричной системы токов на симметричные составляющие

Соотношение между первичными и вторичными токами прямой последовательности (см. § 3.7) свидетельствует о том, что при любых соединениях вторичной и первичной обмоток

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}'_2 + \underline{I}_0 \approx -\underline{I}'_2 .$$

Это уравнение может быть записано для каждой из трех фаз в принятых для несимметричной нагрузки обозначениях:

$$\underline{I}_{A1} = -\underline{I}'_{a1};\ \underline{I}_{B1} = -\underline{I}'_{b1};\ \underline{I}_{C1} = -\underline{I}'_{c1}, \qquad (13.5)$$

где $\underline{I}'_{a1}$, $\underline{I}'_{b1}$, $\underline{I}'_{c1}$ — приведенные к первичной обмотке вторичные токи*.

Поскольку порядок чередования фаз в трансформаторе не имеет значения, соотношения между вторичными и первичными токами обратной последовательности следующие:

$$\underline{I}_{A2} = -\underline{I}'_{a2};\ \underline{I}_{B2} = -\underline{I}'_{b2};\ \underline{I}_{C2} = -\underline{I}'_{c2}. \qquad (13.6)$$

Это же соотношение может быть распространено и на токи нулевой последовательности в тех случаях, когда они могут протекать по первичной обмотке, т.е. при соединении первичной обмотки звездой с нейтральным проводом $Y_н$ или Δ:

$$\underline{I}_{A0} = -\underline{I}'_{a0} = \underline{I}_{B0} = -\underline{I}'_{b0} = \underline{I}_{C0} = -\underline{I}'_{c0}. \qquad (13.7)$$

* Уравнение (13.5) и другие уравнения параграфа записаны для групп соединений, в которых одноименно обозначенные фазные обмотки (*A* и *a*, *B* и *b*, *C* и *c*) располагаются на одних и тех же стержнях.

Таким образом, при соединении первичной обмотки $Y_н$ или Δ *ее фазные токи оказываются равными соответствующим вторичным фазным токам*:

$$\left.\begin{aligned} &\underline{I}_A = \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2} + \underline{I}_{A0} = -(\underline{I}'_{a1} + \underline{I}'_{a2} + \underline{I}'_{a0}) = -\underline{I}'_a; \\ &\underline{I}_B = -\underline{I}'_b; \quad \underline{I}_C = -\underline{I}'_c. \end{aligned}\right\} \qquad (13.8)$$

Линейные токи при соединении первичной обмотки $Y_н$ не отличаются от фазных:

$$\underline{I}_{Aл} = \underline{I}_A; \quad \underline{I}_{Bл} = \underline{I}_B; \quad \underline{I}_{Cл} = \underline{I}_C;$$

ток в ее нейтральном проводе

$$\underline{I}_N = 3\,\underline{I}_{A0} = -3\,\underline{I}'_{a0} = -\underline{I}'_n$$

равен приведенному току в нейтральном проводе вторичной стороны.

Линейные токи при соединении первичной обмотки треугольником не содержат токов нулевой последовательности:

$$\underline{I}_{Aл} = \underline{I}_A - \underline{I}_B = (\underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2} + \underline{I}_{A0}) - (\underline{I}_{B1} + \underline{I}_{B2} + \underline{I}_{B0}) =$$

$$= (\underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2}) - (\underline{I}_{B1} + \underline{I}_{B2}) = -(\underline{I}'_{a1} + \underline{I}'_{a2}) + (\underline{I}'_{b1} + \underline{I}'_{b2}). \qquad (13.9)$$

Ток нулевой последовательности I_{A0} замыкается в контуре треугольника и не попадает в линейные провода (рис. 13.2).

При соединении первичной обмотки звездой нейтральный провод, по которому могут протекать токи нулевой последовательности,

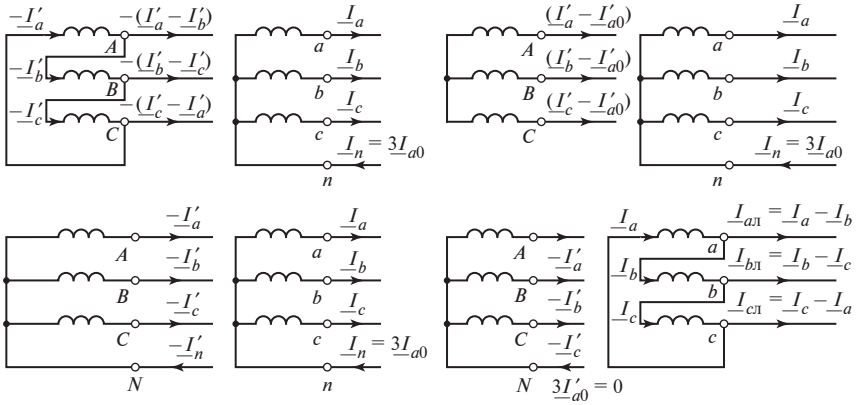


Рис. 13.2. Трансформация несимметричных токов в различных схемах соединения

отсутствует. Поэтому токи нулевой последовательности в первичную обмотку не трансформируются

$$\underline{I}_{A0} = \frac{1}{3}(\underline{I}_N) = (\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C)/3 = 0,$$

по фазам этой обмотки протекают только токи прямой и обратной последовательностей:

$$\left.\begin{aligned} \underline{I}_{(A)} &= \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2} = -\underline{I}'_{a1} - \underline{I}'_{a2} = -\underline{I}'_{(a)} = -(\underline{I}'_a - \underline{I}'_{a0}); \\ \underline{I}_{(B)} &= \underline{I}_{B1} + \underline{I}_{B2} = -\underline{I}'_{b1} - \underline{I}'_{b2} = -\underline{I}'_{(b)} = -(\underline{I}'_b - \underline{I}'_{b0}). \end{aligned}\right\}. \quad (13.10)$$

Из приведенных формул следует, что при всех соединениях токи прямой и обратной последовательностей трансформируются одинаковым образом. Поэтому имеет смысл выделить из полного тока фазы ток нулевой последовательности, а токи прямой и обратной последовательностей рассматривать совместно:

$$\underline{I}_a = \underline{I}_{(a)} + \underline{I}_{a0},$$

где $\underline{I}_a = \underline{I}_{a1} + \underline{I}_{a2}$ — ток прямой и обратной последовательностей фазы *a*, показанный на рис. 13.1 штриховой линией.

Соединение вторичной обмотки треугольником. При соединении вторичной обмотки треугольником сумма заданных линейных токов всегда равна нулю $\underline{I}_{a\text{л}} + \underline{I}_{b\text{л}} + \underline{I}_{c\text{л}} = 0$. Поскольку линейные токи представляют собой разность фазных токов

$$\underline{I}_{a\text{л}} = \underline{I}_a - \underline{I}_b; \quad \underline{I}_{b\text{л}} = \underline{I}_b - \underline{I}_c; \quad \underline{I}_{c\text{л}} = \underline{I}_c - \underline{I}_a, \quad (13.11)$$

а фазные токи не содержат токов нулевой последовательности и равны в сумме нулю

$$\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = 3\underline{I}_{a0} = 0, \quad (13.12)$$

можно выразить фазные токи через линейные:

$$\underline{I}_a = \frac{\underline{I}_{a\text{л}} - \underline{I}_{c\text{л}}}{3}; \quad \underline{I}_b = \frac{\underline{I}_{b\text{л}} - \underline{I}_{a\text{л}}}{3}; \quad \underline{I}_c = \frac{\underline{I}_{c\text{л}} - \underline{I}_{b\text{л}}}{3}. \quad (13.13)$$

Графически фазные токи определяются «центром тяжести» треугольника линейных токов, расположенным в точке пересечения его медиан. В этом легко убедиться, вспомнив, что точка пересечения

медиан находится от вершин на расстояниях, равных 2/3 медиан (рис. 13.3).

Поскольку *вторичные фазные токи* не содержат токов нулевой последовательности, они *полностью трансформируются в первичную обмотку независимо от способа ее соединения* (см. рис. 13.2):

$$\underline{I}_A = -\underline{I}'_a;\ \underline{I}_B = -\underline{I}'_b;\ \underline{I}_C = -\underline{I}'_c.$$

При соединении первичной обмотки звездой с нейтральным проводом ток $\underline{I}_N = 3\underline{I}_{A0} = -3\underline{I}'_{a0} = 0$.

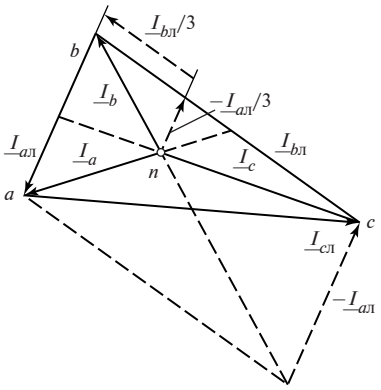


Рис. 13.3. Определение фазных токов обмотки, соединенной треугольником

13.3. Магнитные поля и ЭДС при несимметричной нагрузке

Магнитное поле при несимметричной нагрузке можно в линейном приближении представить в виде суммы полей, образованных токами прямой, обратной и нулевой последовательностей (рис. 13.4).

Токи прямой последовательности в первичной ($\underline{I}_{A1}$, $\underline{I}_{B1}$, $\underline{I}_{C1}$) и вторичной ($\underline{I}_{a1}$, $\underline{I}_{b1}$, $\underline{I}_{c1}$) обмотках уравновешивают друг друга не полностью. За счет нескомпенсированных частей первичных токов прямой последовательности, представляющих собой намагничиваю-

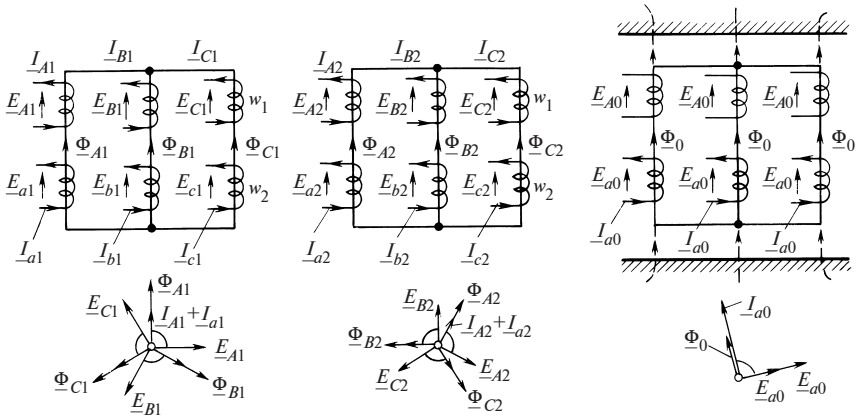


Рис. 13.4. Симметричные составляющие магнитных потоков и ЭДС при несимметричной нагрузке

щие токи $\underline{I}_{A1} + \underline{I}'_{a1}$, $\underline{I}_{B1} + \underline{I}'_{b1}$, $\underline{I}_{C1} + \underline{I}'_{c1}$, образуется симметричная система потоков прямой последовательности $\underline{\Phi}_{A1}$, $\underline{\Phi}_{B1}$, $\underline{\Phi}_{C1}$ (рис. 13.4). Эта система потоков обладает всеми свойствами потоков в симметрично нагруженных трехфазных трансформаторах (см. § 4.1). Особенно существенно, что сумма этих потоков равна нулю

$$\underline{\Phi}_{A1} + \underline{\Phi}_{B1} + \underline{\Phi}_{C1} = 0$$

и, следовательно, они могут свободно замыкаться в магнитопроводе любого типа.

То же самое можно сказать и о системах токов обратной последовательности в первичной ($\underline{I}_{A2}$, $\underline{I}_{B2}$, $\underline{I}_{C2}$) и вторичной ($\underline{I}_{a2}$, $\underline{I}_{b2}$, $\underline{I}_{c2}$) обмотках. Эти токи также не полностью уравновешивают друг друга и образуют симметричную систему потоков обратной последовательности $\underline{\Phi}_{A2} + \underline{\Phi}_{B2} + \underline{\Phi}_{C2} = 0$ (рис. 13.4).

Наоборот, потоки нулевой последовательности, образованные токами нулевой последовательности, и их пути замыкания существенно зависят от схемы соединения обмоток и типа магнитопровода.

Потоки нулевой последовательности замыкаются в пределах магнитопроводов только в трансформаторах бронестержневого типа и в трехфазной группе однофазных трансформаторов. В стержневом трансформаторе (рис. 13.4) совпадающие по фазе потоки нулевой последовательности

$$\underline{\Phi}_{A0} = \underline{\Phi}_{B0} = \underline{\Phi}_{C0} = \underline{\Phi}_0$$

выходят из стержней за пределы магнитопровода и замыкаются через немагнитные промежутки, стенки бака и ферромагнитные конструктивные части.

Из-за большого сопротивления немагнитных промежутков потоки нулевой последовательности в стержневом трансформаторе значительно меньше, чем в бронестержневом или групповом (при той же МДС $\underline{I}_{a0} w_2$).

Потоки нулевой последовательности получаются особенно большими, когда токи нулевой последовательности, протекающие по вторичной обмотке, соединенной звездой с нейтральным проводом, не уравновешиваются токами в первичной обмотке, например при соединении последней звездой без нейтрального провода (рис. 13.4).

Потоки прямой и обратной последовательностей имеет смысл рассматривать совместно, выделяя из фазных потоков только потоки нулевой последовательности:

$$\underline{\Phi}_A = \underline{\Phi}_{(A)} + \underline{\Phi}_0; \quad \underline{\Phi}_B = \underline{\Phi}_{(B)} + \underline{\Phi}_0; \quad \underline{\Phi}_C = \underline{\Phi}_{(C)} + \underline{\Phi}_0,$$

где $\underline{\Phi}_{(A)} = \underline{\Phi}_{A1} + \underline{\Phi}_{A2}$, $\underline{\Phi}_{(B)} = \underline{\Phi}_{B1} + \underline{\Phi}_{B2}$, $\underline{\Phi}_{(C)} = \underline{\Phi}_{C1} + \underline{\Phi}_{C2}$ — суммарные потоки прямой и обратной последовательностей фаз.

Изменяющиеся гармонически потоки прямой и обратной последовательностей индуктируют в фазах первичной обмотки *ЭДС взаимной индукции прямой и обратной последовательностей* (3.7):

$$\left.\begin{aligned} \underline{E}_{(A)} &= \underline{E}_{A1} + \underline{E}_{A2} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_1 \underline{\Phi}_{(A)} = \underline{E}'_{(a)}; \\ \underline{E}_{(B)} &= \underline{E}_{B1} + \underline{E}_{B2} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_1 \underline{\Phi}_{(B)} = \underline{E}'_{(b)}, \end{aligned}\right\}, \qquad (13.14)$$

где $\underline{E}'_{(a)} = \underline{E}_{(a)} w_1 / w_2$ — приведенная ЭДС взаимной индукции прямой и обратной последовательностей фазы *a*.

Изменяющиеся гармонически потоки нулевой последовательности индуктируют в фазах первичной обмотки *ЭДС взаимной индукции нулевой последовательности* (рис. 13.4):

$$\underline{E}_{A0} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_1 \underline{\Phi}_0 = \underline{E}'_{a0}, \qquad (13.15)$$

где $\underline{E}'_{a0} = \underline{E}_{a0} w_1 / w_2$ — приведенная ЭДС взаимной индукции нулевой последовательности вторичной обмотки.

Электродвижущая сила взаимной индукции нулевой последовательности может быть выражена через токи нулевой последовательности $\underline{I}_{a0}$, возбуждающие потоки нулевой последовательности $\underline{\Phi}_0$ (поток нулевой последовательности необходимо учитывать отдельно только при соединении первичной обмотки звездой, когда в ней нет тока нулевой последовательности, как на рис. 13.4):

$$\underline{E}_{A0} = -\underline{Z}'_{00} \underline{I}'_{a0}, \qquad (13.16)$$

где $\underline{Z}'_{00} = R'_{00} + jX'_{00}$ — *сопротивление взаимной индукции для токов нулевой последовательности*; $X'_{00} = \omega w_1^2 \Lambda_{00}$ — индуктивное сопротивление взаимной индукции нулевой последовательности, пропорциональное магнитной проводимости для потока нулевой последовательности; R'_{00} — активная составляющая сопротивления взаимной

индукции, определяющаяся магнитными потерями в ферромагнитных конструктивных частях от гармонически изменяющихся полей нулевой последовательности.

Поскольку ток $\underline{I}_{a0}$ является «намагничивающим» током для потоков нулевой последовательности, (13.16) записано по аналогии с (3.7), выражающим связь между намагничивающим током $\underline{I}_0$ и ЭДС $\underline{E}_1$.

13.4. Искажение симметрии первичных фазных напряжений при несимметричной нагрузке

Уравнения первичных фазных напряжений для отдельных фаз записываются при несимметричной нагрузке по аналогии с уравнениями при симметричной нагрузке (3.13). Вместо ЭДС взаимной индукции $\underline{E}_1$ в уравнения вводятся ЭДС взаимной индукции фаз, складывающиеся из ЭДС прямой и обратной последовательностей и ЭДС нулевой последовательности $\underline{E}_{A0} = \underline{E}_{B0} = \underline{E}_{C0}$:

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_A &= -\underline{E}_{(A)} - \underline{E}_{A0} + \underline{Z}_1 \underline{I}_A; \\ \underline{U}_B &= -\underline{E}_{(B)} - \underline{E}_{A0} + \underline{Z}_1 \underline{I}_B; \\ \underline{U}_C &= -\underline{E}_{(C)} - \underline{E}_{A0} + \underline{Z}_1 \underline{I}_C. \end{aligned}\right\} \qquad (13.17)$$

Заданными являются первичные линейные напряжения $\underline{U}_{AB}$, $\underline{U}_{BC}$, $\underline{U}_{CA}$, которые в общем случае несимметричны.

При соединении первичной обмотки треугольником первичные фазные напряжения совпадают с заданными линейными и не нуждаются в определении. Кроме того, ток нулевой последовательности $\underline{I}_{A0}$ в контуре треугольника уравновешивает вторичные токи нулевой последовательности и ЭДС $\underline{E}_{A0}$ в (13.17) исчезает ($\underline{E}_{A0} = 0$).

При симметричных линейных напряжениях фазные напряжения первичной обмотки, соединенной треугольником, также симметричны.

При соединении первичной обмотки звездой без нейтрального провода первичные фазные напряжения должны соответствовать заданным линейным напряжениям

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_{AB} &= \underline{U}_B - \underline{U}_A; \\ \underline{U}_{BC} &= \underline{U}_C - \underline{U}_B. \end{aligned}\right\} \qquad (13.18)$$

Кроме того, сложив правые и левые части (13.17) и имея в виду, что суммы ЭДС и токов, не содержащих токов нулевой последовательности, равны нулю

$$\underline{E}_{(A)} + \underline{E}_{(B)} + \underline{E}_{(C)} = (\underline{E}_{A1} + \underline{E}_{B1} + \underline{E}_{C1}) + (\underline{E}_{A2} + \underline{E}_{B2} + \underline{E}_{C2}) = 0;$$

$$\underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C = (\underline{I}_{A1} + \underline{I}_{B1} + \underline{I}_{C1}) + (\underline{I}_{A2} + \underline{I}_{B2} + \underline{I}_{C2}) = 0,$$

получим важное уравнение

$$\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C = -3\,\underline{E}_{A0} = 3\,\underline{I}'_{a0}\,\underline{Z}'_{00}. \qquad (13.19)$$

Вычитая из первого (13.18) второе и учитывая (13.19), находим:

$$\underline{U}_{AB} - \underline{U}_{BC} = -(\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C) + 3\underline{U}_B = 3(\underline{E}_{A0} + \underline{U}_B);$$

$$\underline{U}_B = \frac{\underline{U}_{AB} - \underline{U}_{BC}}{3} - \underline{E}_{A0} = \underline{U}_{(B)} - \underline{E}_{A0}$$

и по аналогии

$$\underline{U}_C = \frac{\underline{U}_{BC} - \underline{U}_{CA}}{3} = \underline{E}_{A0} = \underline{U}_{(C)} - \underline{E}_{A0} \text{ и т.д.} \qquad (13.20)$$

Здесь $\underline{U}_{(B)}$ и $\underline{U}_{(C)}$ — фазные напряжения при отсутствии тока нулевой последовательности во вторичной обмотке, т.е. при $\underline{I}_{a0} = 0$ и $\underline{E}_{A0} = -\underline{Z}'_{00}\,\underline{I}'_{a0} = 0$.

Как видно из рис. 13.5, фазные напряжения $\underline{U}_{(A)}$, $\underline{U}_{(B)}$, $\underline{U}_{(C)}$ направлены из центра тяжести треугольника линейных напряжений N к его вершинам [ср. с (13.13) и рис. 13.3 для фазных токов].

При симметричных линейных напряжениях $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_{BC} = \underline{U}_{CA}$ и отсутствии тока нулевой последовательности во вторичной обмотке $\underline{I}_{a0} = 0$, первичные фазные напряжения также симметричны:

$$U_{(A)} = U_{(B)} = U_{(C)} = U_A = U_B = U_C.$$

Появление токов нулевой последовательности ($I_{a0} \neq 0$) приводит к смещению центра тяже-

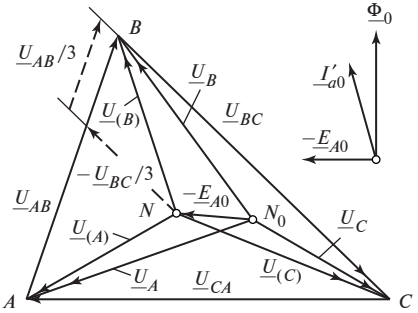


Рис. 13.5. Диаграмма первичных напряжений при несимметричной нагрузке

сти треугольника на расстояние $\underline{E}_0$ (из положения N в положение N_0) и искажению симметрии фазных напряжений. В этом случае даже при симметричных первичных линейных напряжениях фазные напряжения получаются несимметричными $U_A \neq U_B \neq U_C$.

Первичные фазные напряжения искажаются значительно слабее в стержневых трансформаторах, поскольку в них магнитное сопротивление для потоков нулевой последовательности много больше, чем в бронестержневых или групповых трансформаторах.

Из (13.20) следует, что несимметрия фазных напряжений может появиться также вследствие искажения симметрии линейных напряжений даже при отсутствии токов нулевой последовательности. С точки зрения симметрии фазных напряжений предпочтительно соединение первичной обмотки в треугольник, так как в последнем при симметричных линейных напряжениях фазные напряжения не искажаются даже в том случае, когда во вторичной обмотке имеется ток нулевой последовательности.

13.5. Искажение симметрии вторичных напряжений при несимметричной нагрузке

Уравнения для вторичных фазных напряжений могут быть записаны по аналогии с (3.19) при симметричной нагрузке. Вместо приведенной ЭДС взаимной индукции $\underline{E}'_2 = \underline{E}_1$ в уравнения вводятся ЭДС $\underline{E}'_{(a)} = \underline{E}_{(A)}$ или ($\underline{E}_{(B)}$, $\underline{E}_{(C)}$) и ЭДС $\underline{E}'_{a0} = \underline{E}_{A0}$:

$$\left.\begin{aligned} -\underline{U}'_a &= -\underline{E}_{(A)} - \underline{E}_{A0} + \underline{Z}'_2 \underline{I}'_a; \\ -\underline{U}'_b &= -\underline{E}_{(B)} - \underline{E}_{A0} + \underline{Z}'_2 \underline{I}'_b \dots \end{aligned}\right\} \qquad (13.21)$$

Исключая из этих уравнений ЭДС, можно выразить вторичные фазные напряжения непосредственно через первичные фазные напряжения:

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}'_a &= \underline{U}_A - \underline{Z}_1 \underline{I}_A + \underline{Z}'_2 \underline{I}'_a; \\ \underline{U}'_b &= \underline{U}_B - \underline{Z}_1 \underline{I}_B + \underline{Z}'_2 \underline{I}'_b \text{ и т.д.} \end{aligned}\right\} \qquad (13.22)$$

В общей записи система (13.22) одинаково пригодна для любых схем соединений первичной и вторичной обмоток.

При соединении первичной обмотки треугольником и вторичной — звездой с нейтральным проводом, когда вторичный ток нулевой последовательности $\underline{I}_{a0}$ уравновешен в магнитном отношении первичным током нулевой последовательности $\underline{I}_{A0}$, замыкающимся по контуру

треугольника, поток нулевой последовательности отсутствует $\underline{\Phi}_0 = 0$, а первичные токи равны приведенным вторичным:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2} + \underline{I}_{A0} = -\underline{I}'_{a1} - \underline{I}'_{a2} - \underline{I}'_{a0} = -\underline{I}'_a;$$

$$\underline{I}_B = -\underline{I}'_b; \quad \underline{I}_C = -\underline{I}'_c.$$

В этом случае приведенное вторичное фазное напряжение отличается от первичного на сравнительно небольшое падение напряжения на сопротивлении короткого замыкания (так же как в симметричном режиме):

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}'_a &= \underline{U}_A + \underline{Z}_к \underline{I}'_a; \\ \underline{U}'_b &= \underline{U}_B + \underline{Z}_к \underline{I}'_b, \end{aligned}\right\} \qquad (13.23)$$

где $\underline{Z}_к = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2$ — сопротивление короткого замыкания.

Поскольку при заданных симметричных первичных линейных напряжениях фазные первичные напряжения также симметричны, искажение симметрии вторичных фазных напряжений из-за несимметрии токов получается сравнительно небольшим.

Уравнениями (13.23) можно воспользоваться для определения *вторичных напряжений и при соединении первичной обмотки звездой, а вторичной — треугольником* Y/Δ, когда (см. выше) вторичные, а также первичные токи не содержат токов нулевой последовательности ($I_{A0} = I_{a0} = 0$).

В этом случае первичные и вторичные токи также уравновешивают друг друга

$$\underline{I}_A = \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2} = -\underline{I}'_{a1} - \underline{I}'_{a2} = -\underline{I}'_a; \quad \underline{I}_B = -\underline{I}'_b; \quad \underline{I}_C = -\underline{I}'_c,$$

а поток и ЭДС нулевой последовательности равны нулю ($\Phi_0 = 0$, $E_0 = 0$). Поэтому [см. (13.20)] фазные первичные напряжения определяются центром тяжести треугольника линейных напряжений

$$\underline{U}_A = \underline{U}_{(A)}, \; \underline{U}_B = \underline{U}_{(B)}, \; \underline{U}_C = \underline{U}_{(C)}$$

и при симметричных линейных напряжениях получаются симметричными, а (13.22) превращаются в (13.23).

Значительно бóльшие искажения фазных вторичных и первичных напряжений могут быть вызваны токами нулевой последовательности $\underline{I}_{a0}$ при соединении первичной обмотки звездой, а вторичной —

звездой с нейтральным проводом, когда ток нулевой последовательности в первичной обмотке отсутствует [см. (13.10)]:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_{(A)} = \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2} = -\underline{I}'_{a1} - \underline{I}'_{a2} = -\underline{I}'_{(a)};$$

$$\underline{I}'_a = \underline{I}'_{a1} + \underline{I}'_{a2} + \underline{I}'_{a0} = \underline{I}'_{(a)} + \underline{I}'_{a0}.$$

С учетом (13.10) и (13.20) уравнения (13.22) приобретают вид

$$\left.\begin{aligned} U'_a &= (\underline{U}_{(A)} + \underline{I}'_{a1}\underline{Z}_{\text{к}}) + \underline{I}'_{a2}\underline{Z}_{\text{к}} + \underline{I}'_{a0}\underline{Z}'_n; \\ U'_b &= (\underline{U}_{(B)} + \underline{I}'_{b1}\underline{Z}_{\text{к}}) + \underline{I}'_{b2}\underline{Z}_{\text{к}} + \underline{I}'_{a0}\underline{Z}'_n \ldots, \end{aligned}\right\} \qquad (13.24)$$

где $\underline{Z}'_n = \underline{Z}'_{00} + \underline{Z}'_2$ — сопротивление нулевой последовательности вторичной обмотки, приведенное к первичной обмотке.

При симметричных первичных линейных напряжениях напряжения $\underline{U}_{(A)}$, $\underline{U}_{(B)}$, $\underline{U}_{(C)}$ также симметричны и искажение симметрии связано с падениями напряжений от токов обратной последовательности ($\underline{I}'_{a2}\underline{Z}_{\text{к}}$, $\underline{I}'_{b2}\underline{Z}_{\text{к}}$, $\underline{I}'_{c2}\underline{Z}_{\text{к}}$), и токов нулевой последовательности $\underline{I}'_{a0}\underline{Z}'_n$.

Как видно из рис. 13.6, падения напряжений от токов прямой последовательности ($\underline{I}'_{a1}\underline{Z}_{\text{к}}$, $\underline{I}'_{b1}\underline{Z}_{\text{к}}$, $\underline{I}'_{c1}\underline{Z}_{\text{к}}$) не приводят к искажению симметрии напряжений.

Однако следует отметить, что даже в стержневом трансформаторе, у которого сопротивление нулевой последовательности $Z'_{n*} = 0{,}3 \div 1$ относительно невелико и всего в несколько раз больше сопротивления короткого замыкания $Z_{\text{к}*} = 0{,}05 \div 0{,}13$, искажение фазных напряжений получается значительно большим от токов нулевой последовательности, чем от таких же токов обратной последовательности. Особенно велико влияние токов нулевой последовательности в бронестержневом или групповом трансформаторе, соединенном по схеме Y/Y_n, поскольку в нем потоки нулевой последовательности замыкаются в магнитопроводе так же, как потоки прямой последовательности. В таких трансформаторах $\underline{Z}'_{n*} = \underline{Z}_{0*} = 10 \div 100$ и даже малые токи нулевой последовательности вызывают недопустимые искажения фазных напряжений. По этой причине схему соединения Y/Y_n применять в бронестержневых и групповых трансформаторах не рекомендуется. В стержневых трансформаторах с этой схемой соединения обмоток должны быть наложены ограничения на ток нулевой последовательности.

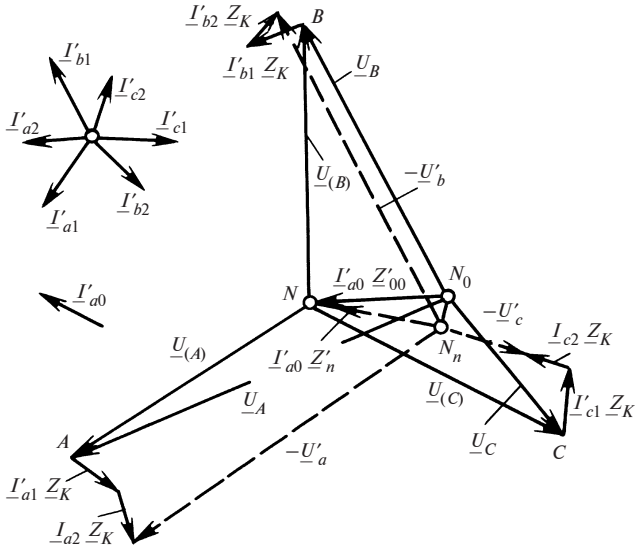


Рис. 13.6. Диаграмма трансформатора, соединенного по схеме Y/Y_n, при несимметричной нагрузке (первичные линейные напряжения не симметричны)

Вычитая второе уравнение (13.24) из первого, можно заметить, что искажение вторичных линейных напряжений связано только с токами обратной последовательности

$$\underline{U}_{ab} = \underline{U}_a - \underline{U}_b = \underline{U}_{(A)} - \underline{U}_{(B)} + (\underline{I}'_{a1} - \underline{I}'_{b1})\underline{Z}_к + (\underline{I}'_{a2} - \underline{I}'_{b2})\underline{Z}_к$$

и т. д.

Для уменьшения искажения фазных напряжений от токов нулевой последовательности в бронестержневых, групповых и в крупных стержневых трансформаторах, соединенных по схеме Y/Y_n, применяется дополнительная «компенсационная» обмотка, соединенная треугольником. Индуктируемые в контуре треугольника токи нулевой последовательности демпфируют потоки нулевой последовательности, что существенно уменьшает искажение фазных напряжений в основных обмотках. Обмотку, соединенную треугольником, иногда используют как третью обмотку трансформатора и присоединяют к сети. В этом случае обмотка, соединенная треугольником, рассчитывается не только на компенсацию токов нулевой последовательности, но и на трансформацию части мощности в сеть, к которой она присоединена.

13.6. Экспериментальное определение сопротивления нулевой последовательности вторичной обмотки

Для экспериментального определения сопротивления вторичной обмотки для токов нулевой последовательности в ее фазах искусственно воспроизводится система совпадающих по фазе токов — токов нулевой последовательности $I_{a0} = I$. Наиболее просто такая система токов может быть получена при последовательном соединении фаз вторичной обмотки в «разомкнутый треугольник» (рис. 13.7, *а*).

Измерив напряжение, ток и активную мощность приборами, показанными на схеме, можно определить сопротивления фазы токам нулевой последовательности

$$Z_n = U/(3I); \quad R_n = P/(3I^2); \quad X_n = \sqrt{Z_n^2 - R_n^2}.$$

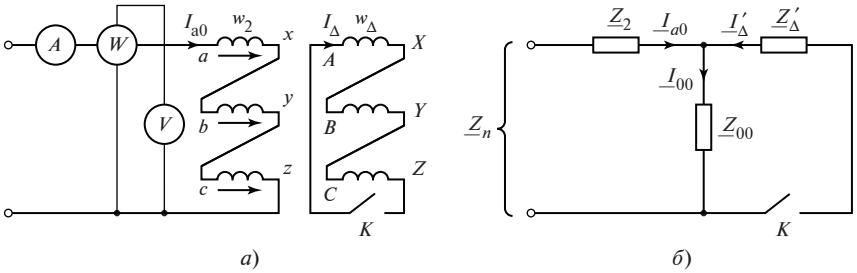
Реактивная составляющая сопротивления нулевой последовательности X_n складывается из индуктивного сопротивления взаимной индукции нулевой последовательности X_{00} и индуктивного сопротивления рассеяния вторичной обмотки X_2:

$$X_n = X_{00} + X_2 = \omega\Lambda_{00}w_2^2 + \omega\Lambda_{02}w_2^2,$$

где Λ_{00}, Λ_{02} — магнитные проводимости для потокосцеплений взаимной индукции нулевой последовательности и потокосцеплений рассеяния.

Активная составляющая сопротивления нулевой последовательности R_n складывается из активного сопротивления R_{00}, связанного с магнитными потерями, и активного сопротивления вторичной обмотки R_2:

$$R_n = R_{00} + R_2.$$



а) *б*)

Рис. 13.7. Экспериментальное определение сопротивления нулевой последовательности:

а — схема опыта; *б* — схема замещения для тока нулевой последовательности

Если в трансформаторе кроме обмоток, соединенных по схеме Y/Y_n, имеется еще и обмотка, соединенная треугольником, то по отношению к ЭДС нулевой последовательности ее можно считать замкнутой накоротко. Появляющийся в ее контуре ток нулевой последовательности I_Δ в значительной мере уменьшает потоки и сопротивление нулевой последовательности.

В этом случае для определения сопротивления нулевой последовательности ключ K должен быть замкнут.

При разомкнутом контуре треугольника сопротивление нулевой последовательности вторичной обмотки (см. схему замещения) равно $\underline{Z}_n = \underline{Z}_2 + \underline{Z}_{00}$, при замкнутом контуре треугольника оно существенно уменьшается:

$$\underline{Z}_{n\Delta} = \underline{Z}_2 + \underline{Z}'_\Delta \underline{Z}_{00} / (\underline{Z}'_\Delta + \underline{Z}_{00}) \approx \underline{Z}_2 + \underline{Z}'_\Delta << \underline{Z}_n,$$

так как $\underline{Z}'_\Delta << \underline{Z}_{00}$.

13.7. Однофазные и двухфазные несимметричные режимы

Однофазная нагрузка при соединениях Y/Y_n или $Y/\Delta/Y_n$ (рис. 13.8, *а*). Заданы первичные линейные напряжения $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = \sqrt{3}U_1$ и сопротивление нагрузки Z.

По фазе a протекает ток $\underline{I}_a$, замыкающийся через сопротивление Z, токи в остальных фазах вторичной обмотки отсутствуют:

$$\underline{I}_b = \underline{I}_c = 0.$$

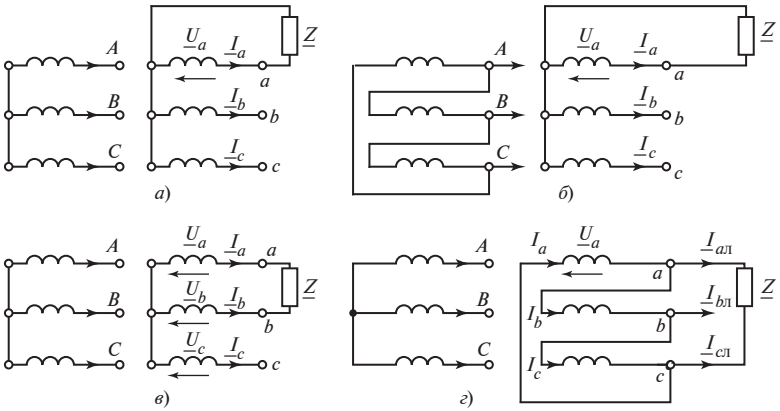


Рис. 13.8. Однофазные и двухфазные нагрузки в различных схемах соединения

Ток нулевой последовательности:

$$\underline{I}_{a0} = (\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c)/3 = \underline{I}_a/3 .$$

Сумма токов прямой и обратной последовательностей в фазе *a*:

$$\underline{I}_a = \underline{I}_{a1} + \underline{I}_{a2} = \underline{I}_a - \underline{I}_{a0} = 2\underline{I}_a/3 .$$

Токи в первичной обмотке определяем по (13.10):

$$\underline{I}_A = -\underline{I}'_a = -2\underline{I}'_a/3 ; \ \underline{I}_B = -\underline{I}'_b = \underline{I}'_b - \underline{I}'_{a0} = -\underline{I}'_a/3 = \underline{I}_C .$$

Напряжение на сопротивлении нагрузки Z и на фазе *a* [см. (13.24)]:

$$\underline{U}'_a = \underline{U}_A + (\underline{I}'_{a1} + \underline{I}'_{a2})\underline{Z}_к + \underline{I}'_{a0}\underline{Z}'_n = -\underline{Z}'\,\underline{I}'_a ,$$

где $U_A = U_1$.

Учитывая соотношения между токами, найдем ток нагрузки

$$\left.\begin{aligned} \underline{I}'_a &= \frac{-3\underline{U}_A}{2\underline{Z}_к + \underline{Z}'_n + 3\underline{Z}'}; \\ I'_a &= \frac{3U_1}{\left|2\underline{Z}_к + \underline{Z}'_n + 3\underline{Z}'\right|}. \end{aligned}\right\} \qquad (13.25)$$

Приняв в (13.25) сопротивление $\underline{Z}' = 0$, получим формулу для тока однофазного короткого замыкания.

Однофазная нагрузка при соединении Δ/Y_n (рис. 13.8, *б*). Заданы первичные линейные напряжения, совпадающие с фазными: $U_A = U_{CA} = U_B = U_{AB} = U_C = U_{BC} = U_1$, и сопротивление нагрузки Z.

Токи в первичной обмотке определяем по (13.10):

$$\underline{I}_A = -\underline{I}'_a , \quad \underline{I}_B = \underline{I}_C = 0 .$$

Напряжение на сопротивлении нагрузки равно напряжению на фазе *a* определим по (13.23):

$$\underline{U}'_a = \underline{U}_A + \underline{Z}_к\underline{I}'_a = -\underline{Z}'\,\underline{I}'_a .$$

Ток нагрузки

$$\underline{I}'_a = \frac{\underline{U}_A}{\underline{Z}_к + \underline{Z}'} \text{ или } \underline{I}'_a = \frac{U_1}{\left|\underline{Z}_к + \underline{Z}'\right|} . \qquad (13.26)$$

Приняв в (13.26) сопротивление $\underline{Z}' = 0$, получим формулу для тока однофазного короткого замыкания (в данном случае этот ток не отличается от тока при симметричном трехфазном коротком замыкании).

Двухфазная нагрузка при соединении Y/Y (рис. 13.8, *в*). Заданы первичные линейные напряжения $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = \sqrt{3}\,U_1$ и сопротивление нагрузки Z. По фазам a и b протекает ток нагрузки $\underline{I}_b = -\underline{I}_a$, ток в фазе отсутствует, $\underline{I}_c = 0$. Первичные фазные токи по (13.10) $\underline{I}_A = -\underline{I}'_a = \underline{I}'_b$; $\underline{I}_B = -\underline{I}'_b$; $\underline{I}_C = 0$.

Напряжение на нагрузке равно линейному напряжению U_{ab} (13.23):

$$-\underline{U}'_{ab} = \underline{U}'_a - \underline{U}'_b = \underline{U}_A - \underline{U}_B + \underline{Z}_к(\underline{I}'_a - \underline{I}'_b) = \underline{Z}'\,\underline{I}'_b .$$

Ток нагрузки

$$\left.\begin{aligned} &\underline{I}'_b = (\underline{U}_A - \underline{U}_B)/(2\underline{Z}_к + \underline{Z}') = -\underline{U}_{AB}/(2\underline{Z}_к + \underline{Z}') \\ &\text{или} \\ &I'_b = \sqrt{3}\,U_1/\left|2\underline{Z}_к + \underline{Z}'\right|. \end{aligned}\right\} \quad (13.27)$$

Приняв в (13.27) сопротивление $\underline{Z}' = 0$, получим формулу для тока двухфазного короткого замыкания.

Двухфазная нагрузка при соединении Δ/Y. Если первичная обмотка соединена треугольником и схема нагрузки вторичной обмотки соответствует рис. 13.8, *в*, для определения комплекса тока нагрузки применимо (13.27).

Учитывая, что в обмотке, соединенной треугольником, $U_A = U_B = U_1$ и $\left|\underline{U}_A - \underline{U}_B\right| = \sqrt{3}\,U_1$, найдем модуль тока нагрузки

$$I'_b = \sqrt{3}\,U_1/\left|2\underline{Z}_к + \underline{Z}'\right|. \quad (13.28)$$

Приняв в (13.27) сопротивление $\underline{Z}' = 0$, получим формулу для тока двухфазного короткого замыкания.

Двухфазная нагрузка при соединении Y/Δ (рис. 13.8, *г*). Линейный ток нагрузки $\underline{I}_{ал} = -\underline{I}_{сл}$, линейный ток фазы b отсутствует, $\underline{I}_{bл} = 0$. Вторичные фазные токи определяются по (13.13):

$$\underline{I}_a = \frac{\underline{I}_{ал} - \underline{I}_{сл}}{3} = \frac{2\underline{I}_{ал}}{3}; \quad \underline{I}_b = -\frac{\underline{I}_{ал}}{3}; \quad \underline{I}_c = -\frac{\underline{I}_{ал}}{3}.$$

Напряжение на нагрузке равно напряжению на фазе *a* (13.23) или линейному напряжению $\underline{U}_{ca}$:

$$\underline{U}'_a = \underline{U}'_{ca} = \underline{U}_A + \underline{Z}_к \underline{I}'_a = -\underline{I}_{ал} \underline{Z}' .$$

Ток нагрузки

$$\underline{I}_{ал} = -\frac{\underline{U}_A}{(2\underline{Z}_к / 3) + \underline{Z}'} \quad \text{или} \quad I_{ал} = -\frac{U_1}{\left|(2\underline{Z}_к / 3) + \underline{Z}'\right|} . \quad (13.29)$$

Приняв в (13.29) сопротивление $\underline{Z}' = 0$, получим формулу для тока двухфазного короткого замыкания.

Пример 13.1. Трехфазный трансформатор $Y/Y_n = 0$, $U_{1ном} = 20\,000$ В, $I_{1ном} = 26{,}4$ А имеет $X_{к*} = u_r = 0{,}0653$; $R_{к*} = u_a = 0{,}0118$; $X'_{n*} = 0{,}5$; $R'_{n*} = 0{,}008$.

Определить токи трехфазного, двухфазного и однофазного короткого замыкания при $U_1 = U_{1ном}$. По формулам § 3.6 находим: $X_к = 50$ Ом; $R_к = 9$ Ом; $X'_n = 380$ Ом; $R'_n = 6$ Ом, по (5.4) — ток трехфазного короткого замыкания $I_{к3} = U_{1ном}/Z_к = 398$ А; по (13.27) — ток двухфазного короткого замыкания $I_{к2} = I'_b = 344$ А и по (13.25) — ток однофазного короткого замыкания $I_{к1} = I'_a = 42$ А.

Глава четырнадцатая
ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ

14.1. Переходный процесс при включении трансформатора в сеть

При всяком изменении вторичной нагрузки или первичного напряжения новый режим устанавливается в трансформаторе после переходного процесса. Токи в обмотках во время некоторых переходных процессов могут во много раз превышать установившиеся. Температура обмоток и электромагнитные силы, зависящие от токов, существенно возрастают и могут превзойти допустимые значения. Поэтому без учета переходных процессов в трансформаторе при его проектировании не могут быть правильно выбраны размеры, определены условия, в которых он должен эксплуатироваться, и сформулированы требования к его защите.

Рассмотрим сначала включение трансформатора в сеть.

Предположим, что вторичная обмотка трансформатора разомкнута ($i_2 = 0$). Первичная обмотка в момент времени $t = 0$ присоединяется к сети с фазным напряжением $u_1 = U_{1m} \cos(\omega t + \psi)$. Явления в цепи первичной обмотки трансформатора описываются нелинейным дифференциальным уравнением напряжений

$$i_0 R_1 + w_1 \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = u_1, \qquad (14.1)$$

в котором i_0 — переходный ток холостого хода; $\Phi = f(i_0)$ — магнитный поток взаимной индукции, находящийся в нелинейной зависимости от тока i_0 (см. рис. 2.3).

Имея в виду, что $i_0 R_1 << w_1 \, \mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t$, можно, не делая заметной ошибки, выразить ток i_0 через поток Φ с помощью приближенной линейной зависимости

$$i_0 = w_1 \Phi / L_0,$$

где $L_0 = w_1 \Phi_m / (\sqrt{2} I_{0\mathrm{x}}) = U_{1\,\mathrm{ном}} / (w_1 i_{0*} I_{1\,\mathrm{ном}}) = \mathrm{const}$ — статическая индуктивность фазы первичной обмотки при потоке Φ_m, соответствующем $U_{1\,\mathrm{ном}}$. После такой подстановки уравнение (14.1) превраща-

ется в линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} + \Phi\frac{R_1}{L_0} = \frac{u_1}{w_1}. \qquad (14.2)$$

Решение уравнения (14.2) записывается в виде суммы двух составляющих потока

$$\Phi = \Phi_{\mathrm{c}} + \Phi_{\mathrm{y}}.$$

Свободная апериодически затухающая составляющая потока $\Phi_{\mathrm{c}} = C\mathrm{e}^{\alpha_0 t}$ представляет собой общее решение однородного уравнения

$$\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} + \Phi\frac{R_1}{L_0} = 0,$$

где $\alpha_0 = -R_1/L_0 = -\omega i_{0*} R_{1*} < 0$ — корень соответствующего характеристического уравнения $p + (R_1/L_0) = 0$.

Установившаяся составляющая потока

$$\Phi_{\mathrm{y}} = \Phi_m \sin(\omega t + \psi),$$

где $\Phi_m = U_{1m}/\omega w_1$ представляет собой поток взаимной индукции Φ_m (2.9), который устанавливается в магнитопроводе трансформатора при холостом ходе при $u_1 = U_{1m}\cos(\omega t + \psi)$.

Постоянная C определяется из начальных условий. Если пренебречь остаточным потоком ($\Phi_{\mathrm{ост}} = 0$), то при $t = 0$ поток в магнитопроводе равен нулю:

$$\Phi_{t=0} = \Phi_{\mathrm{c}} + \Phi_{\mathrm{y}} = C + \Phi_m \sin\psi = 0,$$

откуда

$$C = -\Phi_m \sin\psi$$

и

$$\Phi = -\Phi_m \sin\psi \mathrm{e}^{\alpha_0 t} + \Phi_m \sin(\omega t + \psi). \qquad (14.3)$$

Наиболее неблагоприятно включение трансформатора при $\psi = \pm\pi/2$, когда при $t = 0$ напряжение $u_1 = 0$. В этом случае начальное значение свободной составляющей потока равно амплитуде установившегося потока $C = \mp\Phi_m$ и, как видно из рис. 14.1, поток в магнитопроводе через полпериода после включения $\omega t = \pi$ достигает максимального значения, равного удвоенной амплитуде $\Phi_{\max} \approx 2\Phi_m$ (сво-

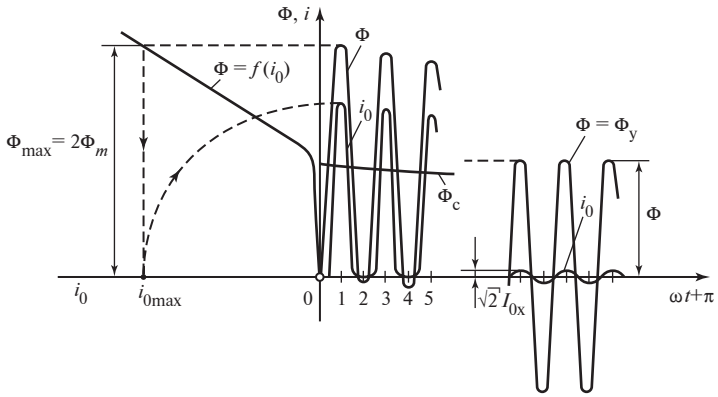


Рис. 14.1. Изменение потока и намагничивающего тока при включении трансформатора ($\psi = -\pi/2$, $\Phi_c = \Phi e^{\alpha_0 t}$)

бодная составляющая к этому моменту времени затухает очень мало, $e^{\alpha_0 \pi/\omega} \approx 1$).

Ток в обмотке после включения может быть найден графически (рис. 14.1) по характеристике намагничивания (см. рис. 2.3)*.

Несмотря на то что установившийся ток холостого хода I_{0x} составляет малую долю номинального тока, максимальное значение тока включения i_{0max}, соответствующее Φ_{max} по характеристике $\Phi = f(i_0)$, может превышать амплитуду номинального тока первичной обмотки

$$i_{0max} > \sqrt{2} I_{1ном}.$$

Это явление должно учитываться при настройке защиты трансформатора и при опыте холостого хода, который должен быть проведен таким образом, чтобы не были повреждены приборы.

14.2. Переходный процесс при коротком замыкании на выводах вторичной обмотки

Ограничимся рассмотрением симметричного (трехфазного) короткого замыкания на выводах вторичной обмотки трансформатора. Предположим, что до момента короткого замыкания $t < 0$ первичная

* Замена нелинейной характеристики намагничивания линейной приводит к известной ошибке в определении α_0 и затухания свободной составляющей потока.

обмотка трансформатора была включена в сеть с напряжением $u_1 = U_{1m} \cos(\omega t + \psi)$, а вторичная обмотка разомкнута.

Если пренебречь намагничивающим током и считать $i_1 = -i_2'$, переходный процесс при коротком замыкании можно рассчитать с помощью схемы замещения короткозамкнутого трансформатора, которая содержит (см. рис. 5.2, *б*) активное $R_к = R_1 + R_2'$ и индуктивное $X_к = X_1 + X_2' = \omega L_к$ сопротивления короткого замыкания. Последнее выражается через индуктивность короткого замыкания $L_к$ по (8.5). Переходные процессы в такой схеме описываются линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами ($R_к =$ $=$ const и $L_к$ = const)

$$R_к i_1 + L_к \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} = u_1, \qquad (14.4)$$

решение которого

$$i_1 = i_{1с} + i_{1у}.$$

Свободная составляющая тока $i_{с1} = Ce^{\alpha_к t}$ представляет собой решение однородного уравнения

$$\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + \frac{R_к}{L_к} i_1 = 0,$$

где $\alpha_к = -R_к / L_к < 0$ — корень соответствующего характеристического уравнения $p + R_к / L_к = 0$.

Установившаяся составляющая тока

$$i_{1у} = \sqrt{2} I_к \cos(\omega t + \psi + \varphi_к)$$

представляет собой частное решение (14.4) при $t = \infty$ или установившийся ток короткого замыкания. Амплитуда и фаза этого тока определяются с помощью схемы замещения при коротком замыкании (см. рис. 5.2, *б*):

$$\sqrt{2} I_к = \frac{U_{1m}}{\sqrt{R_к^2 + (\omega L_к)^2}} = \frac{U_{1m}}{Z_к};$$

$$\varphi_к = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_к}{R_к}.$$

Постоянная C может быть найдена из начальных условий. До короткого замыкания трансформатор работал вхолостую, поэтому (пренебрегая током холостого хода) можно считать, что при $t = 0$

$$i_{1_{t=0}} = -i'_{2_{t=0}} = i_{1\text{с}} + i_{1\text{у}} = C + \sqrt{2}I_{\text{к}} \cos(\psi - \varphi_{\text{к}}) = 0,$$

откуда постоянная

$$C = -\sqrt{2}I_{\text{к}} \cos(\psi - \varphi_{\text{к}})$$

и переходные токи

$$i_1 = -i'_2 = -\sqrt{2}I_{\text{к}} \cos(\psi - \varphi_{\text{к}})\mathrm{e}^{\alpha_{\text{к}} t} + \sqrt{2}I_{\text{к}} \cos(\omega t + \psi - \varphi_{\text{к}}). \quad (14.5)$$

Длительность переходного процесса соответствует времени затухания свободной составляющей тока $i_{\text{с}1}$. Через время $t = (-1/\alpha_{\text{к}})$ после начала процесса свободная составляющая уменьшается в е раз.

Через время $(-3/\alpha_{\text{к}})$ она уменьшается в $\mathrm{e}^3 = 20$ раз и практически затухает.

Время, в течение которого свободная составляющая уменьшается в е раз, называется *постоянной времени затухания* $\tau = (-1/\alpha)$.

В силовых трансформаторах (см. § 3.6)

$$\tau_{\text{к}} = -1/\alpha_{\text{к}} = X_{\text{к}}/\omega R_{\text{к}} = 0{,}01 \div 0{,}2 \text{ с}$$

(с ростом мощности постоянная времени увеличивается).

Чем больше начальное значение свободной составляющей, тем большие токи появляются при коротком замыкании в результате сложения свободной и установившейся составляющих (14.5).

Наиболее тяжелые последствия вызывает короткое замыкание, которое происходит при $\psi = \varphi_{\text{к}}$ или $\psi = \varphi_{\text{к}} + \pi$. В этих случаях начальное значение свободной составляющей равно амплитуде установившейся составляющей

$$-\sqrt{2}I_{\text{к}} \cos(\psi - \varphi_{\text{к}}) = \mp\sqrt{2}I_{\text{к}}.$$

Изменение тока после короткого замыкания при $\psi = \varphi_{\text{к}} + \pi$ показано на рис. 14.2. Токи в обмотках достигают максимального значения через полпериода после начала процесса

$$i_{1\max} = \left|i'_2\right|_{\max} = \sqrt{2}I_{\text{к}}\left(1 + \mathrm{e}^{-\frac{\pi}{\omega\tau_{\text{к}}}}\right).$$

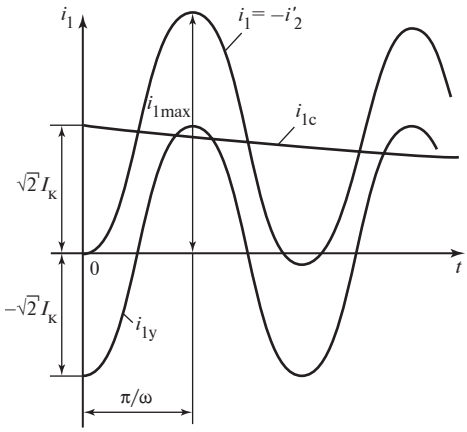


Рис. 14.2. Изменение тока трансформатора в переходном процессе после короткого замыкания вторичной обмотки ($\psi = \varphi_к + \pi$)

Относя этот ток к амплитуде тока в номинальном режиме и считая, что первичное напряжение номинально, находим:

$$\frac{i_{1\max}}{\sqrt{2}I_{1\,ном}} = \frac{I_к}{I_{ном}}\left(1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau_к}}\right) =$$

$$= \frac{1}{u_к}\left(1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau_к}}\right), \quad (14.6)$$

где $u_к$ — относительное напряжение короткого замыкания.

В силовых трансформаторах максимальный ток при коротком замыкании достигает значений

$$\frac{i_{1\max}}{\sqrt{2}I_{1\,ном}} = 25 \div 15 \quad (14.7)$$

(бóльшие значения относятся к трансформаторам меньшей мощности).

Трансформатор должен быть рассчитан таким образом, чтобы короткое замыкание не выводило его из строя и не сокращало срок его службы.

При выборе конструкции обмоток и способов их механического крепления нужно стремиться к тому, чтобы электромагнитные силы, воздействующие на обмотки при коротком замыкании, не повреждали обмотки.

По первичной и вторичной обмоткам трансформатора протекают противоположно направленные токи. При коротком замыкании максимальные токи $i_{1\max}$ и $i_{2\max}$ во много раз превосходят токи в номинальном режиме. Электромагнитные силы от взаимодействия противоположно направленных токов в первичной и вторичной обмотках стремятся сжать витки внутренней обмотки и растягивают витки наружной обмотки. Электромагнитные силы от взаимодействия одинаково направленных токов в витках каждой из обмоток стремятся сжать обмотки по высоте.

Во время короткого замыкания электромагнитные силы, пропорциональные произведению токов $i_{1\max} i_{2\max}$ или квадратам токов $i^2_{1\max}$

или $i_{2\max}^2$, возрастают в 225—625 раз. Эти силы пульсируют с частотой $2f = 2 \cdot 50 = 100$ Гц, не изменяя своего направления. Эти силы не оказывают разрушающего воздействия на обмотки, если возникающие от них механические напряжения не превосходят 50—60 Н/мм^2.

Не менее опасно тепловое воздействие токов при коротком замыкании, так как электрические потери в обмотках, пропорциональные квадрату токов, увеличиваются во много раз и температура обмоток резко возрастает. Поскольку свободная составляющая тока практически затухает через $3\tau_к = 0{,}03 \div 0{,}6$ с, интенсивность нарастания температуры можно оценить по установившемуся току короткого замыкания. При этом токе электрические потери увеличиваются в 50—225 раз.

Плотность тока в обмотках сильно возрастает и достигает значений 20—40 А/мм^2. Если считать, что процесс нагревания обмотки проходит адиабатически (т.е. допустить, что тепло, выделяющееся в обмотке, не передается окружающей среде, а идет только на нагревание самой обмотки), температура обмотки будет возрастать со скоростью

$$J^2 / 170 \approx 9{,}5 \div 2{,}4 \text{ К/с}.$$

Перед коротким замыканием обмотки могли иметь предельную длительно допустимую температуру 105 °С (см. § 16.1). Предельную кратковременно допустимую температуру обмотки, при которой еще не повреждается изоляция, считают равной 250 °С. Зная скорость возрастания температуры, можно найти время $t_к$, в течение которого температура обмотки возрастет на 250—105 = 145 °С и достигнет 250 °С. Это время может быть оценено по формуле

$$t_к \approx 2{,}5 \frac{100 u_к}{J_{ном}} = 5 \div 25 \text{ с}.$$

Обычно защита отключает трансформатор от сети значительно раньше, и температура обмоток трансформаторов не достигает предельной.

Глава пятнадцатая

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРАХ ПРИ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯХ

15.1. Причины возникновения перенапряжений

При эксплуатации в электрических системах трансформаторы могут подвергаться воздействию напряжений, которые значительно превышают номинальное напряжение.

Эти перенапряжения могут появиться при обычных коммутационных операциях (включениях, выключениях отдельных элементов электрической системы). Однако наиболее опасны для изоляции трансформаторов перенапряжения, возникающие при ударах молний в провода воздушных линий передачи, а также вследствие грозовых разрядов, индуктирующих в линиях передачи волны высокого напряжения.

Перенапряжение распространяется в обе стороны от места возникновения со скоростью, близкой к скорости света. Волна перенапряжения имеет форму апериодического импульса с крутым фронтом (рис. 15.1, *а*). Время подъема напряжения от нуля до амплитудного значения U_m, соответствующее фронту волны, составляет доли микросекунды или микросекунды; общая продолжительность импульса, соответствующая полной длине волны, измеряется десятками микросекунд. На рис. 15.1, *а* показана стандартная полная волна перенапряжения, применяемая при испытаниях импульсной прочности трансформаторов. Ее длина, измеряемая временем спада напряжения до половины амплитудного напряжения, составляет $50 \cdot 10^{-6}$ с.

Для уменьшения перенапряжений (рис. 15.1, *б*) трансформаторы *T* защищаются разрядниками *P*, которые пробиваются при напряжении U_m. Если до разрядника волна перенапряжения может иметь большую амплитуду U_{m0}, то после него она должна иметь амплитудное напряжение U_m, которое не превосходит значения напряжения при испытании импульсной прочности изоляции обмотки трансформатора (табл. 15.1)*. Переходные процессы в трансформаторе при падении на его обмотку волны с крутым фронтом, длительность

* Отраженная от входной емкости трансформатора волна, суммируясь с падающей волной, не увеличивает напряжение выше U_m, при котором пробивается разрядник.

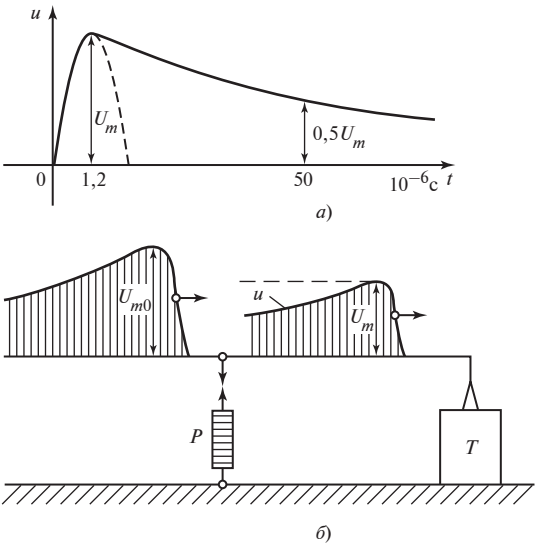


Рис. 15.1. Параметры волн перенапряжений

Таблица 15.1. **Импульсные испытательные напряжения внутренней изоляции силовых масляных трансформаторов**

Класс напряжения обмотки, кВ	3	6	10	15	35	110	115	220	330	500
Амплитуда импульсного испытательного напряжения при полной волне, кВ	44	60	80	108	200	480	550	750	1050	1550

которого $t_ф$ составляет несколько микросекунд, отличаются большой сложностью.

15.2. Дифференциальное уравнение для начального распределения напряжения по обмотке

Процесс при подъеме напряжения от 0 до U_m в течение времени $t_ф$ может быть уподоблен включению трансформатора на переменное напряжение с той же амплитудой U_m и периодом $T_п = 4t_ф$ (см. штриховую линию на рис. 15.1, *а*). Такое переменное напряжение имеет весьма высокую частоту $f_п$. Для стандартной волны эта частота равна

$$f_п = \frac{\omega_п}{2\pi} = \frac{1}{T_п} = \frac{1}{4t_ф} = \frac{1}{4 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-6}} = 2{,}08 \cdot 10^5 \text{ Гц}.$$

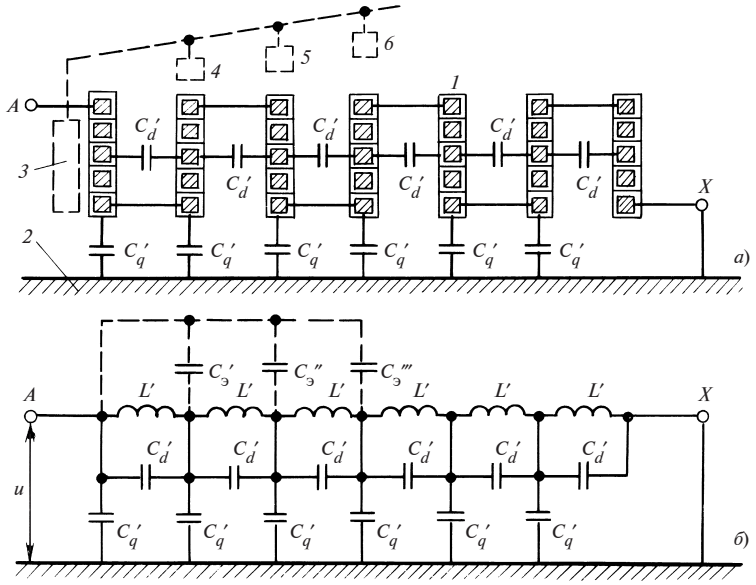


Рис. 15.2. Разрез (*а*) и схема замещения (*б*) обмотки при перенапряжениях:

1 — проводники обмотки; *2* — заземленные части трансформатора; *3—6* — электростатические экраны около первых катушек; C'_d — емкость между катушками обмотки; C'_q — емкость катушки обмотки на землю; $C'_э$, $C''_э$, $C'''_э$ — емкости между электростатическими экранами и обмоткой

При такой частоте уже нельзя пренебрегать емкостными связями между элементами обмотки C'_d и между элементами обмотки и заземленными частями трансформатора C'_q (рис. 15.2, *а*). Нельзя пользоваться и обычной схемой замещения, которая была получена при учете лишь индуктивных связей и пригодна только для процессов, протекающих при рабочей номинальной частоте (в силовых трансформаторах 50 Гц).

Теперь трансформатор должен быть представлен схемой замещения, в которую входят как индуктивности отдельных элементов обмотки L' и емкости между ними C'_d, так и емкости этих элементов относительно заземленных частей C'_q. Такая схема замещения при заземленном конце обмотки X представлена на рис. 15.2, *б*.

Если требуется найти только начальное распределение напряжения по обмотке, когда напряжение в ее начале достигло амплитудного значения U_m, то, имея в виду высокую частоту процесса $f_п$, можно считать, что токи не протекают по виткам катушек обмотки из-за их большого индуктивного сопротивления $\omega_п L'$, а протекают только по

продольным $1/\omega C'_d$ и поперечным $1/\omega C'_q$ емкостным сопротивлениям. Поэтому при расчете начального распределения можно принять сопротивления $\omega_{\text{п}} L'$ равными бесконечности и считать, что распределение напряжения зависит лишь от емкостей, которые входят в схему замещения на рис. 15.2, *б* (часть схемы, показанная штриховой линией, пока отбрасывается).

Заменим дискретную емкостную цепь на рис. 15.2, *б*, состоящую из n элементов, емкостной цепью с распределенными параметрами (рис. 15.3). Тогда полная продольная емкость цепи

$$C_d = \frac{1}{\sum 1/C'_d} = \frac{C'_d}{n};$$

полная поперечная емкость цепи

$$C_q = \sum C'_q = nC'_q.$$

Приняв длину обмотки за единицу, можно для малого элемента обмотки, имеющего длину $\mathrm{d}x$, найти поперечную емкость $C_q\,\mathrm{d}x$ и продольную емкость $C_d/\mathrm{d}x = 1/(K\,\mathrm{d}x)$, где $K = 1/C_d$.

Напряжение u_x на расстоянии x от заземленного конца обмотки X при постоянном напряжении U_m в начале обмотки определяется путем решения системы дифференциальных уравнений для заряда на продольной емкости элемента $\mathrm{d}x$, равного

$$Q_x = \frac{\mathrm{d}u_x}{K\,\mathrm{d}x}, \tag{15.1}$$

и напряжения на поперечной емкости элемента $\mathrm{d}x$, равного

$$u_x = \frac{\mathrm{d}Q_x}{C_q\,\mathrm{d}x}. \tag{15.2}$$

Определив из (15.1) производную $\mathrm{d}Q_x/\mathrm{d}x$ и подставив ее в (15.2), получим для напряжения u_x линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами

$$\frac{\mathrm{d}^2 u_x}{\mathrm{d}x^2} - \frac{C_q}{C_d} u_x = 0. \tag{15.3}$$

15.3. Распределение напряжений по обмотке и способы его выравнивания

Решение (15.3) представляется в виде

$$u_x = D_1 \mathrm{e}^{\alpha x} + D_2 \mathrm{e}^{-\alpha x},$$

где $\alpha = \sqrt{C_q/C_d}$ и $-\alpha$ — корни характеристического уравнения.

Используя граничные условия при заземленном конце обмотки

$$u_x = D_1 e^{\alpha} + D_2 e^{-\alpha} = U_m \quad \text{при } x = 1;$$

$$u_x = D_1 + D_2 = 0 \quad \text{при } x = 0,$$

найдем постоянные D_1 и D_2 и начальное распределение напряжения

$$u_x = U_m \operatorname{sh} \alpha x / \operatorname{sh} \alpha. \qquad (15.4)$$

Как видно из рис. 15.3, при практически встречающихся в трансформаторах коэффициентах $\alpha = 10 \div 5$ (кривые *1* и *2*) начальное распределение напряжения получается неравномерным. При этом с ростом α (с увеличением поперечной емкости или уменьшением продольной емкости) эта неравномерность возрастает.

При идеально равномерном распределении напряжения по кривой *4*, соответствующей $\alpha \approx 0$, когда

$$u_x = U_m \operatorname{sh} \alpha x / \operatorname{sh} \alpha \approx U_m \alpha x / \alpha = U_m x,$$

на первый от начала элемент обмотки Δx приходится напряжение

$$\Delta u = U_m \Delta x.$$

В реальной обмотке ($\alpha \geq 3$) на первый элемент обмотки Δx приходится напряжение

$$\Delta u = \left(\frac{\mathrm{d}u_x}{\mathrm{d}x}\right)_{x=1} \Delta x =$$

$$= (U_m \alpha \operatorname{cth} \alpha) \Delta x = U_m \alpha \Delta x,$$

которое в α раз превосходит напряжение при равномерном распределении.

Процесс дальнейшего проникновения волны в обмотку трансформатора удобнее рассмотреть, считая, что волна имеет прямоугольную форму,

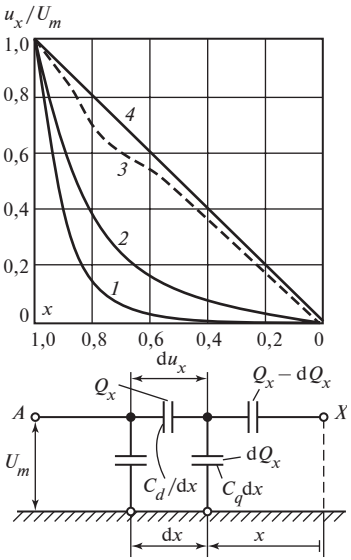


Рис. 15.3. Распределение напряжений по емкостной цепи обмотки с заземленным концом:

1 — начальное распределение при $\alpha = 10$; *2* — начальное распределение при $\alpha = 5$; *3* — начальное распределение в трансформаторе с электростатическими экранами; *4* — начальное распределение при $\alpha = 0$ и конечное распределение напряжения при любых α

показанную штриховой линией на рис. 15.1, *б*. В этом случае напряжение U_m в начале обмотки, появляющееся в течение времени $t_ф \approx 0$, в дальнейшем не изменяется и через некоторое время все точки обмотки приобретают определенное установившееся напряжение. Такое распределение напряжений называют конечным. При заземленном конце обмотки конечное распределение напряжений получается линейным $u_x = U_m x$ (кривая *4* на рис. 15.3).

Процесс проникновения волны в обмотку представляет собой переход от начального распределения напряжения при $t = t_ф \approx 0$ к конечному распределению, которое теоретически появляется при $t = \infty$.

В связи с тем что схема замещения обмотки включает в себя емкости и индуктивности, образующие ряд колебательных контуров, процесс перехода от начального напряжения к конечному в каждой точке обмотки носит колебательный характер. Из-за потерь в активных сопротивлениях колебания постепенно затухают. Размах колебаний и появляющиеся при этом перенапряжения возрастают с увеличением различия между начальным и конечным распределением напряжения.

Для уменьшения опасных последствий этих колебаний желательно иметь в трансформаторе как можно меньшее α. Одновременно уменьшение α приводит к снижению начальных напряжений, приходящихся на начальные элементы обмотки. Однако требуемое для этого увеличение расстояния между обмоткой и заземленными частями не может быть осуществлено без существенного увеличения габаритных размеров и стоимости трансформатора.

Наиболее действенным мероприятием для выравнивания начального распределения напряжения и сближения его с конечным распределением является применение электростатических экранов в виде разомкнутых изолированных металлических колец *3—6*, показанных на рис. 15.2, *а*. При соединении экранов с началом обмотки существенно увеличивается емкостная связь первых катушек обмотки (через емкости $C'_э$, $C''_э$, $C'''_э$ на рис. 15.2, *б*) с ее началом, и кривая начального распределения напряжения заметно выравнивается, сближаясь с конечным распределением (кривая *3* рис. 15.3 после установки экранов).

Экранирование обмоток позволяет обеспечить гарантированную импульсную прочность изоляции в трансформаторах отечественной конструкции при напряжениях 110 кВ и выше (см. табл. 15.1).

Глава шестнадцатая
ТРАНСФОРМАТОРЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

16.1. Особенности трансформаторов специального назначения

В этой главе рассматриваются трансформаторы специального назначения, в которых производится сложное преобразование параметров электрической энергии (частоты, числа фаз, формы напряжения) или реализуются особые требования к преобразуемым параметрам (например, возможность плавного регулирования напряжения; получение больших напряжений; независимость вторичного тока от сопротивления нагрузки; пропорциональность вторичного тока первичному; пропорциональность вторичного напряжения первичному и т.п.).

16.2. Трансформаторы для преобразования трехфазной системы в двухфазную

Такое преобразование может быть осуществлено при помощи двух однофазных трансформаторов по схеме, показанной на рис. 16.1. Входные вводы A, B, C питаются от трехфазной системы линейных напряжений.

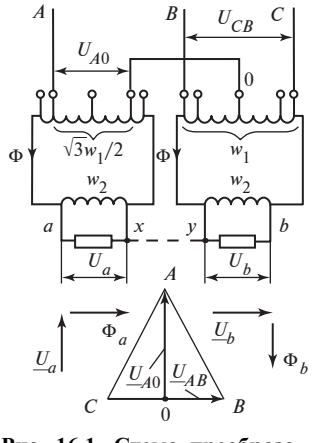


Рис. 16.1. Схема преобразования трехфазной системы в двухфазную

Напряжение на первичной обмотке трансформатора b, имеющей w_1 витков, равно линейному напряжению $U_{CB} = U_{1л}$. Напряжения U_{C0} и U_{0B} одинаковы в связи с тем, что ЭДС в обеих половинах обмотки BC индуктируются одним и тем же потоком Φ_b. Напряжение на первичной обмотке трансформатора a, образованной из $\sqrt{3}w_1/2$ витков и включенной между выводом A и точкой 0 обмотки трансформатора b, равно $\sqrt{3}U_{1л}/2$. Вто-

ричные напряжения U_a и U_b образуют симметричную двухфазную систему, поскольку они одинаковы по модулю

$$U_b = U_{CB} w_2 / w_1 = U_{1л} w_2 / w_1;$$

$U_a = U_{A0} 2w_2 / (\sqrt{3} w_1) = U_{1л} w_2 / w_1$ и сдвинуты во времени на такой же угол, как и напряжение U_{A0} и U_{CB}, т.е. на угол $\pi/2$.

16.3. Трансформаторы для преобразования частоты

Для утроенной частоты может быть использована группа из трех однофазных трансформаторов, первичные обмотки которых собраны в звезду и присоединены к трехфазной сети с частотой f_1. В потоках однофазных трансформаторов в этом случае содержатся сильно выраженные третьи гармонические, изменяющиеся во времени с тройной частотой $f_3 = 3f_1$ (см. § 7.3). Индуктированные во вторичных обмотках трансформаторов ЭДС E_3 тройной частоты совпадают по фазе, поэтому при образовании выходной обмотки из трех последовательно и согласно включенных вторичных обмоток на ее выходе появится ЭДС $3E_3$ утроенной частоты $3f_1$, а ЭДС основной частоты на выходе не появятся, так как сумма этих ЭДС в симметричной системе равна нулю.

Для удвоенной частоты может быть использован трансформатор с разветвленным магнитопроводом в виде двух независимых магнитопроводов α и β (рис. 16.2). Первичная обмотка трансформатора *1*, питающаяся от сети с частотой f_1, охватывает сразу оба магнитопровода, и ЭДС в ней возбуждается суммой потоков $\Phi_\alpha + \Phi_\beta$.

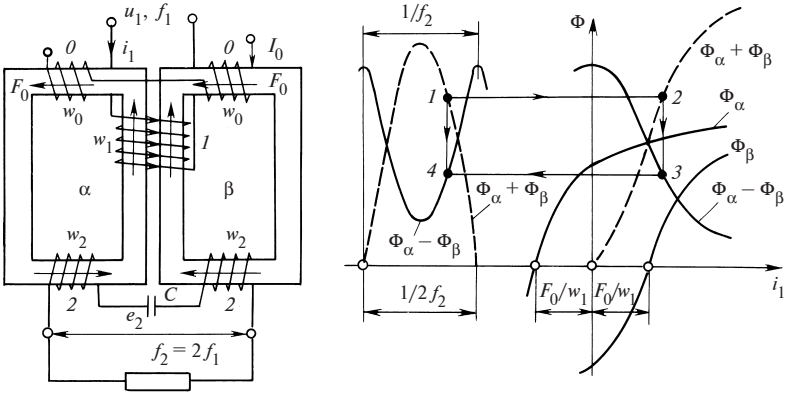


Рис. 16.2. Схема удвоения частоты

Вторичная обмотка *2*, в которой индуктируется ЭДС двойной частоты $f_2 = 2f_1$, образуется из двух частей с числами витков w_2, располагающихся на разных магнитопроводах и включенных встречно. Потокосцепление вторичной обмотки оказывается пропорциональным разности потоков $\Phi_\alpha - \Phi_\beta$. Как видно из графика на рис. 16.2, на котором порядок построений указан цифрами *1*, *2*, *3*, *4*, при изменении суммы потоков $\Phi_\alpha + \Phi_\beta$ с частотой f_1 разность потоков $\Phi_\alpha - \Phi_\beta$ будет изменяться с двойной частотой $f_2 = 2f_1$, если магнитопроводы α и β подмагнитить в противоположных направлениях при помощи обмотки 0, питаемой постоянным током I_0 и образующей МДС $F_0 = w_0 I_0$ в каждом из магнитопроводов.

16.4. Трансформаторы с плавным регулированием напряжения

Ступенчатое регулирование напряжения силовых трансформаторов рассматривалось в гл. 6. Из-за усложнения конструкции трансформатора и переключающей аппаратуры число ступеней регулирования обычно невелико, а общий диапазон регулирования не превышает ±5 %.

Для более плавного регулирования в низковольтных трансформаторах и автотрансформаторах небольшой мощности изменяют число витков при помощи передвижных контактных щеток, скользящих по неизолированной внешней поверхности обмотки. Регулирование напряжения в таком трансформаторе производится небольшими ступенями, соответствующими напряжению одного витка; диапазон регулирования может быть существенно расширен. Такая конструкция применяется, например, в трансформаторах мощностью до 250 кВ · А с регулированием напряжения в пределах от 0 до 220/380 В для освещения зрительных залов и сцен.

В трансформаторах большей мощности или более высокого напряжения для плавного регулирования напряжения может быть использовано подмагничивание магнитопровода постоянным током. Одна из возможных схем регулируемого трансформатора с подмагничиванием постоянным током изображена на рис. 16.3. В этой схеме используются два однофазных трансформатора α и β, имеющих различные коэффициенты трансформации $n_{21\alpha} \neq n_{21\beta}$. Каждый из этих трансформаторов имеет расщепленный магнитопровод, подмагничиваемый постоянным током таким же образом, как в схеме удвоения частоты (при подмагничивании частей магнитопровода в противоположных направлениях намагничивающий ток получается почти синусоидальным).

Первичные обмотки трансформаторов с напряжениями $\underline{U}_{1\alpha}$ и $\underline{U}_{1\beta}$ соединяются последовательно и включаются на напряжение сети $\underline{U}_1 = \underline{U}_{1\alpha} + \underline{U}_{1\beta}$. Вторичные обмотки с напряжениями $\underline{U}_{2\alpha} = n_{21\alpha}\underline{U}_{1\alpha}$ и $\underline{U}_{2\beta} = n_{21\beta}\underline{U}_{1\beta}$ также соединяются последовательно и нагружаются на сопротивление, напряжение на котором равно $\underline{U}_2 = \underline{U}_{2\alpha} + \underline{U}_{2\beta}$.

При раздельном подмагничивании трансформаторов α и β могут быть изменены соотношение между сопротивлениями первичных обмоток трансформаторов, обтекаемых общим током I_1, и отношение напряжений

$$\xi = U_{1\beta}/U_{1\alpha}$$

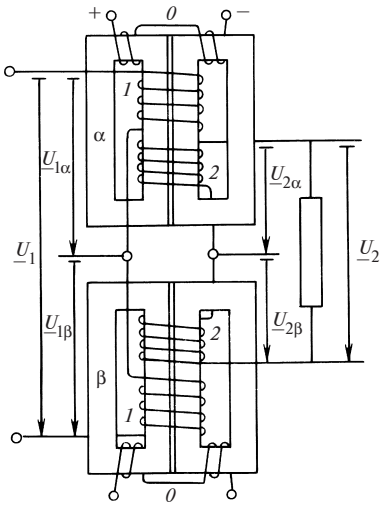


Рис. 16.3. Схема регулируемого трансформатора с подмагничиванием магнитопровода постоянным током

(с увеличением подмагничивания трансформатора β отношение ξ уменьшается). При изменении ξ изменяется вторичное напряжение U_2:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{2\alpha} + \underline{U}_{2\beta} = \underline{U}_1 \frac{n_{21\alpha} + \xi n_{21\beta}}{1 + \xi}.$$

При $\xi = 0$ получаем $\underline{U}_2 = \underline{U}_1 n_{21\alpha}$ и $\underline{U}_2 = \underline{U}_1 n_{21\beta}$ при $\xi = \infty$.

Практически напряжение плавно регулируется в более узких, но достаточно больших пределах.

16.5. Трансформаторы для дуговой электросварки

Трансформаторы для электросварки работают в прерывистом режиме с переходом от холостого хода к рабочему процессу горения дуги с возможными кратковременными короткими замыканиями.

Для того чтобы ток короткого замыкания сварочного трансформатора не превышал номинальный более чем в 2—3 раза и при колебаниях сопротивления цепи изменялся незначительно, нужно, чтобы его сопротивление короткого замыкания было много больше, чем в обычных трансформаторах. Обычно сопротивление короткого замыкания увеличивается в сварочном трансформаторе за счет индуктивной составляющей. Для этого обмотки располагаются на различных

участках магнитопровода и включаются последовательно. Дальнейшее увеличение индуктивности короткого замыкания достигается дополнительными регулируемыми реакторами, включаемыми в цепь вторичной обмотки.

16.6. Трансформаторы для испытания изоляционных конструкций

Для испытания изоляционных конструкций требуются напряжения 1000 кВ и более. Такие напряжения могут быть получены при помощи каскада последовательно соединенных трансформаторов (рис. 16.4). Общее напряжение каскада U складывается из напряжений U_2 на отдельных его элементах. В трехкаскадном трансформаторе оно равно $U = 3U_2$. Каждый трансформатор установлен в отдельном баке и имеет три обмотки: *1* — питающуюся от выхода предыдущей ступени, *2* и *3* — соединенные по автотрансформаторной схеме (последний трансформатор, имеет только обмотки *1* и *2*). Баки второго и третьего трансформаторов каскада установлены на изоляторах и находятся относительно земли соответственно под напряжениями U_2 и $2U_2$. Бак первого трансформатора заземлен. Поэтому изоляцию обмоток первого и второго трансформаторов приходится рассчитывать только на напряжение $U_2 + U_3$, а третьего — на напряжение U_2.

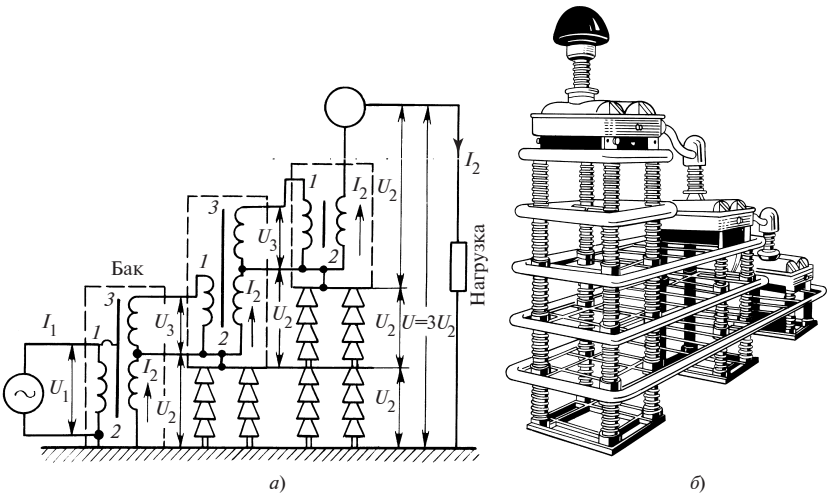


Рис. 16.4. Трехступенчатый лабораторный каскадный трансформатор:

а — схема каскада; *б* — внешний вид каскада 1500 кВ, 1500 кВ · А (в отличие от схемы *а* бак трансформатора первой ступени в этом каскаде изолирован относительно земли)

16.7. «Пик-трансформаторы»

Такие трансформаторы применяются в электронной технике для получения периодических импульсов напряжения пикообразной формы, длительность которых мала по сравнению с периодом процесса. Такое напряжение может быть получено на вторичной обмотке трансформатора с сильно насыщенным магнитопроводом, если включить первичную обмотку в сеть с синусоидально изменяющимся напряжением $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ через большое активное R или линейное индуктивное сопротивление. В этом случае первичный ток i_1 будет синусоидален, поток уплощен, а ЭДС пикообразно заострена (тот же эффект в менее резко выраженной форме получается в трехфазных трансформаторах при соединении Y/Y, см. § 4.4 и рис. 4.14).

16.8. Трансформаторы напряжения

Для измерения переменного напряжения в сетях высокого напряжения его предварительно понижают до необходимого уровня: (обычно до 100 В) при помощи трансформатора напряжения.

Ко вторичной обмотке трансформатора напряжения присоединяют вольтметры, ваттметры и приборы автоматического, управления. Сопротивление нагрузки вторичной обмотки не должно быть меньше некоторого нормированного значения $Z_{\text{ном}}$. Сам трансформатор должен быть спроектирован таким образом, чтобы его вторичное приведенное напряжение при изменении нагрузки от холостого хода до номинального значения изменялось как можно меньше.

В § 6.1 было показано, что

$$\underline{U}'_2 \approx \underline{U}_1 \frac{\underline{Z}'_N}{\underline{Z}_{\text{к}} + \underline{Z}'_N},$$

поэтому $\underline{U}'_2 \approx \underline{U}_1$, если $\underline{Z}'_N >> \underline{Z}_{\text{к}}$. При выполнении этого условия вторичное напряжение находится в постоянном соотношении с первичным

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 w_2 / w_1 = \underline{U}_1 n_{21}.$$

Поскольку $Z_{\text{к}}$, несмотря на принимаемые меры к его снижению, всегда больше нуля ($Z_{\text{к}} > 0$), преобразование напряжения (рис. 16.5, *а*) происходит с известной погрешностью по напряжению

$$f_u = \frac{U_2 w_1 / w_2 - U_1}{U_1} 100 \ \%$$

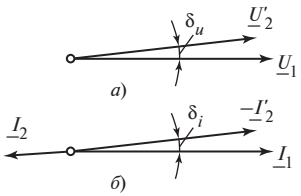


Рис. 16.5. Определение погрешностей трансформаторов напряжения и тока

и по углу δ_u между комплексами напряжений $\underline{U}_1$ и $-\underline{U}'_2$. Эти погрешности возрастают с уменьшением сопротивления Z_N и не должны превосходить при номинальной нагрузке $\underline{Z}_N = \underline{Z}_{\text{ном}}$ и номинальном первичном напряжении значений, указанных в стандартах:

$f_u = \pm 0{,}5$ %; $\delta_u = \pm 20'$ для 1-го класса точности;

$f_u = \pm 1$ %; $\delta_u = \pm 40'$ для 2-го класса точности;

$f_u = \pm 3$ %; δ_u не нормируется для 3-го класса точности.

16.9. Трансформаторы тока

Для измерения большого переменного тока его предварительно уменьшают до удобного значения (обычно до 5 А) при помощи трансформаторов тока.

Вторичная обмотка трансформатора тока замыкается на соответствующие обмотки амперметров, ваттметров и приборов автоматического управления. Если включаются несколько приборов, то их обмотки соединяются последовательно.

Для правильного преобразования тока трансформатор должен работать в режиме, близком к короткому замыканию (рис. 16.5, *б*). Сопротивление нагрузки вторичной обмотки Z_N не должно превышать некоторого нормированного значения $Z_{\text{ном}}$. Как следует из основных уравнений и схемы замещения трансформатора (см. § 3.5), вторичный ток связан с первичным следующим уравнением:

$$\underline{I}'_2 = \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1} = -\underline{I}_1 \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_N},$$

из которого следует, что сдвиг по фазе между измеряемым током $\underline{I}_1$ и током во вторичной обмотке $-\underline{I}_2$ будет тем ближе к 0° и отношение их амплитуд тем ближе к отношению чисел витков обмоток ($I_2/I_1 = w_1/w_2$), чем меньше сумма сопротивлений $\underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_N$ по сравнению с сопротивлением $\underline{Z}_0$. Поэтому трансформатор проектируют с возможно большим сопротивлением $\underline{Z}_0$, возможно меньшим сопротив-

лением рассеяния вторичной обмотки $\underline{Z}_2'$ и ограничивают сопротивление нагрузки $\underline{Z}_N < \underline{Z}_{\text{ном}}$.

При номинальной нагрузке погрешность по току

$$f_i = \frac{(I_2 w_2 / w_1) - I_1}{I_1} 100 \ \%$$

и угловая погрешность δ_i (см. рис. 16.5, *б*) не должны превышать значений, указанных в стандартах:

f_i = 0,2; 0,5; 1; 3; 10 %; δ_i = 10′; 40′; 80′ соответственно для классов точности 0,2; 0,5; 1; 3 и 10 (для классов 3 и 10 угловая погрешность не регламентируется).

Глава семнадцатая
НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

17.1. Допустимая температура частей трансформатора

Преобразование энергии происходит в трансформаторе с известными потерями. Зависимость потерь мощности от режима, в котором он работает, рассматривалась в § 6.3. Подавляющая часть потерь выделяется в виде тепла в активных частях трансформатора, его магнитопроводе и обмотках. Магнитные потери, выделяющиеся в магнитопроводе, с достаточной точностью можно считать пропорциональными квадрату напряжения U_1^2, электрические потери в обмотках — пропорциональными квадратам токов I_1^2 или I_2^2. При переходе от одного нагрузочного режима к другому изменяются главным образом электрические потери в обмотках, магнитные потери при постоянном первичном напряжении почти не изменяются.

Некоторая часть потерь мощности выделяется также в конструктивных частях (баке, нажимных деталях и т.п.), располагающихся в магнитном поле.

Тепло, выделяющееся в трансформаторе, нагревает его, и температура его частей становится выше, чем температура окружающей среды. По мере увеличения температуры частей трансформатора возрастает поток тепла, передаваемый в окружающую среду, так как тепловой поток пропорционален *превышению температуры* нагретой части над температурой окружающей среды. Через достаточно большое время (теоретически через бесконечно большое время) рост температуры обмоток прекращается, так как все выделяющаяся в них тепло передается окружающей среде. (Процессы нагревания и охлаждения подробно рассмотрены в § 35.3.)

Установившаяся температура нагретых частей зависит от устройства системы охлаждения, при помощи которой происходит удаление тепла во внешнюю среду.

Трансформатор и его система охлаждения должны быть спроектированы таким образом, чтобы температура его частей не превышала допустимых пределов. Лимитируется в основном температура частей, соприкасающихся с изоляционными материалами, маслом и другими диэлектрическими жидкостями.

Старение изоляционного материала, выражающееся в уменьшении его электрической и механической прочности, происходит тем интенсивнее, чем выше его температура. Опытным путем выявлено, что повышение температуры на 8 °С сокращает срок службы масляного трансформатора с бумажной изоляцией в 2 раза.

Трансформатор может надежно служить в течение 15—20 лет, если его отдельные части имеют в номинальном режиме следующие превышения температуры, °С:

Для масляных трансформаторов

Обмотки	65
Наружные поверхности магнитопровода и конструктивных частей	75
Масло в верхних слоях:	
при герметизированном исполнении	60
в остальных случаях	55

Для трансформаторов с воздушным охлаждением

Обмотки и поверхности магнитопровода, соприкасающиеся с изоляцией класса нагревостойкости	
A	60
E	75
B	80
F	100
H	125

Эти превышения температуры относятся к трансформаторам, отдающим тепло окружающему воздуху, наибольшая температура которого принимается равной 40 °С; при охлаждении водой, температура которой на входе в охладитель считается равной 25 °С, температура может быть увеличена на 15 °С.

Расчетная температура частей трансформатора, обеспечивающая срок службы трансформатора 15—20 лет, установлена с учетом наблюдающихся в эксплуатации суточных и годовых колебаний температуры окружающей среды и нагрузки трансформатора. Большую часть времени (при нагрузке меньшей, чем номинальная, или температуре окружающего воздуха ниже 40 °С) температура изоляции трансформатора не достигает расчетной, что заметно увеличивает срок его службы.

При установившихся коротких замыканиях температура обмоток не должна превышать:

Для масляных трансформаторов:

с обмотками из меди	250 °С
с обмоткам из алюминия	200 °С

Для трансформаторов с воздушным охлаждением с обмотками из меди и изоляцией класса нагревостойкости:

A	180 °C
E	250 °C
B, F, H	350 °C

Для трансформаторов с воздушным охлаждением с обмотками из алюминия и изоляцией класса нагревостойкости:

A	180 °C
E, B, F, H	200 °C

Длительность короткого замыкания (см. § 14.2) должна быть ограничена таким образом, чтобы указанная температура не была превзойдена.

Допускаемые в реальных условиях эксплуатации длительные нагрузки, а также длительно и кратковременно допустимые перегрузки оговорены в ГОСТ 11677-85 и ГОСТ 14209-85.

17.2. Системы охлаждения трансформаторов

Наибольшее распространение получили трансформаторы с *естественным масляным или воздушным охлаждением* (трансформаторы с воздушным охлаждением активных частей называются «*сухими*» *трансформаторами*).

В трансформаторах с естественным масляным охлаждением активные части (обмотки, магнитопровод), являющиеся источниками тепла, устанавливаются в баке, заполненном трансформаторным маслом. Тепло, выделяющееся в обмотках и магнитопроводе, передается через их наружную поверхность охлаждающему маслу. Нагретое масло имеет меньшую плотность, чем холодное масло вблизи стенок бака. Возникает конвективная циркуляция масла в баке. Около нагретых частей оно движется, постепенно нагреваясь, вверх; около стенок бака, постепенно охлаждаясь и отдавая запасенную тепло через стенки бака окружающему воздуху, — вниз (рис. 17.1).

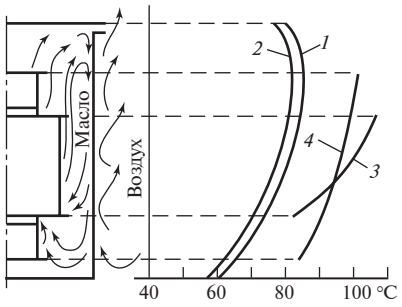


Рис. 17.1. Изменение температуры по высоте трансформатора:

1 — температура масла; *2* — температура стенок бака; *3* — температура обмотки; *4* — температура магнитопровода

В установившемся режиме в каждом горизонтальном сечении устанавливается такое распреде-

ление температуры (рис. 17.2), при котором превышение температуры магнитопровода и обмоток над маслом, с одной стороны, и превышение температуры масла над окружающим воздухом, с другой стороны, оказываются достаточными для того, чтобы все тепло, выделяющееся в активных частях, передавалось за счет конвекции маслу и от масла к стенкам бака, а затем от наружной поверхности стенок бака путем конвекции и теплового излучения к окружающему воздуху. Как видно из рисунка, внутри магнитопровода, обмоток и стенки бака благодаря большой теплопроводности металлов, из которых они изготовлены, температура изменяется незначительно. Значительно бóльшие перепады температуры наблюдаются в изоляции обмоток и при передаче тепла от магнитопровода и наружной поверхности изоляции обмоток к маслу и от масла к стенкам бака. Особенно велик перепад температуры между наружной поверхностью стенки бака и окружающим воздухом.

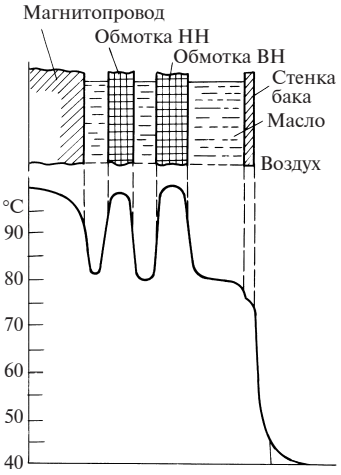


Рис. 17.2. Распределение температуры в горизонтальном сечении масляного трансформатора с естественным охлаждением

С увеличением мощности трансформатора возникают затруднения с отведением тепла от наружной поверхности бака. Это связано с тем, что потери в трансформаторе, приходящиеся на единицу поверхности, возрастают пропорционально первой степени линейного размера.

Для сохранения превышения температуры на допустимом уровне поверхность охлаждения искусственно увеличивают, устраивая каналы в магнитопроводе и обмотках и размещая на боковых стенках бака охладители или радиаторы (рис. 17.3). Циркуляция масла через радиаторы в трансформаторах с естественным охлаждением происходит за счет конвекции.

В сухом трансформаторе с естественным воздушным охлаждением активные части омываются окружающим воздухом. Воздух удаляет тепло из трансформатора за счет конвекции; некоторая часть тепла отводится за счет теплового излучения.

В крупных трансформаторах применяется *масляное охлаждение с дутьем и естественной циркуляцией масла*. В таких трансформаторах охлаждающие радиаторы обдуваются вентиляторами с индивидуаль-

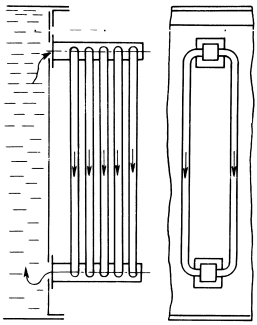


Рис. 17.3. Охлаждающий радиатор

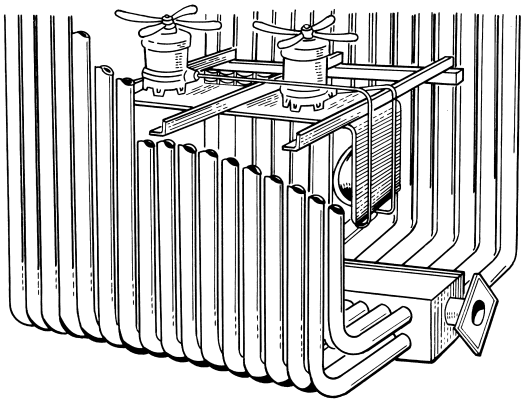


Рис. 17.4. Вентиляторы, обдувающие радиатор

ным приводом (рис. 17.4). Дополнительное улучшение охлаждения достигается применением принудительной циркуляции масла в трансформаторе, которая осуществляется специальными насосами с электрическим приводом. Система охлаждения, в которой сочетается дутье с принудительной циркуляцией масла, называется *масляной с дутьем и принудительной циркуляцией масла*. Еще бóльшая интенсификация теплоотвода достигается в *масляно-водяных системах охлаждения с естественной или принудительной циркуляцией масла*. При естественной циркуляции масла водомасляные теплообменники размещаются на стенках бака; при принудительной — устанавливаются отдельно. Масляно-водяные системы охлаждения требуют много проточной воды и применяются на гидростанциях, где она имеется.

Глава восемнадцатая
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

18.1. Разновидности электрических машин по характеру перемещения и форме подвижных частей

Индуктивная электрическая машина состоит из двух основных частей: *неподвижной* и *подвижной* (рис. 18.1).

Неподвижная часть, статор, состоит из магнитопровода *3* той или иной конфигурации, одной или нескольких обмоток *1* и конструктивных деталей *5*, при помощи которых всем элементам статора придается определенное положение в пространстве.

Подвижная часть состоит из магнитопровода *4*, одной или нескольких обмоток *2*, а также конструктивных деталей, при помощи которых обеспечивается перемещение подвижной части относительно неподвижной в определенном направлении и передается сопряженной машине преобразованная механическая энергия.

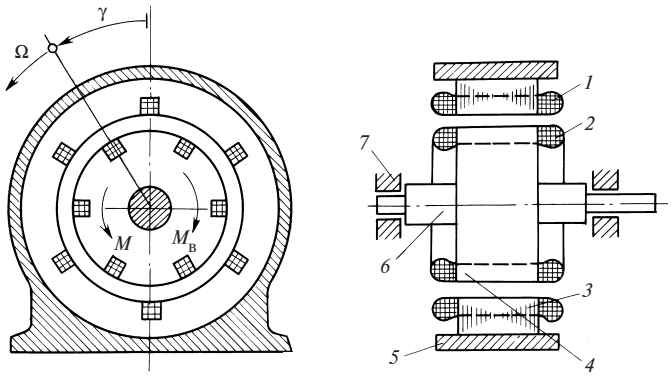


Рис. 18.1. Вращающаяся (цилиндрическая) машина:

1 — обмотки статора; *2* — обмотка ротора; *3* — сердечник статора; *4* — сердечник ротора; *5* — конструктивные детали статора; *6* — вал ротора; *7* — аксиально-радиальные опоры

Подвижные и неподвижные обмотки получают питание от электрических сетей, к которым они присоединены непосредственно или через преобразователи частоты. Для связи с подвижными обмотками используются скользящие контакты. Обычно подвижная часть машины обладает одной степенью свободы перемещения (перемещение в остальных возможных направлениях исключается при помощи *опор 7* того или иного исполнения).

Наибольшее распространение получили машины, в которых подвижная часть вращается, изменяя свое угловое положение относительно статора. Такие машины называются *вращающимися*, а их подвижная часть — *ротором*.

Чаще всего встречаются вращающиеся машины, в которых цилиндрический ротор располагается внутри статора, имеющего форму полого цилиндра. Они называются *цилиндрическими вращающимися машинами* или просто *вращающимися машинами* (рис. 18.1).

Иногда в целях увеличения момента инерции вращающихся частей ротор, имеющий форму кольца, располагают снаружи статора. В этом случае применяют название — *машина с внешним ротором*.

Возможно также исполнение вращающейся машины, в которой статор и ротор имеют форму дисков, обращенных друг к другу плоскими торцевыми поверхностями. Такие вращающиеся машины называют *торцевыми* (рис. 18.2).

Значительно реже применяются электрические машины, в которых подвижная часть перемещается поступательно, изменяя свое линейное положение относительно статора. Такие машины называются *линейными* и имеют два возможных исполнения: *плоское* и *цилиндрическое*.

В плоской линейной машине подвижный и неподвижный магнитопроводы имеют форму параллелепипедов, обращенных друг к

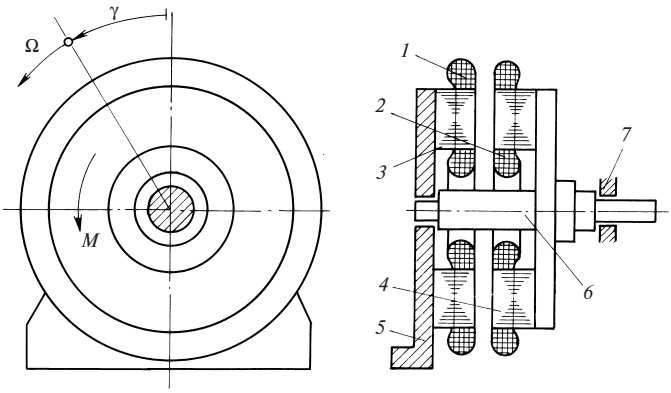


Рис. 18.2. Вращающаяся торцевая машина (обозначения см. рис. 18.1)

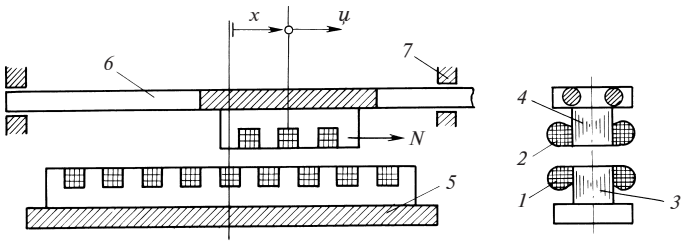


Рис. 18.3. Линейная плоская машина:

1 — обмотки статора; *2* — обмотки подвижной части; *3* — сердечник статора; *4* — сердечник подвижной части; *5* — конструктивные детали статора; *6* — шток подвижной части; *7* — опоры

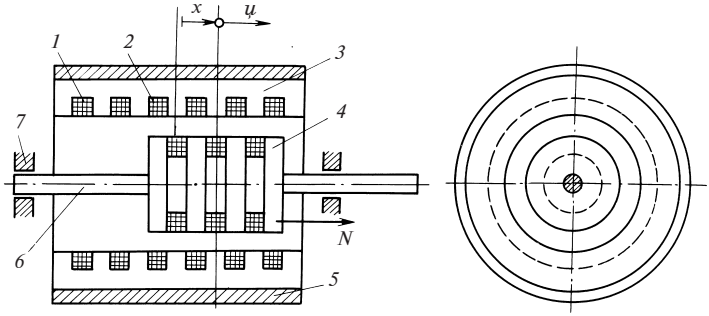


Рис. 18.4. Линейная цилиндрическая машина:

1 — обмотки статора; *2* — обмотки подвижной части; *3* — сердечник статора; *4* — сердечник подвижной части; *5* — конструктивные детали статора; *6* — шток подвижной части; *7* — опоры

другу плоскими гранями (рис. 18.3). В цилиндрической линейной машине подвижный магнитопровод цилиндрической формы перемещается в осевом направлении внутри неподвижного магнитопровода кольцеобразной формы (рис. 18.4). Плоские линейные электрические машины могут использоваться, например, для приведения в движение электрифицированного рельсового транспорта, особенно при больших скоростях перемещения (более 200—300 км/ч). Цилиндрические — пригодны для линейного перемещения рабочих органов различных механизмов.

Встречаются также вращающиеся и линейные электрические машины, в которых подвижная часть совершает колебательное движение. Колебания вращающейся части могут потребоваться, например, для приведения в движение балансира электрических часов. Колебания поступательно перемещающейся части используются, например,

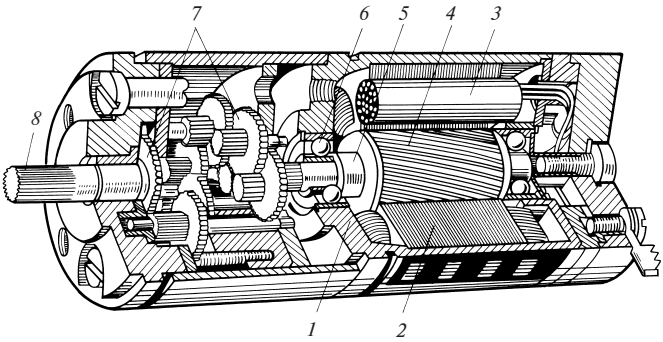


Рис. 18.5. Вращающаяся электрическая машина со встроенным редуктором:

1 — станина; *2* — сердечник статора; *3* — обмотка статора; *4* — ротор; *5* — вал ротора; *6* — шариковый подшипник; *7* — редуктор; *8* — вал редуктора

в электрической машине, приводящей в действие ударную часть отбойного инструмента.

Для изменения параметров преобразуемой механической энергии (формы и параметров движения, при котором осуществляется передача механической энергии) между машиной и источником (или потребителем) механической энергии может быть установлен *механический преобразователь*.

Роль механического преобразователя аналогична роли электрического преобразователя частоты, связывающего электрическую машину с сетью. Механический преобразователь часто встраивается в машину, представляя с ней одно целое. Наиболее распространенным механическим преобразователем является зубчатый или планетарный редуктор (мультипликатор), предназначенный для уменьшения или увеличения частоты вращения вала (рис. 18.5).

Для преобразования вращательного движения в поступательное может использоваться червячная передача, зубчатая реечная передача или фрикционная передача. Для преобразования качаний или колебаний во вращательное или поступательное движение используются различного рода храповики.

Однако электрические машины чаще всего выполняются без механического преобразователя.

18.2. Математическое описание магнитного поля в электрической машине. Потокосцепления и индуктивности контуров обмоток

Процессы преобразования энергии в электрической машине индуктивного типа связаны с ее магнитным полем. Поэтому расчет магнитного поля, образуемого токами в обмотках, представляет собой одну из наиболее важных задач теории электрических машин.

В общем виде эта задача состоит в определении индукции магнитного поля $\bar{B}$ по заданному пространственному распределению плотности тока $\bar{J}$ в обмотках машины (рис. 18.6) и может быть решена методами теории электромагнитного поля.

Вектор напряженности этого магнитного поля должен удовлетворять первому уравнению Максвелла

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J}\,, \tag{18.1}$$

уравнению связи между индукцией и напряженностью магнитного поля

$$\bar{B} = \mu \bar{H}, \tag{18.2}$$

где μ — абсолютная магнитная проницаемость среды, и уравнению непрерывности

$$\operatorname{div} \bar{B} = 0\,, \tag{18.3}$$

означающему, что линии магнитного поля всегда замкнуты.

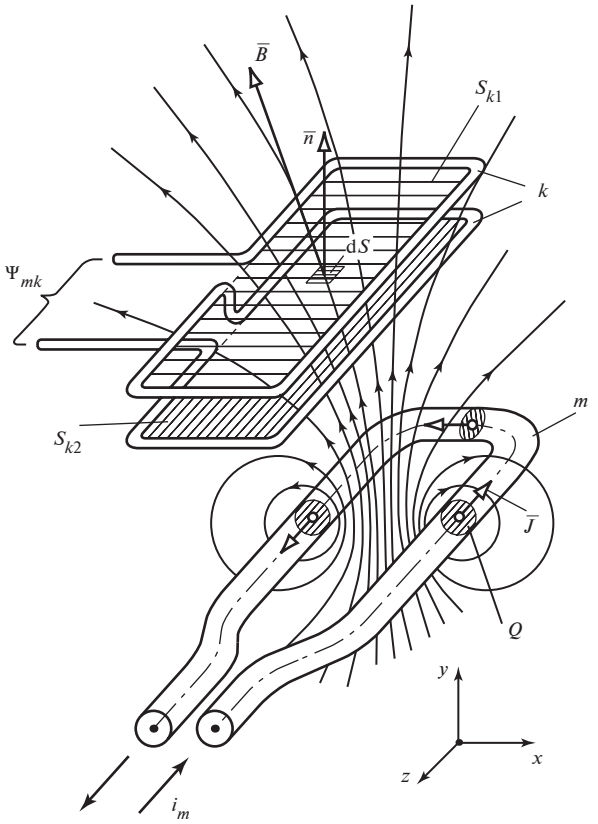


Рис. 18.6. Образование магнитного поля при возбуждении контура током i_m

Вектор плотности тока J в большинстве случаев равномерно распределен по сечению проводника Q

$$J = i / Q$$

и направлен вдоль оси проводника в ту сторону, в которую течет ток i.

На рис. 18.6 магнитное поле образовано током $i = i_m$ в контуре m.

Обычно проводники обмоток располагаются в пазах магнитопроводов и магнитное поле существует в объеме, занятом магнитопроводами статора и ротора, длина которых равна l, в немагнитном зазоре между ними и в пространстве, окружающем лобовые части обмоток (рис. 18.7). Во многих случаях это поле проникает также в магнитные и проводящие конструктивные части машины (вал, станину, подшипниковые щиты и т. п.).

Для того чтобы рассчитать магнитное поле, к общим уравнениям поля (18.1)—(18.3) должны быть добавлены уравнения поверхностей

$$f_{ik}(x, y, z) = 0, \qquad (18.4)$$

отделяющих друг от друга среды i и k с неодинаковыми магнитными проницаемостями $\mu_i \neq \mu_k$ (в первую очередь, уравнения поверхностей, ограничивающих магнитопроводы), а также граничные условия для

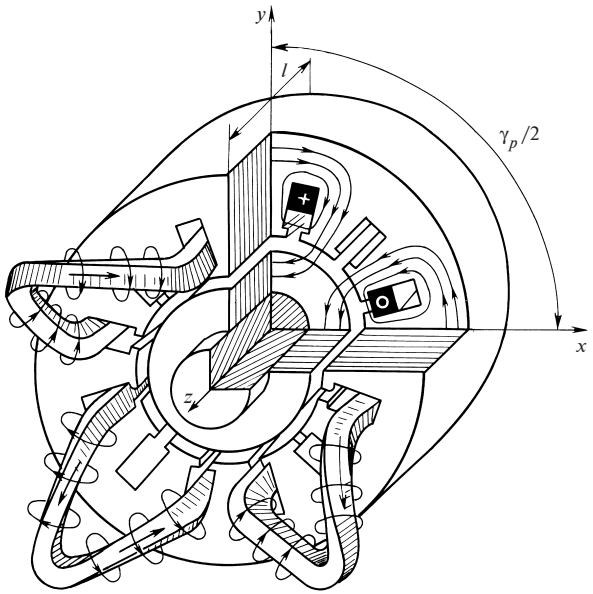


Рис. 18.7. Магнитное поле электрической машины при возбуждении обмотки статора

тангенциальных и нормальных составляющих векторов магнитного поля на поверхностях, отделяющих i-ю среду от k-й;

$$\left.\begin{aligned} H_{it} &= H_{kt}; \\ B_{in} &= \mu_i H_{in} = \mu_k H_{kn} = B_{kn}, \end{aligned}\right\} \qquad (18.5)$$

где H_{it}, H_{kt} — тангенциальные составляющие напряженности магнитного поля на граничной поверхности; B_{in}, B_{kn} — нормальные составляющие магнитной индукции в тех же точках на граничной поверхности.

В тех случаях, когда магнитную проницаемость стали магнитопроводов μ_c нельзя считать бесконечно большой по сравнению с относительной магнитной проницаемостью немагнитных областей, заполненных воздухом, изоляционными материалами и проводниками обмоток, требуется учитывать нелинейные магнитные свойства ферромагнитных материалов, характеризующиеся зависимостью относительной магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля

$$\mu_c = f(H). \qquad (18.6)$$

Система уравнений (18.1)—(18.6) описывает магнитное поле в машине. Ее решение находится методами теории поля. В простейших электромеханических преобразователях поле можно определить аналитическим путем, в более сложных — только численно при помощи ЭВМ.

Рассмотрим магнитное поле электрической машины с произвольным числом s контуров обмоток на статоре и роторе. Магнитную цепь машины будем считать линейной (это имеет место при бесконечно большой магнитной проницаемости сердечников). Тогда ее магнитное поле при заданных токах в контурах i_m, где $m \in 1, 2, \ldots, s$, можно определить в виде суммы частичных полей, каждое из которых образовано током только одного контура с током i_m. Такое поле представлено на рис. 18.6, где кроме контура m с током i_m показан также контур k, ток которого равен нулю ($i_k = 0$). Остальные контуры на рисунке не изображены.

Предположим, что параметры поля от тока i_m в контуре m при определенном взаимном расположении магнитопроводов статора и ротора рассчитаны по системе уравнений (18.1)—(18.6). Это означает, что известно пространственное распределение вектора индукции этого поля $\overline{B} = f_в(x, y, z)$, соответствующее картине поля на рис. 18.6. Следовательно, имеется возможность рассчитать потокосцепление

Ψ_{mk} этого поля с контуром k. Потокосцепление Ψ_{mk} складывается из потоков $\Phi_{mk(j)}$ через поверхности S_{kj}, опирающиеся на отдельные витки контура с индексами $j \in 1, 2, \ldots, w_k$:

$$\Psi_{mk} = \sum_{j=1}^{w_k} \Phi_{mk(j)}, \tag{18.7}$$

где $\Phi_{mk(j)} = \int\limits_{S_{\text{к}j}} B_n \, \mathrm{d}S$ — поток, сцепленный с витком j контура; w_k — число витков контура k; $B_n = \bar{n}\bar{B}$; $\bar{n}$ — нормаль к поверхности.

На рис. 18.6 контур k состоит из двух витков ($w_k = 2$), на которые опираются поверхности S_{k1} и S_{k2}. В том случае, когда $\Phi_{k1} = \Phi_{k2} = \ldots = \Phi_{kj} = \Phi_{mk} = \text{const}$ из (18.7) следует:

$$\Psi_{mk} = w_k \Phi_{mk}, \tag{18.8}$$

где Φ_{mk} — поток, сцепленный с одним из витков контура.

По определению взаимоиндуктивность L_{mk} между контурами m и k есть отношение потокосцепления Ψ_{mk} магнитного поля, образованного током i_m в контуре m, с контуром k:

$$L_{mk} = \Psi_{mk} / i_m. \tag{18.9}$$

Соответственно индуктивность контура m есть отношение потокосцепления Ψ_{mm} магнитного поля, образованного током i_m в контуре m, с этим же контуром:

$$L_{mm} = \Psi_{mm} / i_m. \tag{18.10}$$

Найденные таким образом индуктивности и взаимоиндуктивности не зависят в линейной магнитной цепи от токов, а определяются размерами контуров, магнитопроводов статора и ротора и их взаимным расположением.

18.3. Процессы преобразования энергии в электрических машинах

Рассмотрим вращающуюся индуктивную машину с произвольным числом s контуров обмоток, размещающихся в пазах или на наружной поверхности магнитопроводов статора и ротора. Каждый из этих контуров может состоять из многих катушек, соединенных по той или иной схеме. Магнитопроводы также могут иметь различную конфигурацию. На рис. 18.8 показан пример такой машины с общим числом

контуров $s = 4$, причем два из них (с номерами *1* и *4*) располагаются на статоре и два (с номерами *2* и *3*) — на роторе.

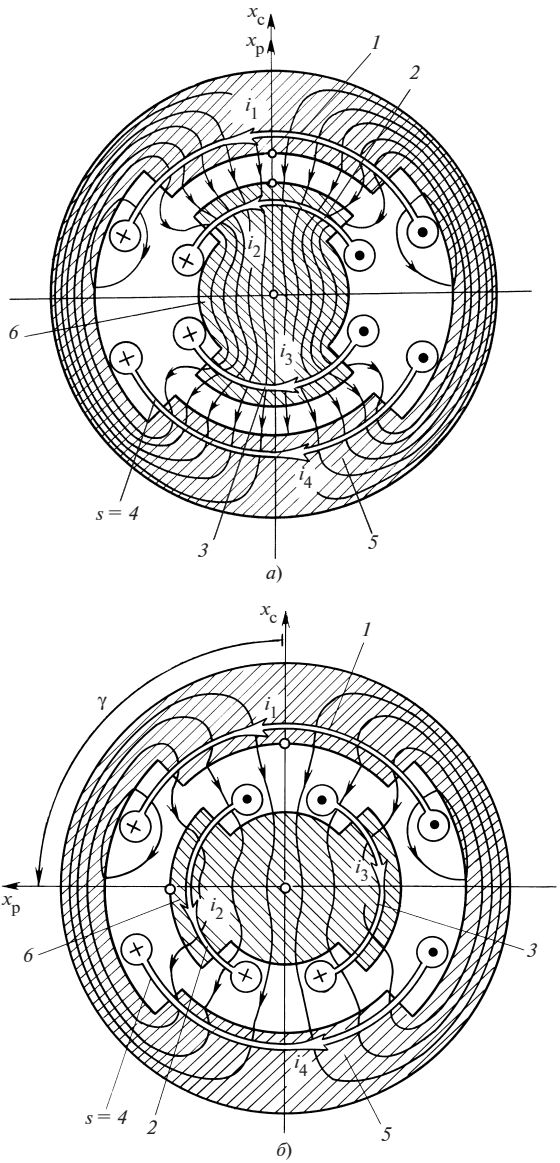


Рис. 18.8. Многообмоточная электрическая машина:

а — $\gamma = 0$; *б* — $\gamma = \pi/2$

Электромагнитные процессы в индуктивной машине описываются системой уравнений Кирхгофа для контуров обмоток и уравнениями движения ротора. В линейном приближении (при допущении о бесконечно большой проницаемости материала магнитопроводов) потокосцепление любого контура, например k-го (k принимает значения от $k = 1$ до $k = s$), может быть выражено через токи в обмотках i_m, индуктивность k-й обмотки L_{kk} и взаимные индуктивности k-й обмотки со всеми прочими обмотками L_{mk}, где m принимает любые значения от $m = 1$ до $m = s$, кроме $m = k$,

$$\Psi_k = \Psi_{kk} + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^{s} \Psi_{mk} = \sum_{m=1}^{s} i_m L_{mk},$$

где $\Psi_{kk} = i_k L_{kk}$; $\Psi_{mk} = i_m L_{mk}$.

В общем случае все индуктивности L_{kk} и взаимные индуктивности L_{mk} зависят от размеров обмоток и магнитопроводов и являются функциями углового положения ротора $L_{mk} = f(\gamma)$.

На взаимные индуктивности и индуктивности обмоток оказывает существенное влияние зубчатость магнитопроводов. При резко выраженной зубчатости при перемещении ротора изменяются не только взаимная индуктивность между контурами статора и контурами ротора, но и взаимные индуктивности между контурами, расположенными на одной и той же части машины, а также индуктивности всех контуров.

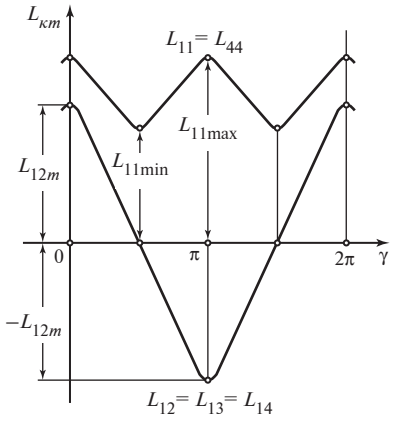


Рис. 18.9. Зависимости индуктивностей и взаимоиндуктивностей контуров для электрической машины по рис. 18.8 от углового положения ротора

Это подтверждается рис. 18.9, на котором показаны зависимости индуктивностей и взаимоиндуктивностей контуров (L_{11}, L_{22}, …, L_{12}, L_{13} и др.) электрической машины по рис. 18.8. Эти зависимости представлены в функции от угла γ между осями x_c и x_p магнитопроводов статора *5* и ротора *6*. Как видно из сопоставления полей на рис. 18.8 *а*, *б*, образованных одним и тем же током i_1 при $i_2 = i_3 = i_4 = 0$, магнитное поле при γ

$= \pi/2$ получается существенно ослабленным по сравнению с полем при $\gamma = 0$. Объясняется это тем, что при $\gamma = 0$ под зубцом, охваченным контуром *1*, располагается зубец ротора, а при $\gamma = \pi/2$ — паз ротора. Возрастание магнитного сопротивления зазора приводит в последнем случае к уменьшению индукции магнитного поля, потокосцеплений Ψ_{11}, Ψ_{13} и соответствующих индуктивных параметров $L_{11} = \Psi_{11}/i_1$ и $L_{13} = \Psi_{13}/i_2$.

На рис. 18.8, *б*, кроме того, видно, что при $\gamma = \pi/2$ обращаются в нуль потокосцепления Ψ_{12} и Ψ_{13} и взаимоиндуктивности L_{12} и L_{13}.

Система уравнений Кирхгофа для напряжений обмоток состоит из s уравнений, составленных для каждого из контуров. Уравнение для k-го контура имеет вид:

$$u_k = R_k i_k + \frac{\mathrm{d}\Psi_k}{\mathrm{d}t} = R_k i_k + \sum_{m=1}^{s} \left(L_{mk} \frac{\mathrm{d}i_m}{\mathrm{d}t} + i_m \Omega \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}\gamma} \right), \quad (18.11)$$

где $L_{mk}\frac{\mathrm{d}i_m}{\mathrm{d}t}$ — *трансформаторная* ЭДС, связанная с изменением тока в m-м контуре;

$-i_m \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}t} = -i_m \Omega \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}\gamma}$ — ЭДС *вращения*, связанная с изменением взаимной индуктивности с m-м контуром (при $m \neq k$) или с изменением индуктивности k-го контура (при $m = k$).

Таким образом, ЭДС, индуктируемые в контуре k, представляются в соответствии с (18.11) в виде сумм ЭДС различной природы: *трансформаторных* ЭДС, связанных с изменением токов в обмотках при фиксированных взаимных индуктивностях (или индуктивностях),

$$\sum_{m=1}^{s} L_{mk} \frac{\mathrm{d}i_m}{\mathrm{d}t}$$

и ЭДС *вращения*, связанных с изменением взаимных индуктивностей (или индуктивностей) при фиксированных токах,

$$\Omega \sum_{m=1}^{s} i_m \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}\gamma}.$$

Термин «трансформаторная ЭДС» возник в связи с тем, что ЭДС той же природы индуктируются во взаимно неподвижных обмотках трансформаторов; термин «ЭДС вращения» напоминает о том, что эта

ЭДС появляется только при вращении ротора с некоторой угловой скоростью

$$\Omega = \mathrm{d}\gamma / \mathrm{d}t.$$

Для контуров, присоединенных к внешней электрической сети, напряжение u_k в (18.11) понимается как ЭДС этой сети. Для короткозамкнутых контуров $u_k = 0$.

Механическую мощность, преобразованную машиной из электрической мощности, можно выразить через величины ее электрических цепей, исходя из закона сохранения энергии. Начать следует с определения мгновенной электрической мощности, поступающей в контур k из сети, которая к нему присоединена:

$$p_k = u_k i_k = R_k i_k^2 + i_k \sum_{m=1}^{s} L_{mk} \frac{\mathrm{d}i_m}{\mathrm{d}t} + i_k \Omega \sum_{m=1}^{s} i_m \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}\gamma}.$$

Суммируя мощности всех контуров, находим полную мгновенную электрическую мощность, поступающую в контуры машины:

$$\sum_{k=1}^{s} p_k = \sum_{k=1}^{s} R_k i_k^2 + \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{m=1}^{s} L_{mk} \frac{\mathrm{d}i_m}{\mathrm{d}t} + \Omega \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{m=1}^{s} i_m \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}\gamma}. \quad (18.12)$$

Известная часть мощности $\sum_{k=1}^{s} p_k$, поступающей в контуры, а именно $\sum_{k=1}^{s} R_k i_k^2$, выделяется в виде тепла в активных сопротивлениях R_k контуров и представляет собой *потери мощности при преобразовании*. Другая часть мощности $\sum_{k=1}^{s} p_k$ идет на изменение энергии магнитного поля в машине вследствие изменения токов в контурах и индуктивностей. Так как энергия магнитного поля

$$W = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{m=1}^{s} i_m L_{mk}, \quad (18.13)$$

ее полное приращение за время $\mathrm{d}t$, в течение которого i_k, i_m и L_{mk} имеют приращения $\mathrm{d}i_k$, $\mathrm{d}i_m$, $\mathrm{d}L_{mk}$, равно:

$$\mathrm{d}W = \frac{\partial W}{\partial i_k}\mathrm{d}i_k + \frac{\partial W}{\partial i_m}\mathrm{d}i_m + \frac{\partial W}{\partial L_{mk}}\mathrm{d}L_{mk} =$$

$$= \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{k=1}^{s} L_{mk}\,\mathrm{d}i_m + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{m=1}^{s} i_m\,\mathrm{d}L_{mk}.$$

Поэтому на изменение энергии магнитного поля расходуется мощность

$$p_W = \frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}t} = \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{m=1}^{s} L_{mk} \frac{\mathrm{d}i_n}{\mathrm{d}t} + \frac{\Omega}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{m=1}^{s} i_m \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}\gamma}, \qquad (18.14)$$

соответствующая второму члену и половине третьего члена в выражении (18.12). Таким образом, на изменение энергии магнитного поля идет полностью сумма мощностей, определяемых как произведения токов контуров на трансформаторную ЭДС, а также полусумма мощностей, определяемых как произведения токов контуров на ЭДС вращения.

Остальная мощность преобразуется в механическую мощность, передаваемую через вал к сопряженной машине:

$$p_{\text{мех}} = \sum_{k=1}^{s} p_k - p_{\text{э}} - p_W = \frac{\Omega}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{m=1}^{s} i_m \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}\gamma}. \qquad (18.15)$$

Из (18.11), (18.12) и (18.15) следует, что механическая мощность равна полусумме мощностей, определяемых как произведения токов контуров на ЭДС вращения. Это позволяет сделать вывод, что электромеханическое преобразование энергии связано только с ЭДС вращения, в то время как трансформаторные ЭДС в этом преобразовании участия не принимают. Заметим, что мощность, расходуемая на изменение энергии магнитного поля, не теряется безвозвратно и равна нулю. Это объясняется тем, что во вращающейся машине все величины (токи, индуктивности, взаимные индуктивности и т.п.) изменяются периодически. Через интервал времени, равный одному периоду, все величины, и в том числе энергия магнитного поля, снова приобретают те же значения, которые имели в начале периода $W_{(t)} = W_{(t+T)}$. Это означает, что изменение энергии магнитного поля в течение периода равно нулю, т.е.

$$\int_{t}^{t+T} \mathrm{d}W = W_{(t+T)} - W_{(t)} = 0.$$

В течение части периода, когда энергия магнитного поля возрастает ($\mathrm{d}W > 0$), мощность p_W по (18.14) положительна ($p_W > 0$) и энергия, необходимая для образования магнитного поля, поступает из электрических сетей в контуры. В течение остальной части периода $p_W < 0$ и запасенная в магнитном поле энергия снова возвращается в электрические сети.

Обмен энергией между машиной и электрическими сетями происходит при этом таким образом, что энергия, потребляемая из сетей, в среднем за период равна нулю. Мерой интенсивности этого обмена

энергией является так называемая реактивная (или намагничивающая) мощность, под которой (при однофазном питании и гармоническом изменении величин) понимается максимальная мгновенная мощность, потребляемая из электрических сетей для образования магнитного поля в машине:

$$Q = \left|\frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}t}\right|_{\max}.$$

Электромагнитный момент M, действующий на ротор в данное мгновение, можно выразить через мгновенную механическую мощность $p_{\text{мех}}$, определяемую по (18.15). Сравнивая выражение, которое при этом получается с (18.13), находим:

$$M = \frac{p_{\text{мех}}}{\Omega} = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{m=1}^{s} i_m \frac{\mathrm{d}L_{mk}}{\mathrm{d}\gamma} = \frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}\gamma} \quad (i_k = \text{const}). \qquad (18.16)$$

Таким образом, в машине с линейной магнитной цепью электромагнитный момент равен частной производной энергии магнитного поля W по углу поворота ротора γ при фиксированных токах в контурах (i_k = const, i_n = const). Если эта производная положительна, то момент направлен в сторону вращения (или возрастания угла γ) и происходит преобразование электрической энергии в механическую; если производная отрицательна, то происходит обратное преобразование.

Уравнение (18.16) может быть распространено и на машины с нелинейными магнитопроводами, если изменение энергии магнитного поля $\mathrm{d}W$ при повороте на угол $\mathrm{d}\gamma$ определяется не только при i_k = = const, но и при μ_j = const. Магнитные проницаемости μ_j = const в каждом из элементов j должны быть определены в результате расчета магнитной цепи при токах i_k = const в положении ротора, характеризуемом углом γ.

Если заданы напряжения u_k на выводах обмоток, известны зависимости $L_{mk} = f(\gamma)$ и задана угловая скорость ротора Ω, то токи могут быть определены из системы (18.11). После этого момент рассчитывается по (18.16), где $\gamma = \Omega t$.

Если угловая скорость не известна, а задан внешний момент $M_{\text{вш}}$, приложенный к валу машины, то совместно с (18.11) и (18.16) должна быть рассмотрена система уравнений движения

$$M - M_{\text{вш}} = J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}; \quad \Omega = \Omega_{\text{нач}} + \int_0^t \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}\mathrm{d}t; \quad \gamma = \gamma_{\text{нач}} + \int_0^t \Omega\,\mathrm{d}t. \qquad (18.17)$$

Полученное математическое описание явлений в многоконтурной вращающейся машине можно распространить на линейную машину, подвижная часть которой перемещается относительно статора поступательно.

Уравнения линейной машины отличаются от вышеописанных только тем, что в них вместо углового перемещения γ следует ввести линейное перемещение x; вместо электромагнитного момента M — электромагнитную силу N, действующую в направлении перемещения; вместо угловой скорости Ω — линейную скорость v; вместо углового ускорения $\mathrm{d}\Omega/\mathrm{d}t$ — линейное ускорение $\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$; вместо внешнего момента $M_{\text{вш}}$ — внешнюю силу $N_{\text{вш}}$ и вместо момента инерции ротора J — массу подвижной части m.

Глава девятнадцатая

СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ

19.1. Необходимое условие получения электромеханического преобразования энергии

Анализируя уравнение (18.16), можно прийти к выводу, что *непременным условием осуществления в машине электромеханического преобразования является изменение индуктивностей или взаимных индуктивностей обмоток при повороте ротора*. Машина может выполнять свои функции, если производная хотя бы одного параметра по углу поворота ротора не равна нулю

$$\mathrm{d}L_{mk}/\mathrm{d}\gamma \neq 0,$$

так как только в этом случаев $M \neq 0$ и $P_{\text{мех}} \neq 0$.

Это условие является необходимым, но не достаточным для получения однонаправленного непрерывного электромеханического преобразования, так как требуется еще, чтобы токи в обмотках k и m изменялись таким образом, чтобы не только мгновенные, но и средние значения электромагнитного момента M и мощности $P_{\text{мех}}$ были достаточно велики.

Поскольку в технически осуществимых конструкциях магнитные поля, потокосцепления, индуктивности и взаимные индуктивности не могут быть монотонно возрастающими функциями токов и угла поворота ротора γ, единственно возможным является случай их периодического изменения в функции угла γ, когда производные $\mathrm{d}L_{mk}/\mathrm{d}\gamma$ также изменяются периодически.

Для получения периодической зависимости параметров L_{mk} от угла поворота ротора γ *необходимо, чтобы при протекании тока по обмотке т образовывалось магнитное поле, периодически изменяющееся в пространстве* (в тангенциальном направлении вдоль зазора).

Можно указать следующие сочетания конструкции обмоток и магнитопроводов, которые позволяют получить периодические поля.

19.2. Цилиндрическая (барабанная) разноименнополюсная обмотка

Проводники такой обмотки размещаются в пазах на цилиндрической или торцевой (в торцевых машинах) поверхности магнитопровода, имеющего форму цилиндра или тороида (в электрических машинах с гладкими магнитопроводами обмотки располагаются на наружной поверхности магнитопровода). Как видно из рис. 19.1, *а*, для этой обмотки характерно периодическое чередование направлений токов в проводниках на поверхности магнитопровода, обращенной к зазору. При таком чередовании направлений токов образуется периодически изменяющееся в пространстве поле (поверхность магнитопровода намагничивается «разноименнополюсно» — при перемещении по окружности за северным полюсом следует южный, за южным — северный и т.д.).

В зависимости от расстояния между зонами *A* и *X*, в которых лежат проводники с чередующимися направлениями токов, обмотка образует поле с тем или иным числом периодов или, как говорят, числом пар полюсов *p* (рис. 19.2).

Если расстояние между зонами с чередующимися направлениями токов, отсчитываемое по окружности в зазоре со средним радиусом *R* и называемое *полюсным делением* или *длиной полупериода обмотки*, обозначить τ (см. рис. 19.1, *а* и 19.2), то число периодов поля определяется по формуле

$$p = \pi D/(2\tau) = \pi R/\tau. \qquad (19.1)$$

Наиболее просто устроена обмотка, образующая поле с одним периодом ($p = 1$). Такая обмотка называется *однопериодной* или *двухполюсной*. Обмотки, образующие поле с несколькими периодами ($p > 1$), называются *многопериодными* или *многополюсными*.

Соединения между проводниками цилиндрической обмотки, расположенными на поверхности магнитопровода, выполняются различными способами, однако во всех случаях соединения не охватывают тороидальное ярмо магнитопровода. Катушки образуются из одного или нескольких витков. В пазу могут располагаться одна (см. рис. 19.1, *а* и 19.2, *а*) или две (рис. 19.2, *б*, *в*) катушечные стороны. В первом случае обмотка называется *однослойной*, во втором — *двухслойной* (если стороны катушек располагаются по высоте паза друг над другом в два слоя, рис. 19.2, *б*) или *двухрядной* (если стороны катушек располагаются в пазу рядом, рис. 19.2, *в*).

Часто оказывается удобным размещать проводники с одинаковыми направлениями токов не в одном пазу (рис. 19.2, *а*—*в*), а в несколь-

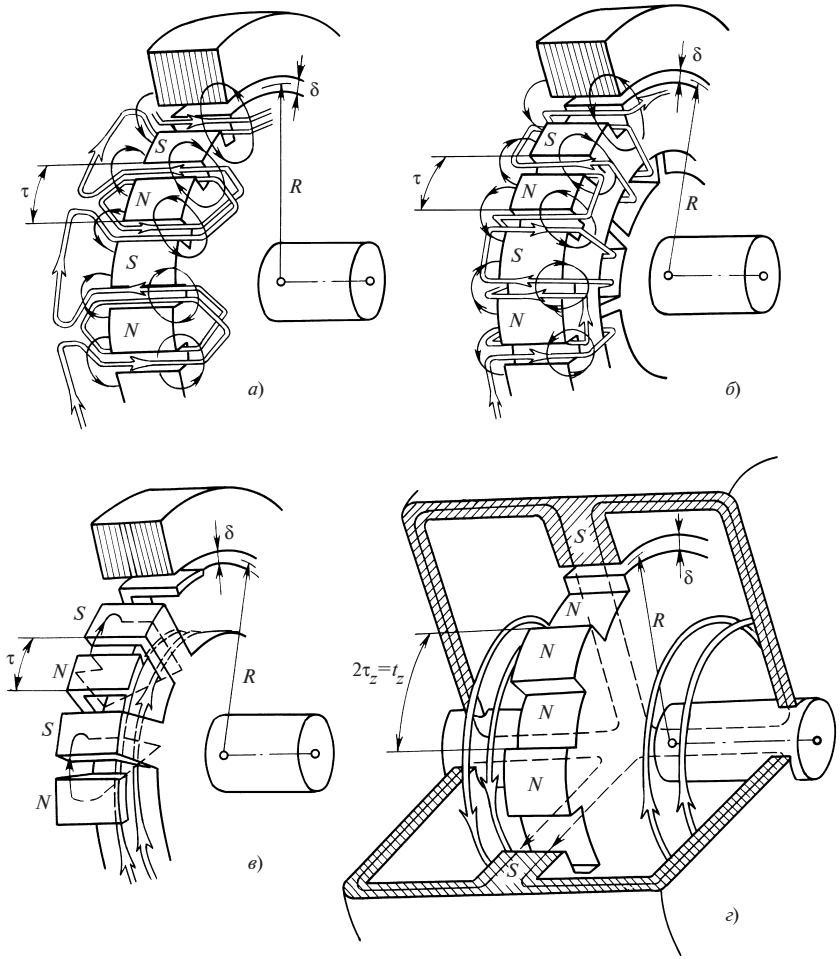


Рис. 19.1. Возможные способы образования периодического магнитного поля во вращающихся электрических машинах:

а — цилиндрическая (барабанная) разноименнополюсная обмотка; *б* — тороидальная разноименнополюсная обмотка; *в* — кольцеобразная обмотка и когтеобразный магнитопровод; *г* — кольцеобразная одноименнополюсная обмотка и зубчатый магнитопровод

ких пазах, например в трех (рис. 19.2, *г*). Число пазов, занимаемых *фазной зоной однослойной обмотки* (т.е. зоной проводов фазы с одинаковым направлением токов), называется *числом пазов обмотки на полюс* и обозначается q.

Если число пазов на полюс $q = 1$, обмотка называется *сосредоточенной*, если $q > 1$ — *распределенной*. В пазах магнитопровода может

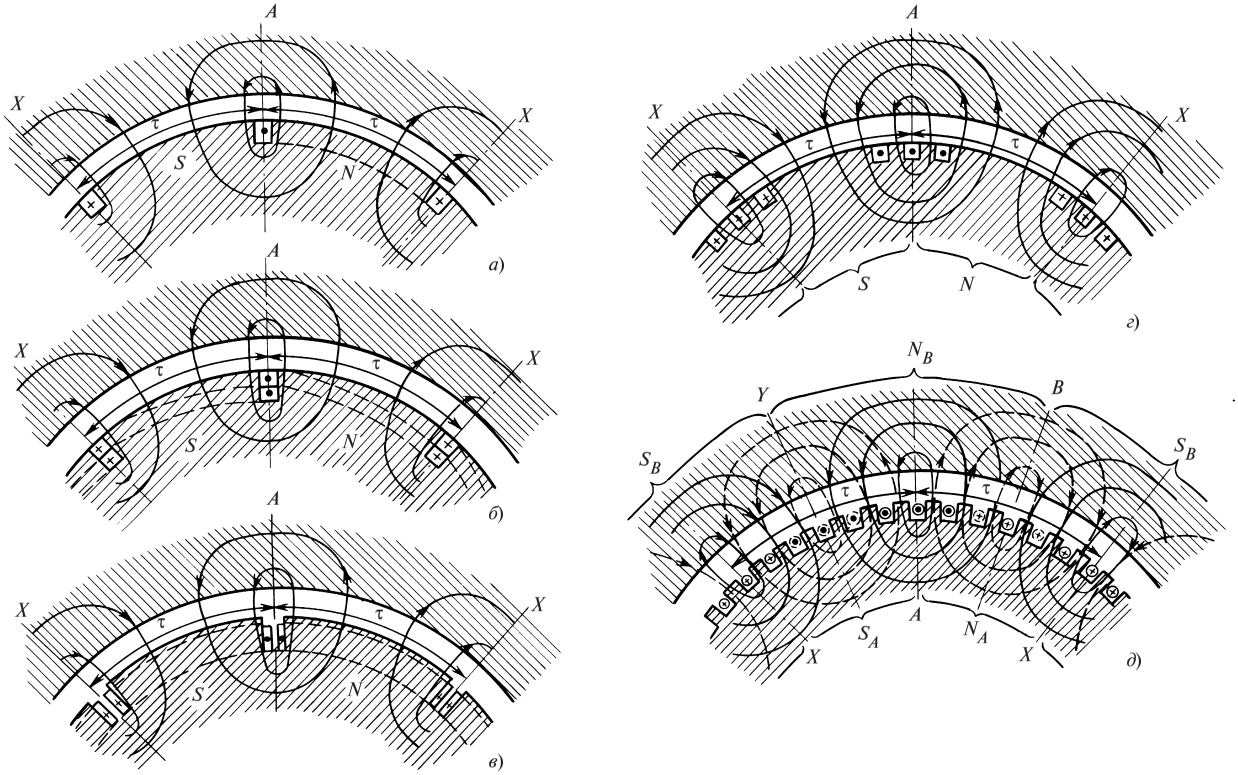


Рис. 19.2. Цилиндрические (барабанные) разноименнополюсные обмотки:

а — однослойная однофазная сосредоточенная обмотка; *б* — двухслойная однофазная сосредоточенная обмотка; *в* — двухрядная однофазная сосредоточенная обмотка; *г* — однослойная однофазная распределенная обмотка (q = 3); *д* — однослойная двухфазная распределенная обмотка (q = 3)

быть размещено несколько одинаковых разноименнополюсных обмоток, образующих поля с одним и тем же числом пространственных периодов p и питающихся от многофазной электрической сети. Такая система из нескольких цилиндрических обмоток называется *многофазной обмоткой*. Как видно из рис. 19.2, *д*, на котором изображена *двухфазная обмотка*, каждая из фаз представляет собой распределенную разноименнополюсную обмотку с числом пазов на полюс $q = 3$ (рис. 19.2, *г*). Фаза A состоит из зон с прямым направлением токов (A) и зон с обратным направлением токов (X) с расстоянием между соседними зонами, равным τ. Фаза B состоит из зон с прямым направлением токов (B) и зон с обратным направлением токов (Y). Зоны пазов фазы B размещаются между зонами пазов фазы A и оказываются смещенными по отношению к зонам фазы A на четверть периода $\tau/2$.

Аналогично может быть образована многофазная обмотка с *числом фаз* m. В этом случае *число пазов* на *полюс* и *фазу* q должно быть определено по формуле

$$q = Z/(2pm), \tag{19.2}$$

где Z — общее число пазов (зубцов) магнитопровода.

Соседние зоны данной фазы должны быть смещены на расстояние τ, а зоны соседних фаз — на расстояние τ/m.

19.3. Тороидальная разноименнополюсная обмотка

Тороидальная обмотка (см. рис. 19.1, *б*) отличается от цилиндрической только тем, что соединения между ее проводниками с токами одного направления охватывают тороид магнитопровода. С точки зрения образования поля в зазоре эта обмотка при одинаковой структуре проводников на поверхности, обращенной к зазору, ничем не отличается от цилиндрической обмотки. Она также образует периодически изменяющееся в пространстве поле и имеет те же разновидности, что и цилиндрическая обмотка (тороидальная обмотка имеет некоторые технологические преимущества в малых электрических машинах).

19.4. Кольцеобразная обмотка и когтеобразный магнитопровод

В отличие от предыдущих исполнений, в которых периодическое разноименнополюсное поле получалось за счет чередования направлений токов, в этом исполнении (см. рис. 19.1, *в*) периодичность поля в зазоре достигается за счет чередования направлений, в которых когтеобразные зубцы магнитопровода охватывают кольцеобразную

обмотку с током. В отношении образования периодического поля это исполнение равноценно предыдущим.

Недостатком конструкции является повышенное магнитное рассеяние между когтеобразными полюсами.

Достоинство конструкции — простота изготовления обмотки.

Область применения конструкции — малые электрические машины, а также машины средней мощности в особых исполнениях.

19.5. Кольцеобразная одноименнополюсная (униполярная) обмотка и зубчатый магнитопровод

Кольцеобразная обмотка, катушки которой охватывают вал машины, образует в зазоре одноименнополюсное (униполярное) поле. Для направления токов, показанного на рис. 19.1, *г*, поверхность внутреннего магнитопровода имеет северную полярность, а наружного — южную.

Периодическое изменение индукции поля в зазоре достигается за счет зубчатости поверхности магнитопровода, обращенной к зазору. Если другая поверхность зазора гладкая или имеет маловыраженную зубчатость, то в зоне впадины (паза) удельная магнитная проводимость на единицу длины будет меньше, чем в зоне выступа (зубца). Соответственно магнитная индукция будет в зоне выступа больше, чем в зоне впадины.

Пространственный период изменения магнитной индукции в зазоре будет равен расстоянию между соседними зубцами t_Z. Число периодов поля

$$p = \pi D / t_Z = Z, \tag{19.3}$$

где Z — число зубцов (пазов) магнитопровода.

Преимуществом этого исполнения является возможность получения значительно большего числа периодов поля, чем при других исполнениях, поскольку уменьшение размеров пазов не лимитируется необходимостью размещения в них проводников обмотки (кольцеобразная обмотка вынесена).

Глава двадцатая

ВОЗМОЖНЫЕ ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

20.1. Способы получения периодических изменений индуктивностей обмоток при вращении ротора

В предыдущей главе были описаны способы создания периодического магнитного поля в электрических машинах. Однако образование в машине такого поля является только необходимым, но все же не достаточным условием для получения периодической зависимости индуктивностей обмоток L_{kn} от угла поворота ротора γ. В этом можно убедиться на примере простейшего принципиального исполнения электрической машины — *машины с одной обмоткой на статоре, образующей периодическое поле*. Если магнитопровод такой машины выполнить в виде гладкого круглого цилиндра, ось которого совпадает с осью вращения, то немагнитный зазор между статором и ротором не будет зависеть от углового положения ротора. А это означает, что при фиксированном токе в обмотке статора периодическое поле, его потокосцепление с обмоткой и, следовательно, индуктивность обмотки будут оставаться одними и теми же независимо от углового положения ротора. Для получения периодической зависимости индуктивности обмотки статора такой машины от углового положения ротора его магнитопроводу необходимо придать такую форму, чтобы немагнитный зазор между сердечниками статора и ротора, а следовательно, образующееся периодическое поле и его потокосцепление с обмоткой и индуктивность обмотки находились в периодической зависимости от углового положения ротора. Это достигается следующим:

применением зубчатого магнитопровода ротора, в котором зазор в области пазов делается во много раз большим, чем в области зубцов, и, следовательно, обеспечивается значительно меньшая удельная магнитная проводимость зазора в области пазов по сравнению с удельной проводимостью в области зубцов;

использованием эксцентрично расположенного цилиндрического магнитопровода, ось которого смещена по отношению к оси вращения на эксцентриситет e. В таком исполнении максимальный зазор δ_{max} превышает минимальный δ_{min} на величину удвоенного эксцен-

триситета $2e$. Можно считать, что такой ротор имеет один «зубец» в зоне δ_{min} и одну «впадину» в зоне δ_{max};

применением гибкого кольцеобразного магнитопровода ротора, который, деформируясь под воздействием периодического магнитного поля, приобретает зубчатую форму с плавными переходами от «выступов-зубцов» к «впадинам-пазам». Число «зубцов» такого ротора вдвое превышает число периодов поля, которое вызвало его деформацию.

Таким образом, простейшим принципиальным исполнением электрической машины является *машина с одной обмоткой на статоре с зубчатым или эксцентрично расположенным цилиндрическим или гибким кольцевым магнитопроводом ротора, получившая название реактивной машины*.

Значительно лучшими свойствами и более разнообразными характеристиками обладают машины другого возможного принципиального исполнения — *машины с двумя обмотками на статоре*.

В машинах с двумя обмотками на статоре для получения периодической зависимости взаимоиндуктивности между обмотками от углового положения ротора магнитопровод ротора из тех же соображений должен иметь одно из конструктивных исполнений, пригодных для однообмоточной машины. А именно, может быть применен зубчатый магнитопровод, эксцентрично расположенный цилиндрический магнитопровод, гибкий кольцеобразный магнитопровод.

Таким образом, еще одним несколько более сложным принципиально возможным исполнением электрической машины является *машина с двумя обмотками на статоре с зубчатым или эксцентрично расположенным цилиндрическим или гибким кольцевым магнитопроводом ротора, получившая название индукторной машины*.

Следует подчеркнуть, что в машинах с одной или двумя взаимно неподвижными обмотками на статоре свойства машины зависят в основном от формы магнитопровода ротора (количества и формы зубцов зубчатого магнитопровода, эксцентриситета расположения цилиндрического ротора, деформации гибкого ротора под воздействием магнитного поля). В некоторых случаях магнитопровод статора в таких машинах имеет форму цилиндра, на поверхности которого предусмотрены небольшие по ширине пазы для размещения распределенной разноименнополюсной обмотки. При таком исполнении зубчатость магнитопровода статора не оказывает заметного влияния на изменение индуктивности обмоток (индуктивность изменяется таким же образом, как при гладком цилиндрическом магнитопроводе статора) и свойства машины зависят только от формы магнитопровода ротора. Это дает право называть такой магнитопровод статора *гладким*.

Более интенсивные периодические изменения индуктивности или взаимоиндуктивности и другие положительные свойства в машинах с одной или двумя обмотками на статоре удается получить, если магнитопровод статора выполнить с зубцами, форма и количество которых находятся в особых соотношениях с формой и количеством зубцов магнитопровода ротора. При таком исполнении зубчатость магнитопровода статора (количество и форма его зубцов) оказывает существенное влияние на изменение индуктивности обмоток, и свойства машины почти в одинаковой мере зависят как от формы магнитопровода ротора, так и от зубчатости магнитопровода статора. Это дает право называть такой магнитопровод статора *зубчатым*.

Однако наиболее интенсивные периодические изменения взаимоиндуктивности между обмотками и, следовательно, наиболее эффективное электромеханическое преобразование энергии удается получить в наиболее важном и наиболее распространенном принципиально возможном исполнении электрической машины — *в машине с двумя обмотками, одна из которых располагается на статоре, а другая — на роторе*.

В этом исполнении периодические знакопеременные изменения взаимоиндуктивности между обмотками связаны с изменением взаимного расположения обмоток при вращении ротора. В подавляющем большинстве случаев в таких машинах обе обмотки: и статорная, и роторная — выполняются разноименнополюсными. Причем для обеспечения возможно большей максимальной взаимоиндукции число периодов статорной и роторной обмоток берется одинаковым.

Форма магнитопроводов статора и ротора в таких машинах может быть различной. Как магнитопровод статора, так и магнитопровод ротора может быть выполнен либо *неявнополюсным* (или гладким), либо *явнополюсным* (или зубчатым).

Неявнополюсный магнитопровод имеет форму цилиндра, на поверхности которого имеются небольшие пазы для размещения распределенной разноименнополюсной обмотки. В неявнополюсном исполнении зубчатость магнитопровода оказывает пренебрежительно малое влияние на взаимоиндуктивность между обмотками, в связи с чем он может быть назван *гладким*. В *явнополюсном* магнитопроводе полюса образуются крупными зубцами, занимающими большую часть полюсного деления. В широких пазах между зубцами размещается сосредоточенная разноименнополюсная обмотка. В явнополюсном исполнении зубчатость магнитопровода (соотношение между размерами зубцов, пазов и зазора; форма поверхности зубцов, обращенной к статору) оказывает известное влияние на максимальную взаимоиндуктивность и форму кривой изменения индуктивности, в связи с чем он может быть назван *зубчатым*.

Таким образом, наиболее важным и наиболее распространенным принципиально возможным исполнением электрической машины является *машина, с разноименнополюсными обмотками на статоре и роторе, которую принято называть электрической машиной в обычном исполнении или обычной электрический машиной*.

Наконец, имеется еще одно принципиально возможное исполнение электрической машины. Это так называемая *машина с когтеобразными полюсами*, которая может заменить собой машину предыдущего исполнения. Статор в этом исполнении устроен так же, как в предыдущем; на его магнитопроводе укреплена разноименнополюсная обмотка. А вместо явнополюсного магнитопровода ротора с однофазной разноименнополюсной обмоткой применен *когтеобразный магнитопровод с кольцевой обмоткой*, имеющий такое же число полюсов, как разноименнополюсная обмотка статора.

В следующих параграфах указанные принципиально возможные исполнения электрических машин будут рассмотрены подробнее.

20.2. Обычные электрические машины (с разноименнополюсными обмотками на статоре и роторе)

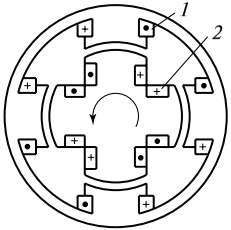
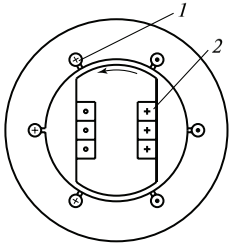
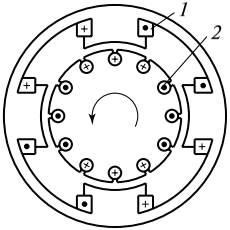
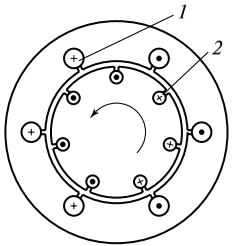
Машины с когтеобразными полюсами. В обычном исполнении электрической машины с разноименнополюсными обмотками на статоре и роторе электромеханическое преобразование энергии происходит главным образом за счет изменения взаимного расположения обмоток и изменения взаимоиндуктивности между ними при вращении ротора. Изменения взаимоиндуктивности и индуктивностей обмоток за счет зубчатости магнитопроводов имеют второстепенное значение.

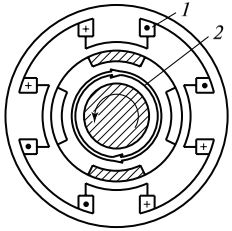
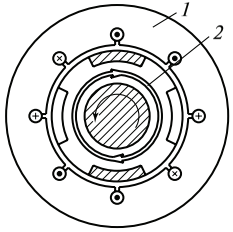
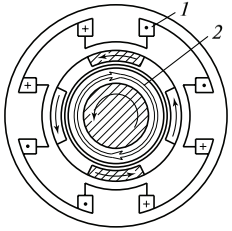
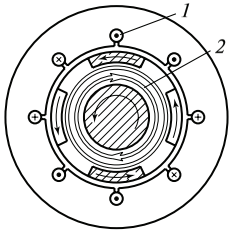
Разноименнополюсные обмотки статора *1* и ротора *2* всегда имеют одинаковое число периодов p. Магнитопровод ротора выполняется или зубчатым (явнополюсным) с сосредоточенной обмоткой, или гладким (неявнополюсным) с распределенной обмоткой. Магнитопровод статора также может быть зубчатым (явнополюсным) или гладким (неявнополюсным).

Таким образом, исполнение включает четыре модификации (А1, А2, В1, В2), представленные в табл. 20.1. На рис. 20.1 показана четырехполюсная машина с однофазными разноименнополюсными обмотками (*1* и *2*) на статоре и роторе и гладкими магнитопроводами (*3* и *4*) статора и ротора (модификация В2 по табл. 20.1).

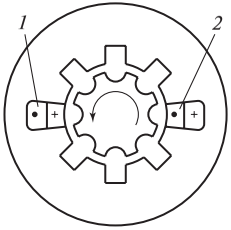
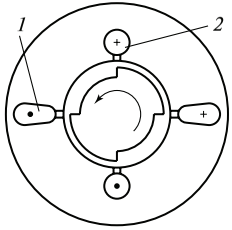
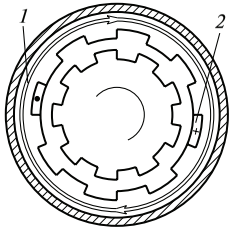
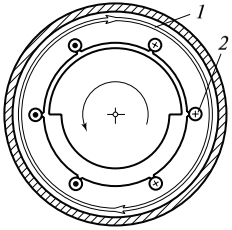
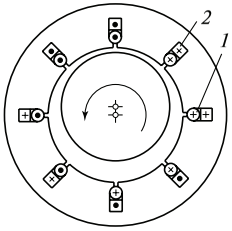
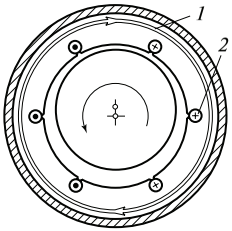
Токи в обмотках (i_1 или i_2) образуют четырехполюсное ($p = 2$) магнитное поле (на рисунке изображены только линии магнитного поля от тока i_2). Зависимость взаимной индуктивности между обмотками

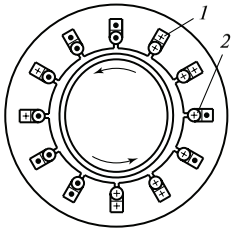
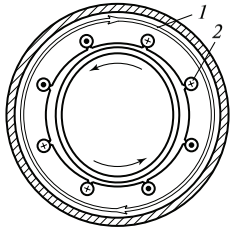
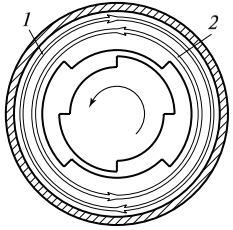
Таблица 20.1. **Возможные модификации принципиальных исполнений электрических машин**

Выполнение обмотки *2* и магнитопровода ротора			Выполнение неподвижной обмотки *1* и магнитопровода статора							
			Обмотка *1* — разноименнополюсная				Обмотка *1* — одноименнополюсная			
			A	Магнитопровод статора зубчатый	B	Магнитопровод статора гладкий	C	Магнитопровод статора зубчатый	D	Магнитопровод статора гладкий
			Обычные электрические машины				Индукторные машины (в обращенном исполнении с зубчатым магнитопроводом статора)			
Обмотка *2* — разноименнополюсная на роторе	Магнитопровод ротора зубчатый	1					Аналогично C5, но не обеспечивается бесконтактность		Электромеханическое преобразование невозможно	
	Магнитопровод ротора гладкий	2					Аналогично D5, но не обеспечивается бесконтактность			

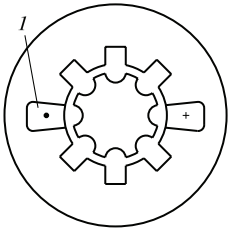
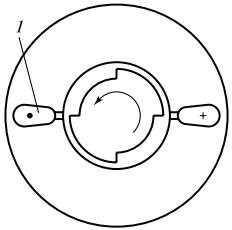
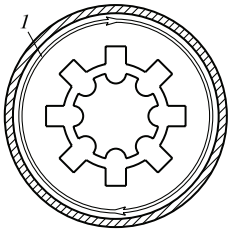
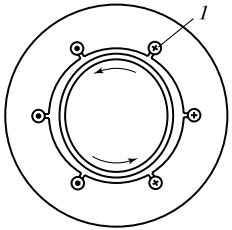
			Машины с когтеобразными полюсами		Индукторные машины с когтеобразными полюсами на роторе и зубчатым сердечником статора	
Обмотка *2* — кольцевая на роторе	Магнито-провод ротора когте-образный	3			Практическое применение не получили из-за низких технико-экономических показателей	Электромеханическое преобразование невозможно
Обмотка *2* — кольцевая на статоре		4				

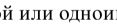
Продолжение табл. 20.1

Выполнение обмотки *2* и магнитопровода ротора			Выполнение неподвижной обмотки *1* и магнитопровода статора							
			Обмотка *1* — разноименнополюсная				Обмотка *1* — одноименнополюсная			
			A	Магнитопровод статора зубчатый	B	Магнитопровод статора гладкий	C	Магнитопровод статора зубчатый	D	Магнитопровод статора гладкий
Индукторные машины										
Обмотка *2* — разноименнополюсная на статоре	Магнитопровод ротора зубчатый	5								
	Магнитопровод ротора цилиндрический эксцентричный	6	Практическое применение не получили				Практическое применение не получили			

Индукторные машины						
Обмотка *2* — разноименнополюсная на статоре	Магнитопровод ротора гибкий кольцевой	7	Практическое применение не получили		Практическое применение не получили	
Обмотка *2* — одноименнополюсная на статоре	Магнитопровод ротора зубчатый	8	Не отличается от C5	Не отличается от D5		Электромеханическое преобразование невозможно

Окончание табл. 20.1

Выполнение обмотки *2* и магнитопровода ротора			Выполнение неподвижной обмотки *1* и магнитопровода статора							
			Обмотка *1* — разноименнополюсная				Обмотка *1* — одноименнополюсная			
			A	Магнитопровод статора зубчатый	B	Магнитопровод статора гладкий	C	Магнитопровод статора зубчатый	D	Магнитопровод статора гладкий
Реактивные машины										
Обмотка *2* отсутствует	Магнито-провод ротора зубчатый	9							Электромеханическое преобразование невозможно	
	Магнито-провод ротора гибкий кольцевой	10	Практическое применение не получили				Практическое применение не получили			

Обозначения: *1*, *2* — номера обмоток;  — токи в проводах разноименнополюсных обмоток, направленные соответственно «к нам» или «от нас»;  — токи в проводах кольцевой или одноименнополюсной обмотки;  — магнитный материал в разрезе;  — направление вращения ротора *2*.

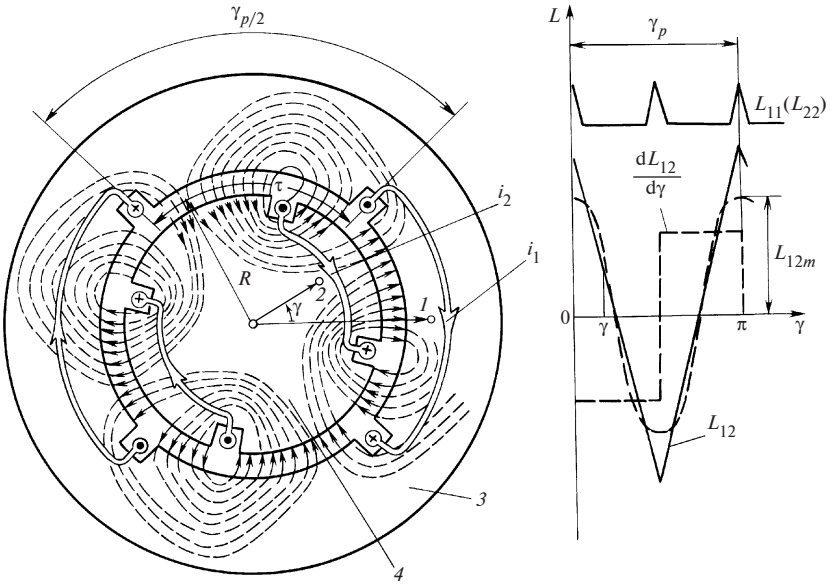


Рис. 20.1. Машина с одной разноименнополюсной обмоткой (*1*) на статоре и одной разноименнополюсной обмоткой (*2*) на роторе ($p = p_1 = p_2 = 2$)

L_{12} и индуктивности L_{11} (L_{22}) от угла γ между осями обмоток *1* и *2* приведена на том же рисунке. Видно, что взаимная индуктивность L_{12}, пропорциональная потокосцеплению магнитного поля от тока i_2 с витками катушек обмотки *1*, максимальна при угле $\gamma = 0$, когда оси катушек совпадают. При смещении оси катушки *2* относительно оси катушки *1* на угол $\gamma = \pi/4$, которое соответствует линейному смещению вдоль окружности зазора на $\tau/2$, или на четверть периода поля, потокосцепление с катушкой *1* и взаимная индуктивность будут равны нулю. Период изменения взаимной индуктивности соответствует повороту ротора на 2τ или на угол $\gamma_p = \pi$. В общем случае, когда обмотки образуют p-периодное поле, периоду изменения взаимной индуктивности соответствует поворот ротора на 2τ или угол

$$\gamma_p = \frac{2\pi}{2\pi R} 2\tau = \frac{2\pi}{p}. \qquad (20.1)$$

Если ротор вращается с угловой скоростью Ω, то период изменения взаимной индуктивности во времени

$$T = \gamma_p / \Omega = 2\pi / (p\Omega). \qquad (20.2)$$

Соответственно частота изменения взаимной индуктивности f и угловая частота изменения взаимной индуктивности ω определяются по формулам

$$f = 1/T = p\Omega/(2\pi). \quad (20.3)$$

$$\omega = 2\pi f = p\Omega. \quad (20.4)$$

Форма кривых взаимной индуктивности L_{12} и индуктивностей L_{11} и L_{22} на рис. 20.1 характерна для модификации с гладкими магнитопроводами при $q = 1$: полуволна L_{12} имеет треугольную форму; индуктивности L_{11} и L_{22} почти постоянны, и лишь при совпадении пазов статора и ротора наблюдаются их незначительные увеличения, которые можно не учитывать. С увеличением числа пазов на полюс и фазу q кривая L_{12} приобретает форму, близкую к синусоидальной, что благоприятно сказывается на свойствах машины. Именно за счет увеличения числа пазов гладкого магнитопровода ротора, в которых размещается однофазная обмотка, удается приблизить к синусоидальной кривую L_{12} в машине, приведенной в качестве примера модификации А2.

Практически синусоидальную зависимость L_{12} можно получить и при $q = 1$, если придать явнополюсному магнитопроводу ротора такую форму, чтобы зазор на оси зубца был в 1,5—2 раза меньше, чем под его краями. Ротор с явнополюсным магнитопроводом такой конструкции и с однофазной обмоткой применен в модификациях А1 и В1.

Рассмотренное исполнение наиболее часто применяется в электрических машинах. Именно таким образом устроены наиболее распространенные асинхронные машины, синхронные машины постоянного тока и коммутаторные машины в обычном исполнении (см. ч. 4, 5, 6).

Машины с когтеобразными полюсами отличаются от обычных электрических машин только устройством ротора. Ротор этих машин выполняется с когтеобразным магнитопроводом и с кольцевой однофазной обмоткой по рис. 19.1, *в*. Статор устроен так же, как и в обычных машинах: его магнитопровод может быть либо зубчатым (явнополюсным) с сосредоточенной разноименнополюсной обмоткой, либо гладким (неявнополюсным) с распределенной разноименнополюсной обмоткой.

Число полюсов когтеобразного магнитопровода ротора ($2p_2$) и разноименнополюсной обмотки на статоре ($2p_1$) всегда выбирают одинаковыми $p_1 = p_2 = p$.

Несмотря на то что в этом исполнении периодические изменения взаимоиндуктивности между обмотками связаны не с изменением взаимного расположения обмоток, а с изменением взаимного расположения когтеобразных полюсов ротора и разноименнополюсной

обмотки статора, взаимоиндуктивность здесь также изменяется знакопеременным образом и свойства машины остаются такими же, как в машине с разноименнополюсными обмотками на статоре и роторе. Поэтому угловой и временной периоды, частота и угловая частота изменения взаимоиндуктивности определяются по тем же формулам, что и в обычной машине (20.1)—(20.4).

Если в машине с когтеобразными полюсами кольцевая однофазная обмотка размещена на роторе, то ее связь с внешней электрической сетью (так же как в машине с разноименнополюсной обмоткой) осуществляется при помощи контактных колец и щеточного устройства (модификации А3, В3). Однако в машине с когтеобразными полюсами имеется возможность сделать кольцевую однофазную обмотку неподвижной, а магнитный поток подвести к вращающимся системам когтеобразных полюсов ротора различной полярности при помощи особым образом выполненных кольцевых магнитопроводов, вращающиеся части которых отделены от неподвижных немагнитным зазором. В этом случае в машине с когтеобразными полюсами исключаются скользящие контакты и она, сохраняя свои электромагнитные характеристики, приобретает ценное свойство — бесконтактность (модификации А4, В4).

Таким образом, машины с когтеобразными полюсами могут иметь четыре принципиально возможные модификации (А3, В3, А4, В4, см. табл. 20.1). В настоящее время в генераторах небольшой мощности применяют в основном модификации А4, В4 с неподвижной кольцевой обмоткой, в которых обеспечивается бесконтактность (см. § 63.3).

20.3. Реактивные машины (с одной обмоткой на статоре)

В исполнении с одной обмоткой на статоре электромеханическое преобразование энергии происходит за счет периодических изменений индуктивности обмотки при вращении ротора. Чтобы это явление имело место, магнитопроводу ротора должна быть придана особая форма: магнитопровод должен быть либо зубчатым, либо эксцентричным цилиндрическим, либо гибким кольцевым. Чаще всего *реактивная машина* выполняется с *зубчатым магнитопроводом ротора*.

На рис. 20.2 показана машина с однофазной сосредоточенной разноименнополюсной обмоткой на статоре и магнитопроводами ротора и статора, имеющими одинаковое количество зубцов $Z_3 = Z_4 = Z$ (модификация А9 по табл. 20.1).

Угловой период зубчатости ротора $\gamma_{Z4} = 2\pi/Z_4$ совпадает с угловым периодом зубчатости статора $\gamma_{Z3} = 2\pi/Z_3$.

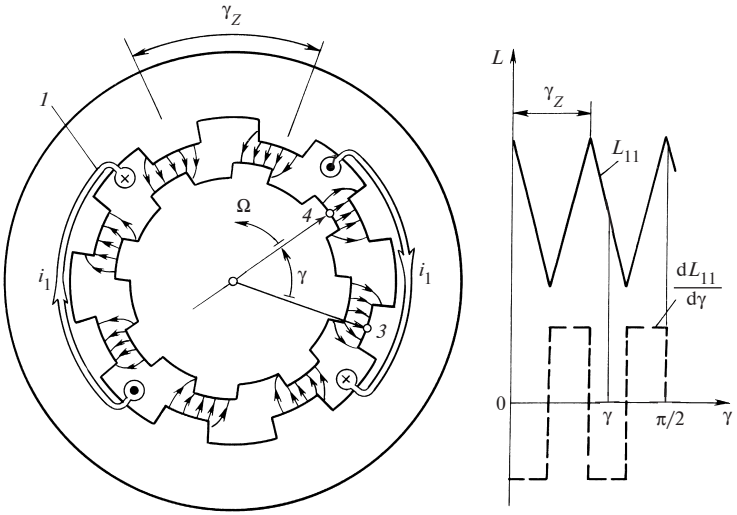


Рис. 20.2. Машина с сосредоточенной разноименнополюсной обмоткой *1* на статоре ($p_1 = 2$, $q_1 = 1$) и с зубчатыми магнитопроводами статора (*3*) и ротора (*4*), имеющими одинаковое число зубцов ($Z_3 = Z_4 = 8$)

Как видно из приведенных на рисунке кривых, при $Z_3 = Z_4$ удается получить достаточно большие изменения индуктивности L_{11}. Однако для исключения некоторых нежелательных явлений при работе машины целесообразно подчинить выбор числа зубцов статора и ротора условию

$$Z_4 - Z_3' = \pm 2p_1, \qquad (20.5)$$

смысл которого поясняется далее.

Машина с конструкцией, отвечающей условию (20.5), изображена на рис. 20.3. Ротор машины имеет число зубцов Z_4. Статор выполнен явнополюсным (число полюсов $2p_1 = 4$). Катушки сосредоточенной однофазной обмотки *1* охватывают полюсы и размещаются в больших пазах между ними. На поверхности полюсов располагаются малые зубцы ротора, смещенные относительно друг друга на угловой период зубчатости $\gamma_{Z3} = 2\pi / Z_3'$, где Z_3' — число периодов зубчатости статора, укладывающееся в окружности магнитопровода. Число Z_3' должно удовлетворять условию (20.5) и, разумеется, быть кратным $2p_1$, т.е. $Z_3' = 2p_1$ (целое число). Для этого нужно задаться числом

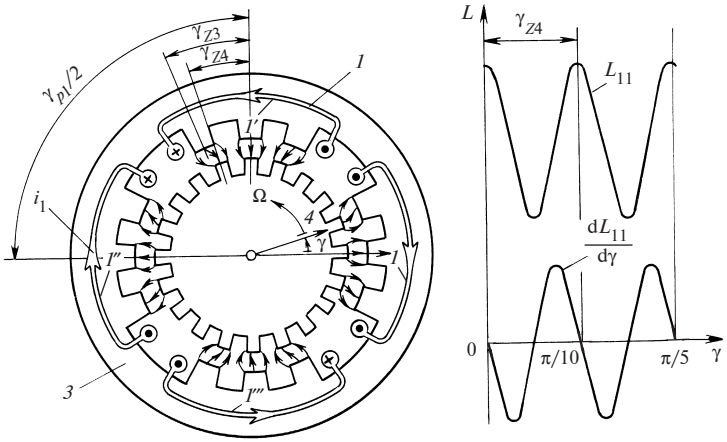


Рис. 20.3. Машина с сосредоточенной разноименнополюсной обмоткой (*1*) на статоре ($p_1 = 2$, $q_1 = 1$) и зубчатыми магнитопроводами (*3*) статора и (*4*) ротора, имеющими различное число зубцов ($Z_3 = 12$, $Z_3' = 16$, $Z_4 = 20$)

зубцов ротора, также кратным числу полюсов, т.е. $Z_4 = 2p_1$ (целое число). В данном случае принято: $Z_4 = 2 \cdot 2 \cdot 5 = 20$; $Z_3' = 20 - 2 \cdot 2 = 16$.

Для нормального функционирования машины необходимо, чтобы полюсы занимали примерно 2/3—3/4 полюсных деления, а промежутки между ними в виде больших пазов — остальную его часть. В связи с этим на каждом из полюсов нужно разместить нечетное количество малых зубцов N_3, которое находится в пределах:

$$N_3 = (2/3 \div 3/4)\frac{Z_3'}{2p}, \qquad (20.6)$$

где $Z_3'/(2p)$ — число малых зубцовых делений, приходящихся на полюсное деление.

В данном случае принято $N_3 = (2/3 \div 3/4)16/4 = 3$.

Индуктивность обмотки статора $L_{11} = \Psi_1/i_1$ зависит от взаимного расположения зубцов статора и ротора. Для машины на рис. 20.2 (при $Z_3 = Z_4$) она максимальна при совпадении осей зубцов магнитопроводов *3* и *4*, например, при $\gamma = 0; \pi/4; \pi/2, \ldots$, и минимальна при расположении зубца против паза, например, при $\gamma = \pi/8, 3\pi/8, 5\pi/8, \ldots$, когда магнитная проводимость зазора и потокосцепление Ψ_1 при заданном токе i_1 имеют наименьшее значение.

Для машины на рис. 20.3 индуктивность обмотки максимальна, когда зубцы ротора совпадают с зубцами статора, расположенными на осях полюсов обмотки (1, 1′, 1″, 1‴), например, при $\gamma = 0, \pi/10,$

$\pi/5$, … В этом положении все малые зубцы полюсов располагаются примерно напротив зубцов ротора, и потокосцепление обмотки при определенном токе в ее проводниках максимально. Наоборот, индуктивность обмотки этой машины минимальна при совпадении осей пазов ротора с зубцами статора, расположенными на осях полюсов обмотки, например, при $\gamma = \pi/20, 3\pi/20, \ldots$

Период изменения индуктивности соответствует повороту ротора на одно зубцовое деление или на угловой период зубчатости $\gamma_Z = \gamma_{Z4}$ (период структуры самой обмотки $\gamma_{p1} = 2\pi/p_1$ и период зубчатости статора γ_{Z3} не оказывают влияния на период изменения индуктивности). При вращении ротора с угловой скоростью Ω период изменения индуктивности во времени, частота и угловая частота изменения индуктивности рассчитываются по формулам

$$T = \gamma_{Z4}/\Omega = 2\pi/(Z_4\Omega); \qquad (20.7)$$

$$f = Z_4\Omega/(2\pi); \ \omega = Z_4\Omega. \qquad (20.8)$$

Сравнивая (20.8) с (20.3), замечаем, что в реактивных синхронных машинах частота в Z_4/p раз больше, чем в двухобмоточных машинах обычного исполнения, при той же частоте вращения.

Условие (20.5), которому должен быть подчинен выбор числа зубцов, может быть обосновано следующим образом. Для получения существенных изменений индуктивности обмотки картина взаимного расположения зубцов ротора и зубцов статора должна повторяться на каждом полюсе обмотки (см., например, рис. 20.3, где в рассматриваемое мгновение зубцы ротора совпадают с зубцами статора на осях всех полюсов). Пусть один из зубцов ротора (первый) совпадает с зубцом статора на оси полюса *1′*. Тогда соседний зубец ротора будет смещен по отношению к соседнему зубцу (или центру зубцового деления) статора на угол $(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$, следующий зубец ротора по отношению к центру следующего зубцового деления статора — на угол $2(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$ и т.д. При этом зубец ротора, который совпадает с зубцом статора на оси соседнего полюса *1″*, будет смещен относительно первого на угол $\gamma_{p1}/2$ или на $\gamma_{p1}/(2\gamma_{Z4})$ зубцовых делений ротора. По отношению к соседнему зубцу статора этот зубец ротора будет смещен на угол $\gamma_{p1}(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})/(2\gamma_{Z4})$, который должен быть равен угловому периоду зубчатости статора γ_{Z3}, т.е.

$$\gamma_{p1}(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})/(2\gamma_{Z3}) = \pm\gamma_{Z3}.$$

Отсюда, учитывая, что $\gamma_{p1} = 2\pi/p_1$, получаем условие (20.5).

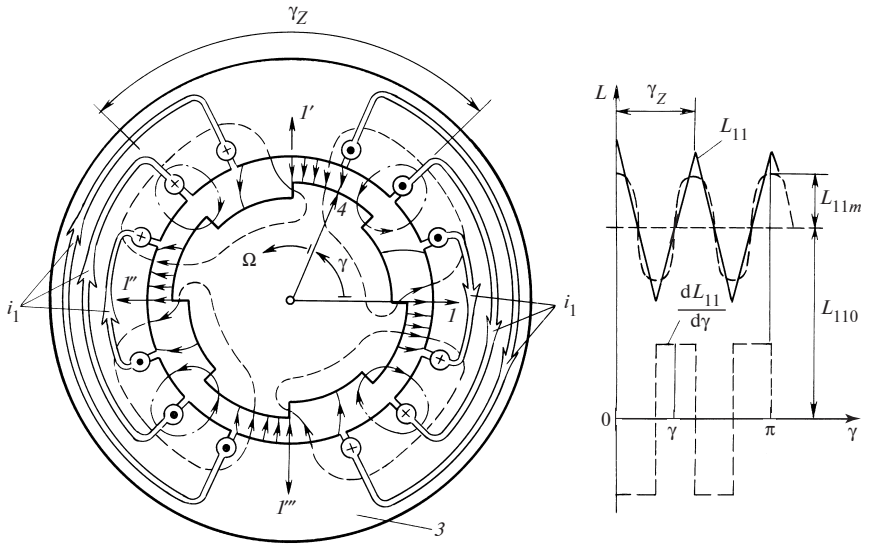


Рис. 20.4. Машина с распределенной разноименнополюсной обмоткой (*1*) на статоре ($p_1 = 2$, $q_1 = 3$) и зубчатым (явнополюсным) магнитопроводом (*4*) ротора ($Z_4 = 2p_1 = 4$)

При распределенной обмотке статора *1* (рис. 20.4), когда проводники обмотки с одинаковым направлением токов распределены на каждом полюсе по нескольким (q) пазам (на рисунке $q = 3$), магнитопровод статора *3* не обязательно должен быть зубчатым (модификация В9, табл. 20.1). В модификации с распределенной обмоткой эффект изменения индуктивности обмотки достигается только за счет зубчатости магнитопровода *4*, на котором обмотка отсутствует. Пазы магнитопровода *3*, в которые уложена обмотка, могут быть сделаны с небольшим открытием. В этом случае магнитопровод *3* можно считать гладким, пренебрегая влиянием его зубчатости.

Наибольшее изменение индуктивности может быть получено при числе зубцов ротора Z_4, равном числу полюсов обмотки *1* (на рис. 20.4 $2p_1 = 4$ и $Z_4 = 4$). Машина такой конструкции может рассматриваться как частный случай машины с числом зубцов, удовлетворяющим условию (20.5) при гладком статоре, когда $Z_3 = 0$ и условие (20.5) имеет вид $Z_4 = 2p_1$.

В этой машине зоны наибольшей проводимости расположены против зубцов ротора, зоны наименьшей проводимости — против пазов ротора. Магнитопровод ротора такой машины с числом зубцов $Z_4 = 2p_1$ называется *явнополюсным*. Период, частота и угловая частота изменения индуктивности определяются по (20.7) и (20.8).

Наряду с разноименнополюсной обмоткой в реактивных машинах с зубчатым магнитопроводом может быть применена однофазная одноименнополюсная обмотка (модификация С9, табл. 20.1). Для получения периодических изменений индуктивности одноименнополюсной обмотки в этой модификации магнитопроводы и ротора и статора должны быть обязательно зубчатыми, причем наибольшего эффекта достигают при одинаковом числе их зубцов $Z_3 = Z_4$.

По своим свойствам такая машина вполне аналогична однофазной машине с разноименнополюсной обмоткой, имеющей $Z_3 = Z_4$. Период, частота и угловая частота изменения индуктивности, одноименнополюсной обмотки рассчитывают по (20.8).

Реактивные машины с зубчатым ротором получили применение в качестве синхронных машин небольшой мощности (§ 63.2). Их достоинством являются предельная простота конструкции и отсутствие скользящих контактов. Как упоминалось в § 20.1, в *реактивной машине с эксцентрично расположенным цилиндрическим магнитопроводом* изменения индуктивности происходят таким же образом, как в машине с зубчатым ротором, имеющим один зубец ($Z_4 = 1$). Имея в виду эту аналогию и обращаясь к условиям выполнимости реактивных машин с зубчатым ротором, приходим к заключению, что при $Z_4 = Z_3 = 1$ может быть осуществлена модификация А9 по рис. 20.2 с эксцентрично расположенным цилиндрическим ротором. Однако из-за ряда недостатков эта модификация практической ценности не имеет.

Наоборот, для машины с гибким кольцевым ротором реактивное исполнение в виде модификации В10 (см. табл. 20.1) является наиболее предпочтительным. Под воздействием притяжения магнитного поля разноименнополюсной обмотки (*1*), распределенной по пазам гладкого магнитопровода статора ($Z_3 = 0$), гибкий кольцевой магнитопровод приобретает зубчатую форму с плавными переходами от «выступов-зубцов» к «впадинам-пазам». Число «зубцов» такого ротора (Z_4) вдвое превышает число периодов поля обмотки (p_1) и удовлетворяет условию (20.5) реактивной машины с гладким магнитопроводом статора ($Z_3' = Z_3 = 0$) и с ротором, имеющим число зубцов $Z_4 = 2p_1$.

20.4. Индукторные машины (с двумя обмотками на статоре)

В этом исполнении электромеханическое преобразование энергии происходит за счет периодических изменений взаимной индуктивности между обмотками статора при вращении ротора. Магнитопровод ротора в индукторной машине, так же как в реактивной машине, дол-

жен быть либо зубчатым, либо эксцентричным цилиндрическим, либо гибким кольцевым.

Наибольшее распространение получило исполнение *индукторной машины с зубчатым магнитопроводом ротора*. Обмотки статора могут быть либо разноименнополюсными с одинаковым ($p_1 = p_2$) или с различным ($p_1 \neq p_2$) числом периодов, либо одноименнополюсными. Возможно также сочетание разноименнополюсной и одноименнополюсной обмоток. Магнитопровод статора может быть зубчатым или гладким. Таким образом, исполнение с зубчатым магнитопроводом включает пять модификаций: А5, В5, С5, D5, С8 (см. табл. 20.1). Период изменения взаимной индуктивности соответствует повороту ротора *4* (рис. 20.5) на одно зубцовое деление t_{Z4} или на угловой период зубчатости $\gamma_{Z4} = \gamma_Z$.

При вращении ротора с угловой скоростью Ω период изменения взаимной индуктивности во времени, частоту и угловую частоту взаимной индуктивности рассчитывают по (20.8), если считают Z равным числу зубцов магнитопровода *4*: $Z = Z_4$. В зависимости от того, какими средствами достигают изменения взаимной индуктивности между обмотками, различают пять характерных разновидностей исполнения индукторной машины с зубчатым магнитопроводом ротора.

а) *Изменения взаимной индуктивности между обмотками достигают за счет перемещения зубчатого магнитопровода ротора относительно магнитопровода статора с таким же числом зубцов* (модификации А5, С8, табл. 20.1). В модификации с двумя разноименнополюсными обмотками (А5, рис. 20.5) взаимная индуктивность между обмотками при любом положении ротора относительно статора имеет один и тот же знак. При вращении ротора она колеблется относительно среднего значения, достигая наибольшего значения при совпадении осей зубцов статора и ротора и наименьшего — при совпадении осей зубцов статора с пазами ротора (и одновременно осей зубцов ротора с пазами статора).

Число зубцов

$$Z = Z_3 = Z_4 \qquad (20.9)$$

выбирают, исходя из требуемой частоты изменения взаимной индуктивности по (20.8).

Тот же эффект изменения взаимной индуктивности при $Z_3 = Z_4$ можно получить в модификации С8 (см. табл. 20.1) с двумя одноименнополюсными обмотками. По своим свойствам она равноценна модификации А5 с однофазными обмотками при $p_1 = p_2$.

б) *Изменение взаимной индуктивности между двумя разноименнополюсными обмотками на статоре достигается за счет переме-*

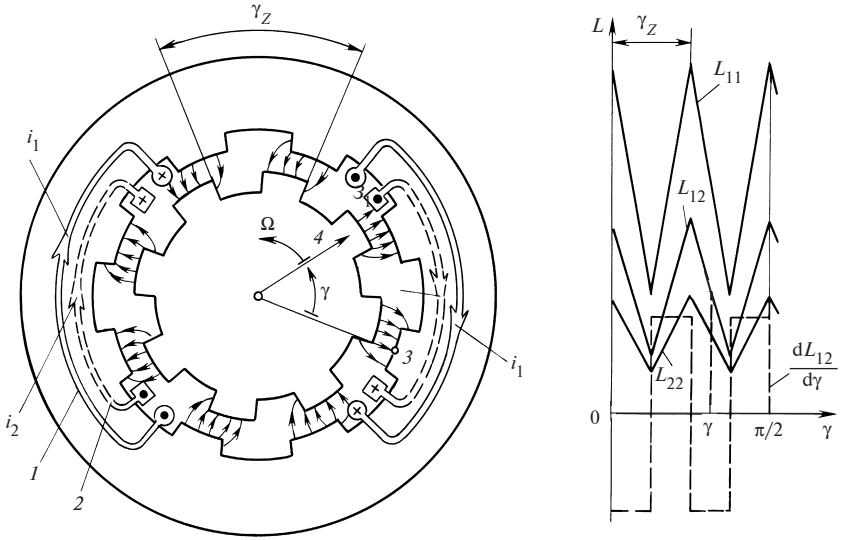


Рис. 20.5. Машина с двумя разноименнополюсными обмотками (*1* и *2*) на статоре ($p_1 = p_2 = 2$) и с зубчатыми магнитопроводами (*3* и *4*) статора и ротора, имеющими одинаковое число зубцов ($Z_3 = Z_4 = 8$)

щения зубчатого магнитопровода ротора относительно гладкого магнитопровода статора (модификация В3, табл. 20.1). В этом случае зубчатость статора не играет существенной роли. Для получения требуемого эффекта (возможно большей амплитуды изменения взаимной индуктивности) число полюсов обмоток (p_1 и p_2) и число зубцов Z_4 должны быть специально подобраны, исходя из условия

$$Z_4 = p_2 \pm p_1. \qquad (20.10)$$

Например, для машины (рис. 20.6) с однопериодной обмоткой *1* ($p_1 = 1$) и двухпериодной обмоткой *2* ($p_2 = 2$) условие (20.10) выполняется, если ротор имеет три зубца ($Z_4 = p_1 + p_2 = 1 + 2 = 3$).

Магнитная проводимость в такой машине будет наибольшей в зонах $З_1$, $З_2$, $З_3$, совпадающих с зубцами ротора. Как не трудно проверить, взаимная индуктивность между обмотками статора зависит от положения зон $З_1$, $З_2$, $З_3$ по отношению к осям этих обмоток.

При положении ротора, показанном на рисунке (угол γ между осью обмотки *1* и осью зубцов ротора *4* равен $\pi/6$), взаимная индуктивность L_{12} имеет наибольшее положительное значение (магнитное поле от тока i_2 создает наибольшее положительное сцепление с катушками обмотки *1*). Если повернуть ротор на угол $\pi/3$, то зубцы

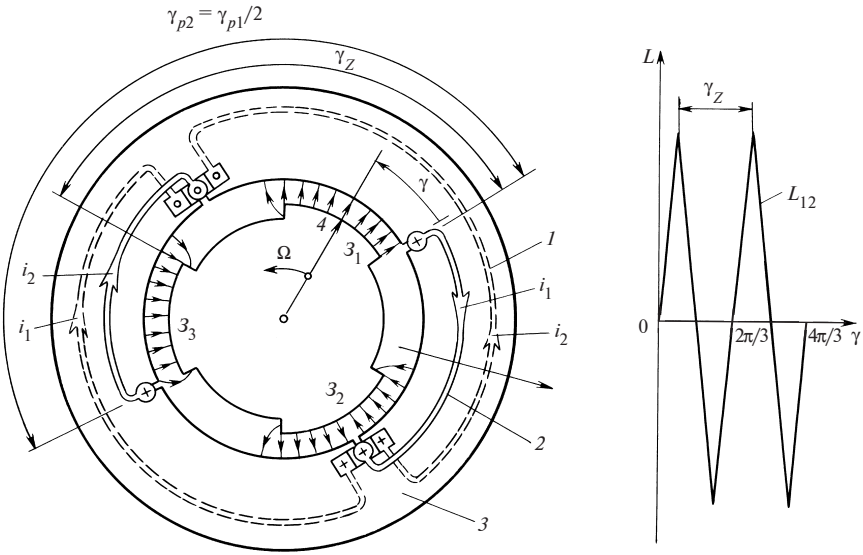


Рис. 20.6. Машина с двумя (*1* и *2*) разноименнополюсными обмотками на статоре, имеющими раличное число периодов (p_1 =1, p_2 = 2), с гладким магнитопроводом (*3*) статора и с зубчатым магнитопроводом (*4*) ротора ($Z_4 = p_1 + p_2 = 1 + 2 = 3$)

переместятся на место впадин, потокосцепление и взаимная индуктивность изменят свой знак на обратный и достигнут наибольшего отрицательного значения, равного положительному максимальному. Средняя взаимная индуктивность при данных числах периодов $p_1 = 1$ и $p_2 = 2$ равна нулю. Она будет также равна нулю при выполнении условия $p_2/p_1 =$ (четное число), т.е. при таких обмотках, взаимная индуктивность между которыми при гладких сердечниках отсутствует. Если p_2/p_1 равно нечетному числу, то средняя взаимная индуктивность не равна нулю и пульсации взаимной индуктивности происходят относительно средней взаимной индуктивности.

Число зубцов ротора Z_4 определяют по заданной частоте и угловой скорости. Обычно Z_4 весьма велико и для выполнения (20.10) приходится, задаваясь умеренным числом периодов обмотки *1* ($p_1 = 1, 2, 3$), делать обмотку *2* с большим числом периодов, близким к числу зубцов ротора: $p_2 = Z_4 - p_1$. Это вызывает известные трудности при изготовлении обмотки *2*, а при слишком больших Z_4 приводит к необходимости применения (вместо рассматриваемого) исполнения по п. «в» (см. ниже). Обмотки *1* и *2* размещают в пазах такой формы, что их влияние на проводимость зазора можно не учитывать. При $Z_4 = 2p_1$ числа периодов обмоток оказываются одинаковыми: $p_2 = Z_4 - p_1 = 2p_1 - p_1 = p_1$. Однако для того, чтобы в этом случае имелось изменение взаимной

индуктивности, нужно одну из обмоток выполнить распределенной или сместить оси сосредоточенных обмоток на четверть периода, как изображено на разрезе машины модификации В5.

в) *Изменения взаимной индуктивности между двумя разноименнополюсными обмотками на статоре достигают за счет изменения взаимного расположения зубчатых магнитопроводов статора и ротора с различными числами зубцов* (модификация А5, табл. 20.1). В этом исполнении числа зубцов магнитопроводов статора и ротора должны быть выбраны таким образом, чтобы по окружности зазора образовывалось такое же количество зон повышенной магнитной проводимости, как в машине с гладким магнитопроводом по п. «б» (см. рис. 20.6), т.е. $p_2 \pm p_1$ зон (при $p_1 = 1$ и $p_2 = 2$ число зон $2 \pm 1 = 3$ или 1). Для образования такого количества зон повышенной проводимости необходимо, чтобы числа зубцов статора и ротора отличались на $(p_2 \pm p_1)$, т.е.

$$Z_4 - Z_3 = p_2 \pm p_1. \qquad (20.11)$$

Действительно, в центре зоны повышенной проводимости, например в зоне $З_1$ (рис. 20.7), зубец ротора располагается напротив зубца

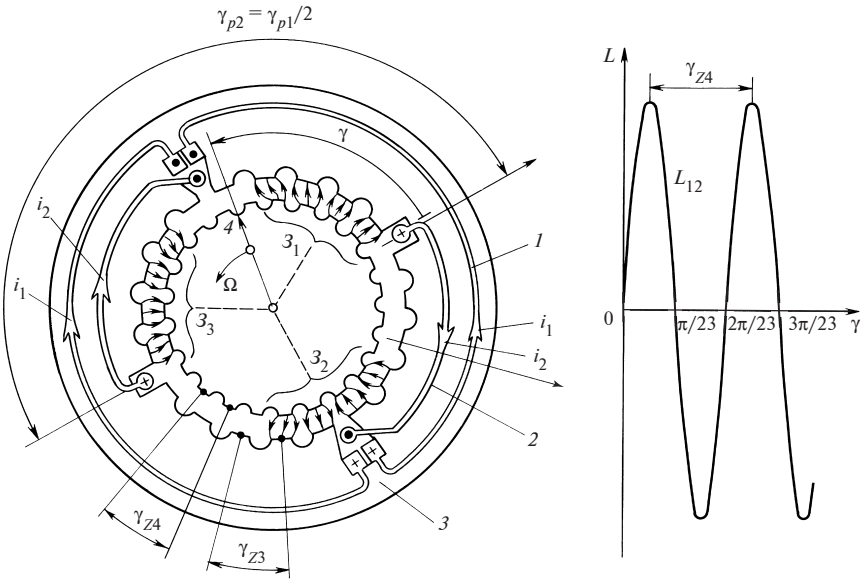


Рис. 20.7. Машина с двумя (*1* и *2*) разноименнополюсными обмотками на статоре, имеющими различное число периодов ($p_1 = 1, p_2 = 2$), и с зубчатыми магнитопроводами (*3*) статора и (*4*) ротора, имеющими различное число зубцов ($Z_3 = 20$; $Z_4 = Z_3 + p_1 + p_2 = 20 + 1 + 2 = 23$)

статора (или паз ротора напротив паза статора). Соседний зубец ротора смещается по отношению к соседнему зубцу статора на угол $(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$, следующий зубец ротора по отношению к следующему зубцу статора — на угол $2(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$ и т.д. Для того чтобы попасть в центр соседней зоны повышенной проводимости, например зоны 3_2, необходимо сместиться на угол $2\pi/(p_2 \pm p_1)$ или на $Z_4/(p_2 \pm p_1)$ зубцов ротора. При этом, поскольку в центре зоны 3_2 зубец ротора должен снова совпасть с зубцом статора, смещение этого зубца ротора по отношению к зубцу статора

$$Z_4(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4}) / (p_2 \pm p_1)$$

должно быть равно угловому периоду зубчатости статора γ_{Z3}, т.е.

$$Z_4(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4}) / (p_2 \pm p_1) = \gamma_{Z3},$$

откуда следует, что числа зубцов статора и ротора должны удовлетворять условию (20.11).

Кроме того, для возможности составления симметричных схем обмоток *1* и *2* необходимо иметь $Z_3 = 2p_2$ (целое число, если $p_2 >> p_1$).

В качестве примера на рис. 20.7 изображена машина с такими же значениями, как у машины на рис. 20.6: $p_2 = 2$ и $p_1 = 1$. Исходя из требуемой частоты, $Z_3 = 2 \cdot 2 \cdot 5 = 20$; $Z_4 = 20 + 2 + 1 = 23$.

Зависимость взаимной индуктивности L_{12} от угла поворота ротора получается качественно такой же, как у машины на рис. 20.6. Однако теперь взаимная индуктивность изменяется почти синусоидально, а угловой период ее изменения равен угловому периоду зубчатости ротора γ_{Z4}. Заметим, что при смещении ротора на одно зубцовое деление или на угол γ_{Z4} оси зон повышенной проводимости поворачиваются на угол $2\pi/(p_2 \pm p_1)$ и зоны снова занимают исходное положение (зона 3_1 занимает место зоны 3_2 и т. д.). Таким образом, зоны повышенной проводимости вращаются быстрее ротора в $2\pi / \gamma_{Z4}(p_2 \pm p_1) = Z_4/(p_2 \pm p_1)$ раз.

Для определения временно́го периода и частоты изменения индуктивности можно воспользоваться (20.7) и (20.8).

г) *Изменение взаимной индуктивности между разноименнополюсной и одноименнополюсной обмотками достигается за счет перемещения зубчатого магнитопровода ротора относительно гладкого магнитопровода статора* (модификация D5, табл. 20.1). Как

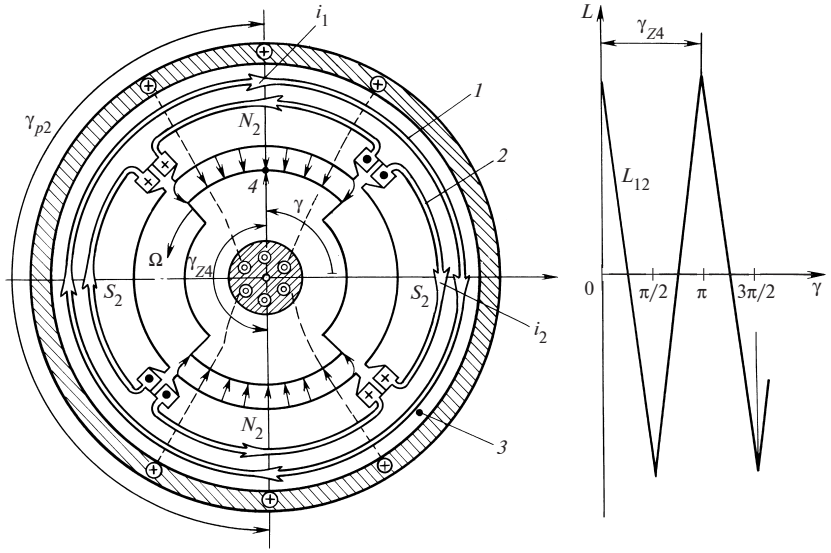


Рис. 20.8. Машина с разноименнополюсной (*2*) и одноименнополюсной (*1*) неподвижными обмотками, с гладким магнитопроводом (*3*) статора и с зубчатым магнитопроводом (*4*) ротора ($Z_4 = p_2 = 2$)

видно из рис. 20.8, разноименнополюсная обмотка располагается в пазах магнитопровода статора (на рисунке $p_2 = 2$). Одноименнополюсная обмотка *1* охватывает в виде кольца вал ротора. На рисунке показаны положительные направления токов в обмотках и магнитное поле, образованное током i_2.

При гладких магнитопроводах статора и ротора магнитное поле обмотки *2* было бы периодично (как на рис. 20.1). Его линии замыкались бы вдоль ярм, охватывая ток i_2 в пазах, и не были бы сцеплены с обмоткой *1*. Для получения возможно большей амплитуды колебания взаимной индуктивности L_{12} между обмотками *1* и *2* магнитопровод ротора выполняют зубчатым, а число его зубцов берут равным числу периодов обмотки *2*, т.е.

$$Z_4 = p_2. \qquad (20.12)$$

Например, для машины на рис. 20.8 ($p_2 = 2$) условие (20.12) выполняют при $Z_4 = 2$. При положении ротора, показанном на рисунке (угол между осью южного полюса обмотки *2* и осью зубца ротора $\gamma = \gamma_{Z4}/2 = \pi/2$), взаимная индуктивность L_{12} между обмотками *1* и *2* имеет наибольшее отрицательное значение. В этом положении зоны зазора с наибольшей проводимостью, совпадающие с зубцами

ротора, располагаются против северных полюсов обмотки *2*. Наоборот, против южных полюсов располагаются зоны с наименьшей магнитной проводимостью, поэтому периодическое магнитное поле, замыкающееся вокруг токов в пазах вдоль ярм и через зазоры, получается незначительным.

Вместе с тем, униполярное поле, замыкающееся вокруг лобовых частей катушек северных полюсов обмотки *2* через зоны зазора с наибольшей проводимостью, поперек ярм через вал, подшипниковые щиты и станину (см. рис. 19.1, *г*), которое показано на рис. 20.8 штриховыми линиями, получается значительным. Как видно, линии этого униполярного поля оказываются сцепленными с одноименнополюсной обмоткой *1*, причем образуется отрицательное потокосцепление. Если ротор повернуть на $\gamma_{Z4}/2 = \pi/2$, то оси зубцов ротора совпадут с осями южных полюсов обмотки *2*. Зоны наибольшей проводимости располагаются против полюсов S_2 обмотки *2*, и образуется униполярное поле с положительным потокосцеплением с обмоткой *1*. Следует заметить, что число зубцов ротора Z_4 и число периодов обмотки p_2 взяты на рис. 20.8 небольшими только в целях упрощения изображения. В практически выполняемых машинах соотношение между заданной частотой f и угловой скоростью Ω обычно таково, что требуется иметь большие $Z_4 = p_2$. Как уже указывалось ранее, изготовление обмотки *2* с большим числом периодов затруднительно и при слишком больших $Z_4 = p_2$ приходится вместо рассматриваемого исполнения применять исполнение по п. «д».

д) *Изменения взаимной индуктивности между разноименнополюсной и одноименнополюсной обмотками достигают за счет изменения взаимного расположения зубчатых магнитопроводов статора и ротора с различными числами зубцов* (модификация С5, табл. 20.1).

Как видно из рис. 20.9, это исполнение отличается от исполнения по п. «г» только тем, что магнитопровод статора здесь зубчатый. Для получения возможно большей амплитуды колебания взаимной индуктивности L_{12} число зубцов статора и ротора (Z_3 и Z_4) должно быть подобрано таким образом, чтобы по окружности зазора, как и в машине на рис. 20.8, образовалось p_2 зон повышенной проводимости. Ранее в п. «в» было выяснено, что число зон повышенной проводимости при двухсторонней зубчатости равно разности числа зубцов статора и ротора. Поэтому в данном случае при выборе числа зубцов Z_3 и Z_4 необходимо выполнить условие

$$Z_4 - Z_3 = p_2. \qquad (20.13)$$

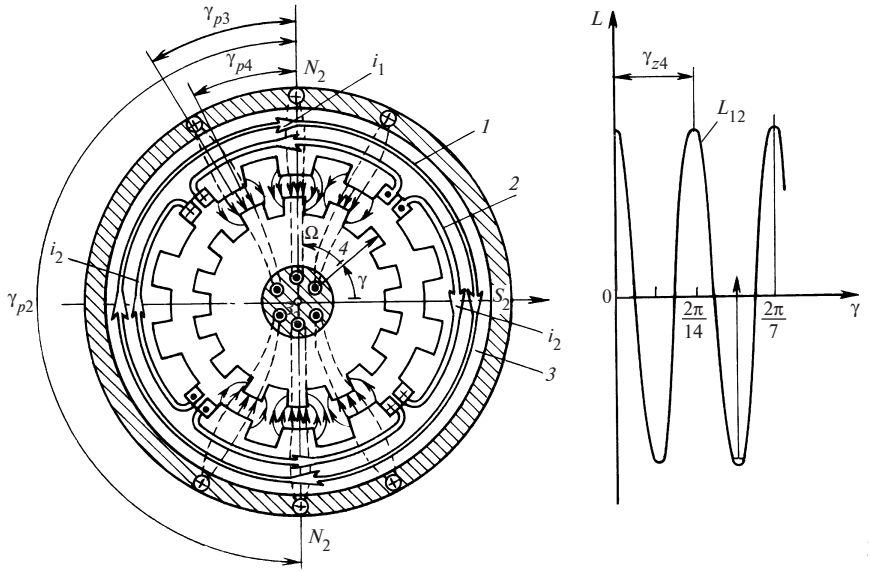


Рис. 20.9. Машина с разноименнополюсной (*2*) и одноименнополюсной (*1*) обмотками на статоре и с зубчатыми магнитопроводами (*3*) статора и (*4*) ротора, имеющими различное число зубцов ($Z_3 = 12$, $Z_4 = Z_3 + p_2 = 12 + 2 = 14$)

Например, для машины на рис. 20.9 с двухпериодной обмоткой *2* ($p_2 = 2$), статор *3* которой имеет число зубцов $Z_3 = 12$, условие (20.13) выполняется при $Z_4 = Z_3 + p_2 = 12 + 2 = 14$. При положении ротора, показанном на рисунке (угол между осью зубца статора и осью зубца ротора $\gamma = 3\gamma_{Z4}/2 = 3\pi/14$), взаимная индуктивность L_{12} между обмотками *1* и *2* имеет наибольшее отрицательное значение. В этом положении зоны зазора с наибольшей проводимостью, в которых зубцы статора находятся примерно против зубцов ротора, располагаются против северных полюсов N_2 обмотки *2*. Наоборот, против южных полюсов располагаются зоны с наименьшей магнитной проводимостью зазора. Если повернуть ротор на угол $\gamma_{Z4}/2 = \pi/14$, то оси зубцов ротора совпадут с осями зубцов статора на осях южных полюсов. Зоны наибольшей проводимости расположатся напротив южных полюсов S_2 обмотки *2* и образуют униполярное поле с положительным потокосцеплением с обмоткой *1*.

Исполнение индукторных машин с зубчатым магнитопроводом ротора довольно часто применяют в специальных электрических машинах. Его достоинством является возможность получения высоких час-

тот изменения индуктивностей или взаимных индуктивностей при низких частотах вращения, а также отсутствие скользящих контактов в цепях питания обмоток, позволяющее называть такие машины «бесконтактными».

В режиме генератора эти машины дают возможность получить большие частоты напряжения при средних частотах вращения ротора (индукторные генераторы); в режиме двигателя — значительно меньшие частоты вращения ротора по сравнению с машинами, имеющими обмотки и на статоре и на роторе. Поскольку в таких двигателях частоту вращения ротора понижают электромагнитным путем (без использования механического редуктора), их называют *двигателями с электромагнитной редукцией*.

Индукторные машины с эксцентричным цилиндрическим магнитопроводом ротора получили применение в виде так называемых *двигателей с катящим ротором* (см. § 63.5). Как уже упоминалось, эксцентричный цилиндрический магнитопровод по своему влиянию на изменение взаимоиндуктивности между обмотками эквивалентен зубчатому магнитопроводу ротора с одним зубцом ($Z_4 = 1$). Исходя из этой эквивалентности и обращаясь к условиям выполнимости индукторных машин с зубчатым ротором при $Z_4 = 1$ [см. (20.9)—(20.12)], можно выявить исполнения обмоток и магнитопровода статора, пригодные для эксцентричного цилиндрического магнитопровода ротора. Проведенный анализ показывает, что исполнения с зубчатым магнитопроводом статора по пп. «а», «в», «д» с эксцентричным цилиндрическим ротором, имеющим $Z_4 = 1$, обладают существенными недостатками и не могут быть рекомендованы. Пригодными в этом случае оказываются только два исполнения статора, в которых магнитопровод выполнен гладким (по пп. «б», «г»).

В исполнении по п. «б» с двумя разноименнополюсными обмотками (*1* и *2*) на статоре (модификация В6, табл. 20.1) число периодов этих обмоток (p_1 и p_2) в соответствии с (20.10) должны различаться на единицу

$$p_2 - p_1 = Z_4 = 1$$

(в модификации В6, табл. 20.1 принято $p_2 = 2$, $p_1 = 1$).

В исполнении по п. «г» с разноименнополюсной (*2*) и одноименнополюсной (*1*) обмотками на статоре (модификация D6 табл. 20.1) разноименнополюсная обмотка в соответствии с (20.12) должна быть однопериодной $p_2 = Z_4 = 1$.

Индукторные машины с гибким кольцевым магнитопроводом ротора получили применение в виде так называемых *двигателей с волновым ротором* (см. § 63.5).

Как уже упоминалось, гибкий магнитопровод под воздействием периодического магнитного поля приобретает зубчатую форму с плавными переходами от «выступов-зубцов» к «впадинам-пазам». Число «выступов-зубцов» такого ротора Z_4 зависит от формы магнитного поля, образуемого токами в обмотках статора. Минимальное число «зубцов» гибкого магнитопровода равно *2*. Для того чтобы индукторный двигатель с гибким волновым ротором мог осуществлять преобразование энергии, число «зубцов» гибкого магнитопровода, появившихся под воздействием поля, должно удовлетворять условиям выполнимости индукторных машин с зубчатым ротором [(20.9)—(20.12)]. Проведенный анализ показывает, что исполнения с зубчатым магнитопроводом статора по пп. «а», «в», «д» здесь также не могут быть рекомендованы. Пригодными оказываются те же два исполнения статора, в которых магнитопровод выполнен гладким (по пп. «б», «г»).

В исполнении по п. «б» с двумя разноименнополюсными обмотками (*1* и *2*) на статоре (модификация B7, табл. 20.1) число периодов этих обмоток (p_1 и p_2) в соответствии с (20.10) должно различаться на число «зубцов» гибкого ротора, которым следует задаться (оно может быть в принципе любым числом, бóльшим или равным двум):

$$p_1 - p_2 = Z_4 \geq 2$$

(в модификации B7, табл. 20.1 принято: $Z_4 = 2$, $p_2 = 1$, $p_1 = 3$).

Под воздействием магнитного поля обмоток *1* и *2*, содержащего $(p_1 - p_2)$ зон с большой индукцией, на гибком роторе появится число «выступов-зубцов» $Z_4 = p_1 - p_2$, удовлетворяющее условию (20.10).

В исполнении по п. «г» с разноименнополюсной (*2*) и одноименнополюсной (*1*) обмотками на статоре (модификация D7, табл. 20.1) разноименнополюсная обмотка в соответствии с (20.12) должна иметь число периодов, равное числу «зубцов» гибкого ротора, которым следует задаться

$$p_2 = Z_4 \geq 2$$

(в модификации D7, табл. 20.1 принято: $Z_4 = 2$, $p_2 = 2$).

Здесь легко убедиться в том, что под воздействием магнитного поля обмоток *1* и *2*, содержащего p_2 зон с большой индукцией, на гибком роторе появится число «зубцов» $Z_4 = p_2$, удовлетворяющее условию (20.12).

20.5. Модификации принципиальных исполнений электрических машин

Модификации принципиальных исполнений электрических машин по способам изменения индуктивностей, рассмотренных в предыдущих параграфах главы, приведены в табл. 20.1. В таблицу включены только модификации принципиальных исполнений наиболее распространенных *одно- и двухобмоточных вращающихся цилиндрических машин* с ротором, размещенным внутри статора. В ней представлены четыре известных принципиальных исполнения электрических машин: обычные электрические машины, машины с когтеобразными полюсами, индукторные машины и реактивные машины.

Модификации этих исполнений различаются по типу использованных обмоток (разноименнополюсные, одноименнополюсные или кольцевые) и по конструкции магнитопроводов статора (гладкий или зубчатый) и ротора (гладкий, зубчатый, когтеобразный, эксцентричный цилиндрический или гибкий).

Предполагается, что в каждой из модификаций разноименнополюсная обмотка может быть как однофазной, так и многофазной; одноименнополюсная обмотка — только однофазной.

В таблицу не включены отдельно модификации с *тороидальной разноименнополюсной обмоткой*. Такие модификации можно получить, заменив в любой из модификаций цилиндрическую разноименнополюсную обмотку равноценной ей в электромагнитном отношении тороидальной (см. гл. 19). В таблице отсутствуют также модификации, в которых *во вращении находится только сама обмотка* (машины с полым якорем, машины с печатными обмотками, § 65.6), а также модификации, в которых роль короткозамкнутой разноименнополюсной обмотки с индуктированными токами выполняют *проводящие тела* (машины с полым или массивным ротором, см. § 48.4, 48.5). Эти модификации могут быть получены из соответствующих модификаций с разноименнополюсными обмотками, расположенными на гладком магнитопроводе ротора, и обладают аналогичными свойствами.

Это же относится и к модификациям, в которых магнитное поле образуется при помощи *постоянных магнитов* (см. § 63.6, 65.1). Они также не фигурируют в таблице, но могут заменять собой модификации, в которых поле возбуждается разноименнополюсными или одноименнополюсными обмотками, питающимися постоянным током (в том числе в машинах с когтеобразными полюсами).

В таблицу не включены многочисленные модификации электрических машин, отличающиеся *характером перемещения и формой подвижных частей* (вращающиеся машины с внешним ротором,

торцевые вращающиеся машины, линейные машины и др., см. § 18.1). В этих машинах применяются те же принципиальные исполнения по способам изменения индуктивностей, что и в цилиндрических вращающихся машинах с внутренним ротором, те же типы обмоток (разноименнополюсные, одноименнополюсные или кольцевые) и аналогичные конструкции магнитопроводов.

В таблицу не включены модификации электрических машин с *преобразователями частоты тока и преобразователями частоты вращения* [коммутаторные машины (см. ч. 6); машины с встроенными редукторами, машины с катящимся и гибким волновым ротором, см. § 63.5)], поскольку они не оснащены устройством для изменения индуктивностей и представляют собой сочетание электрической машины одной из модификаций табл. 20.1 с тем или иным преобразователем частоты тока или вращения.

Глава двадцать первая

УСЛОВИЯ ПОЛУЧЕНИЯ ОДНОНАПРАВЛЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ

21.1. Машина с одной обмоткой

В этой главе выясняется, какими должны быть токи в обмотках машины для того, чтобы в ней происходило однонаправленное преобразование энергии. Рассматриваются принципиально возможные исполнения машин, описанные в § 20.1.

Для вывода этих условий следует обратиться к уравнению электромагнитного момента (18.16) для однообмоточной или двухобмоточной машины. В этом уравнении индуктивность одной обмотки L_{11} или взаимная индуктивность между двумя обмотками L_{12} являются периодическими функциями угла поворота ротора или времени. Для получения однонаправленного преобразования энергии токи в обмотках должны изменяться таким образом, чтобы средний электромагнитный момент был отличен от нуля.

Поскольку явления периодически повторяются, достаточно определить средний момент за период

$$M_0 = \frac{1}{T}\int_0^T M \, \mathrm{d}t \qquad (21.1)$$

и найти условия для токов, при которых электрическая энергия преобразуется в механическую ($M_0 > 0$) или наоборот ($M_0 < 0$).

Рассмотрим сначала машину с одной обмоткой (см. § 20.3). Электромагнитный вращающий момент машины с одной обмоткой *1*, по которой протекает ток i_1 (см. рис. 20.2—20.4), как следует из (18.6), при $m = 1$ и $k = 1$ равен:

$$M = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{\mathrm{d}L_{11}}{\mathrm{d}\gamma} . \qquad (21.2)$$

Независимо от того, на какой части машины располагается обмотка и как она выполнена, изменение индуктивности обмотки L_{11} происходит качественно одинаково с угловым периодом $\gamma_Z = 2\pi/p_Z$ и

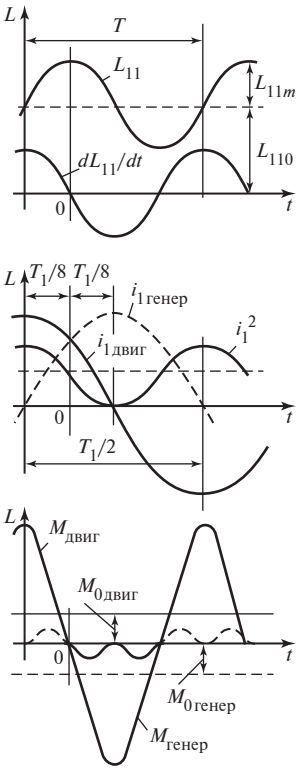


Рис. 21.1. Условия получения однонаправленного преобразования энергии в машине с одной обмоткой

временным периодом $T = 2\pi/(p_Z\Omega) = 2\pi/\omega$ [см. (20.8), полагая $Z_4 = p_Z$] относительно некоторого среднего значения индуктивности L_{110}. Используя разложение в ряд Фурье и ограничиваясь учетом нулевого и первого членов, можно описать изменение индуктивности во времени уравнением

$$L_{11} \approx L_{110} + L_{11m} \cos \omega t, \qquad (21.3)$$

в котором $\omega = \Omega p_Z = 2\pi T$ — угловая частота изменения индуктивности (рис. 21.1).

Производная индуктивности по углу поворота ротора равна:

$$\frac{\mathrm{d}L_{11}}{\mathrm{d}\gamma} = \frac{\mathrm{d}L_{11}}{\mathrm{d}t}\frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}\gamma} = -p_Z L_{11m} \sin \omega t, \qquad (21.4)$$

где $\gamma = \Omega t$; $\mathrm{d}t/\mathrm{d}\gamma = 1/\Omega$.

Ток в единственной обмотке электрической машины, как мы знаем, обязательно должен быть переменным. При помощи (21.l) и (21.2) нетрудно убедиться в том, что при постоянном токе в обмотке $i_1 = \text{const}$ средний момент M_0 равен нулю.

Ограничимся учетом только основной гармонической составляющей тока, с которой связано образование наибольшего среднего электромагнитного момента. Предположим, что

$$i_1 \approx I_{1m} \cos(\omega_1 t + \varphi). \qquad (21.5)$$

Теперь следует ответить на вопрос, каковы должны быть угловая частота ω_1 и фазовый угол φ, чтобы при прочих равных условиях средний электромагнитный момент M_0 был возможно больше.

Определение среднего момента

$$M_0 = -\frac{p_Z I_{1m}^2 L_{11m}}{2T} \int_0^T \cos^2(\omega_1 t + \varphi) \sin \omega t \, \mathrm{d}t$$

сводится к вычислению интеграла. Проведя тригонометрические преобразования подынтегральной функции, найдем:

$$\int_0^T \cos^2(\omega_1 t + \varphi) \sin \omega t \, \mathrm{d}t = \frac{1}{2}\int_0^T \sin \omega t \, \mathrm{d}t +$$

$$+ \frac{1}{2}\int_0^T \cos(2\omega_1 t + 2\varphi) \sin \omega t \, \mathrm{d}t .$$

Первый член в правой части равен нулю. Второй член может быть представлен в виде

$$\frac{1}{4}\int_0^T \sin [(\omega + 2\omega_1)t + 2\varphi] \, \mathrm{d}t + \frac{1}{4}\int_0^T \sin [(\omega - 2\omega_1)t - 2\varphi] \, \mathrm{d}t .$$

При угловой частоте тока

$$\omega_1 = \omega / 2, \tag{21.6}$$

когда период тока $T_1 = 2T$ в 2 раза больше периода индуктивности, а период квадрата тока $T_1/2$ равен периоду индуктивности (см. рис. 21.1), средний электромагнитный момент равен

$$M_0 = \frac{p_Z I_{1m}^2 L_{11m}}{8} \sin 2\varphi . \tag{21.7}$$

Если $\varphi = \pi/4$, получается наибольший средний момент в двигательном режиме; если $\varphi = -\pi/4$ — в генераторном режиме. При этом в первом случае периодическая составляющая квадрата тока находится в фазе, а во втором случае — в противофазе с индуктивностью.

Соответствующие кривые для токов и моментов показаны на рис. 21.1 (углу $\varphi = \pi/4$ соответствует опережение на время $t = \varphi/\omega_1 = T_1/8$).

Таким образом, можно утверждать, что *для получения однонаправленного преобразования энергии машина с одной обмоткой должна питаться током с угловой частотой* ω_1 *равной половине угловой частоты изменений индуктивности*:

$$\omega_1 = \omega / 2 = p_Z \Omega / 2.$$

Направление преобразования энергии зависит от фазного угла тока по отношению к индуктивности: *при* $\varphi = \pi/4$ *машина работает в двигательном режиме, при* $\varphi = -\pi/4$ *— в генераторном.*

Угловая скорость машины пропорциональна угловой частоте тока в обмотке

$$\Omega = 2\omega_1 / p_Z. \tag{21.8}$$

Назовем *синхронной* такую машину, угловая скорость которой пропорциональна угловой частоте тока в обмотке, присоединенной к электрической сети, и *асинхронной* такую машину, угловая скорость которой не удовлетворяет этому условию.

Тогда из (21.8) следует, что *все однообмоточные машины переменного тока являются синхронными машинами*.

21.2. Машина с двумя обмотками

Электромагнитный вращающий момент машины с двумя обмотками независимо от их расположения на магнитопроводе

$$M = i_1 i_2 \frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}\gamma} + \frac{1}{2} i_1^2 \frac{\mathrm{d}L_{11}}{\mathrm{d}\gamma} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{\mathrm{d}L_{22}}{\mathrm{d}\gamma}. \qquad (21.9)$$

Наиболее существенная часть электромагнитного момента связана с изменением взаимной индуктивности между обмотками и соответствует первому члену (21.9)*. Поэтому можно ограничиться анализом только этого члена (21.9).

Так же как в предыдущем случае, при определении момента может учитываться только периодическая составляющая взаимной индуктивности с угловым периодом

$$\gamma_p = 2\pi/p \text{ (или } \gamma_Z = 2\pi/p_Z)$$

и временны́м периодом

$$T = 2\pi/(p_0\Omega) = 2\pi/\omega,$$

где $p_0 = p$ — число периодов разноименнополюсных обмоток на статоре и роторе (§ 20.2—20.4); $p_0 = p_Z = Z$ — число периодов зубчатости ротора машины с двумя обмотками на статоре (§ 20.8).

Как и в предыдущем случае, изменение взаимной индуктивности во времени

$$L_{12} = L_{120} + L_{12m}\cos\omega t, \qquad (21.10)$$

где $\omega = \Omega p_0 = 2\pi/T$ — угловая частота изменения взаимоиндуктивности.

Производная взаимной индуктивности по углу поворота ротора

$$\frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}\gamma} = \frac{\mathrm{d}L_{12}}{\mathrm{d}t}\frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}\gamma} = -p_0 L_{12m}\sin\omega t. \qquad (21.11)$$

* Остальные составляющие среднего момента могут быть найдены, как в однообмоточной машине. Как следует из (21.6), средний момент этой природы может отличаться от нуля при $\omega_1 = \omega/2$ или $\omega_2 = \omega/2$. При этом он будет наибольшим соответственно при $\varphi_1 = \pm\pi/4$ или $\varphi_2 = \pm\pi/4$.

По обмоткам машины в общем случае протекают переменные токи*. Ограничившись учетом основных гармонических составляющих, играющих наиболее существенную роль в образовании среднего электромагнитного момента, запишем:

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= I_{1m} \times \\ &\times \cos(\omega_1 t + \varphi_1); \\ i_2 &= I_{2m} \times \\ &\times \cos(\omega_2 t + \varphi_2); \end{aligned}\right\} \quad (21.12)$$

Временные зависимости i_1 и i_2 показаны на рис. 21.2, где принято $\omega_1 = 4\omega$; $\omega_2 = 3\omega$; $\varphi_1 = 0$; $\varphi_2 = -\pi/2$.

Выясним, при каких угловых частотах ω_1 и ω_2, а также фазовых углах φ_1 и φ_2 при прочих равных условиях средний электромагнитный момент M_0 по (21.1) имеет наибольшее значение.

Средний момент с учетом только первого члена в (21.9)

$$M_0 = -\frac{p_0 I_{1m} I_{2m} L_{12m}}{T} \times$$

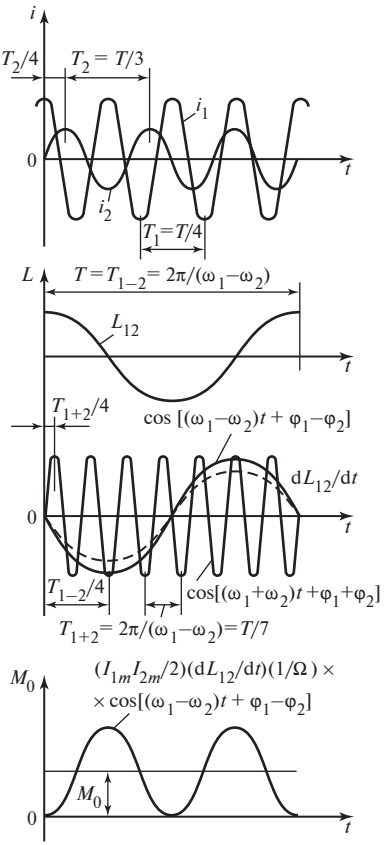


Рис. 21.2. Условия получения однонаправленного преобразования энергии в машине с двумя обмотками

$$\times \int_0^T \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \sin \omega t \, \mathrm{d}t .$$

Произведение косинусов в подынтегральном выражении может быть представлено в виде

$$\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2] + \frac{1}{2}\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2],$$

где первый член изменяется с частотой $\omega_1 + \omega_2$, а второй — с частотой $\omega_1 - \omega_2$.

* Машина, в одной из обмоток которой, например во второй, имеется постоянный ток, является частным случаем при $\omega_2 = 0$ и $i_2 = \text{const}$.

Если одна из этих частот совпадает с частотой изменения взаимной индуктивности ω, т.е.

$$\omega_1 + \omega_2 = \omega \text{ или } \omega_1 - \omega_2 = \omega, \tag{21.13}$$

то средний момент отличается от нуля. Действительно, заменяя произведения

$$\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1 + \varphi_2]\sin\omega t$$

и

$$\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1 - \varphi_2]\sin\omega t$$

суммой из четырех тригонометрических функций, находим:

$$M_0 = \frac{p_0 I_{1m} I_{2m} L_{12m}}{4T}\int_0^T \{\sin[(\omega_1 + \omega_2 - \omega)t + \varphi_1 + \varphi_2] -$$

$$- \sin[(\omega_1 + \omega_2 + \omega)t + \varphi_1 + \varphi_2] + \sin[(\omega_1 - \omega_2 - \omega)t + \varphi_1 - \varphi_2] -$$

$$- \sin[(\omega_1 - \omega_2 + \omega)t + \varphi_1 - \varphi_2]\}\,\mathrm{d}t.$$

Откуда при выполнении условия (21.13) получаем:

$$M_0 = \frac{p_0 I_{1m} I_{2m} L_{12m}}{4T}\sin(\varphi_1 \pm \varphi_2), \tag{21.14}$$

где «+» — при $\omega_1 + \omega_2 = \omega$; «–» — при $\omega_1 - \omega_2 = \omega$.

Как видно из (21.14), средний момент достигает наибольшего значения в двигательном режиме ($M_0 > 0$) при $\varphi_1 \pm \varphi_2 = \pi/2$ и в генераторном режиме ($M_0 < 0$) при $\varphi_1 \pm \varphi_2 = -\pi/2$.

Получение однонаправленного преобразования энергии в двухобмоточной машине иллюстрируется рис. 21.2. При принятых на рисунке частотах и фазах токов выполняются условия $\omega_1 - \omega_2 = \omega$ и $\varphi_1 - \varphi_2 = \pi/2$, которые предопределяют появление момента, отличающегося от нуля.

Итак, *для получения однонаправленного преобразования энергии в машине переменного тока с двумя обмотками необходимо, чтобы сумма или разность угловых частот токов в обмотках равнялась угловой частоте изменения взаимной индуктивности между обмотками ω. Направление преобразования энергии зависит от значения суммы или разности фазовых углов токов по отношению к взаимной индуктивности: при* $0 < (\varphi_1 \pm \varphi_2) < \pi/2$ *электрическая энергия преобразуется в механическую; при* $\pi/2 < (\varphi_1 \pm \varphi_2) < 0$ *механическая энергия преобразуется в электрическую.*

В зависимости от того, изменяется или не изменяется частота вращения ротора машины при изменении внешнего момента, приложен-

ного к валу, различают два типа машин переменного тока: *асинхронные машины и синхронные машины*.

В синхронных машинах обе обмотки машины питаются токами, угловые частоты которых ω_1 и ω_2 *жестко заданы*. В общем случае машина преобразует электрическую энергию, поступающую в обе обмотки. Поэтому синхронные машины называют также *машинами двойного питания*. *Угловая скорость ротора синхронной машины при постоянных угловых частотах* $\omega_1 = \text{const}$ и $\omega_2 = \text{const}$ *остается постоянной независимо от значения момента на валу машины**

$$\Omega = \frac{\omega}{p_0} = \frac{\omega_1 \pm \omega_2}{p_0} = \text{const}\,.$$

Наиболее широкое применение получили *синхронные машины с трехфазной разноименнополюсной обмоткой на статоре и однофазной разноименнополюсной обмоткой на роторе, питаемой постоянным током*. На эту машину распространяются все сделанные выше выводы, если положить $\omega_2 = 0$ и $\varphi_2 = 0$.

Термин *синхронная машина*, если отсутствуют дополнительные уточнения, относится именно к такой синхронной машине.

В асинхронных машинах только одна из обмоток, например 1, получает питание от электрической сети, частота которой ω_1 *задана. Вторая обмотка 2 замыкается накоротко или на сопротивление*. Ток i_2 в этой обмотке появляется в результате электромагнитной индукции под воздействием ЭДС взаимной индукции с обмоткой 1:

$$e_{12} = -\frac{\mathrm{d}\Psi_{12}}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{2} i_{1m} L_{12m} (\omega_1 - \omega) \sin[(\omega_1 - \omega)t + \varphi_1] +$$

$$+ \frac{1}{2} i_{1m} L_{12m} (\omega_1 + \omega) \sin[(\omega_1 + \omega)t + \varphi_1]\,,$$

где $\Psi_{12} = i_1 L_{12} = i_{1m} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) L_{12m} \cos \omega t$ — потокосцепление взаимной индукции.

Частота $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ тока i_2 является функцией угловой скорости ротора ($\omega_2 = \omega_1 - \Omega p_0$) и удовлетворяет условию однонаправленного преобразования энергии (21.13).

Наиболее распространенными являются *асинхронные машины с трехфазной разноименнополюсной обмоткой на статоре, питаемой от сети переменного тока, и трехфазной* (*или однофазной*) разноименнополюсной обмоткой на роторе, замкнутой накоротко.

Термин *асинхронная машина*, если отсутствуют дополнительные уточнения, относится именно к такой асинхронной машине.

* При изменении нагрузки на валу изменяются лишь амплитуды и фазы токов i_1 и i_2.

Глава двадцать вторая

СХЕМЫ ОБМОТОК МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

22.1. Вводные замечания

Ограничимся рассмотрением только цилиндрических разноименнополюсных обмоток, получивших наибольшее применение в электрических машинах.

Катушки обмоток этого типа обычно располагаются в пазах магнитопроводов статора или ротора.

Принцип устройства однослойных (рис. 22.1, *а*) и двухслойных (рис. 22.1, *б*) разноименнополюсных обмоток пояснен в § 19.2. Там же показан способ образования простейшей многофазной однослойной обмотки. Поэтому здесь рассматриваются только многофазные

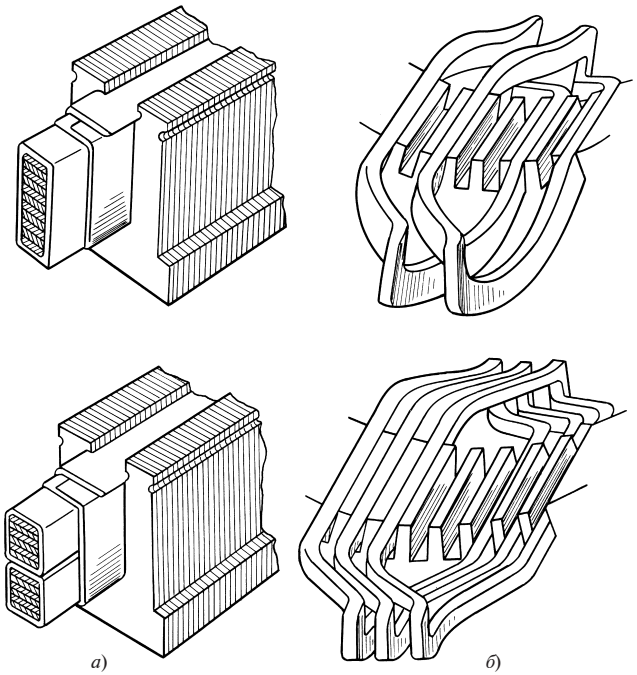


Рис. 22.1. Однослойная (*а*) и двухслойная (*б*) обмотки

двухслойные обмотки с числом фаз $m \geq 1$, которые чаще всего используются в машинах переменного тока.

22.2. Структура многофазной двухслойной обмотки

Многофазная обмотка с числом фаз m предназначается для присоединения к многофазной симметричной сети переменного тока. Соединение обмоток может быть осуществлено по схеме многолучевой звезды или многоугольника (для трехфазной системы на рис. 22.2 Y или Δ).

Для получения симметричной обмотки оси фазных обмоток нужно сместить на угол, равный m-й части углового периода поля

$$\gamma_p / m = 2\pi / (pm).$$

Формула пригодна для $m > 2$. При $m = 2$ фазы смещаются на угол $\gamma_p/4$.

Магнитопровод электрической машины с трехфазной ($m = 3$) двухслойной обмоткой показан на рис. 22.3. Каждая фаза обмотки включает в себя катушки, пазовые части (катушечные стороны) которых располагаются в пазу следующим образом: верхняя (правая) сторона в верхней части паза ближе к зазору, нижняя (левая) сторона в нижней части паза ближе к дну паза (рис. 22.4, *а*). Катушки образуются из одного ($w_к = 1$) или нескольких ($w_к > 1$) последовательно соединенных и изолированных друг от друга и от стенок пазов витков (катушка на рис. 22.4, *а* состоит из двух витков).

Каждая катушка имеет два вывода. Вывод верхней стороны катушки назовем условно началом катушки (н), вывод нижней стороны катушки — концом катушки (к). Выводы катушки обычно имеют длину, достаточную для осуществления непосредственного соединения с другой катушкой. В зависимости от способа соединения катушек в пределах фазы выводы имеют различные форму и размеры (рис. 22.4, *а*).

На схемах обмоток катушки изображаются упрощенно в виде однолинейного контура, состоящего из одного витка. Как видно из рис. 22.4, *б*, условное изображение катушки волновой обмотки отличается от изображения петлевой обмотки, показанного сплошной линией, только формой выводов (выводы для

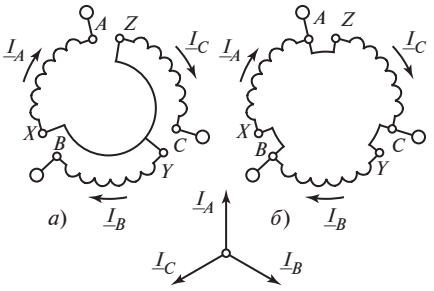


Рис. 22.2. Соединение многофазной (трехфазной) обмотки звездой (*а*) и треугольником (*б*)

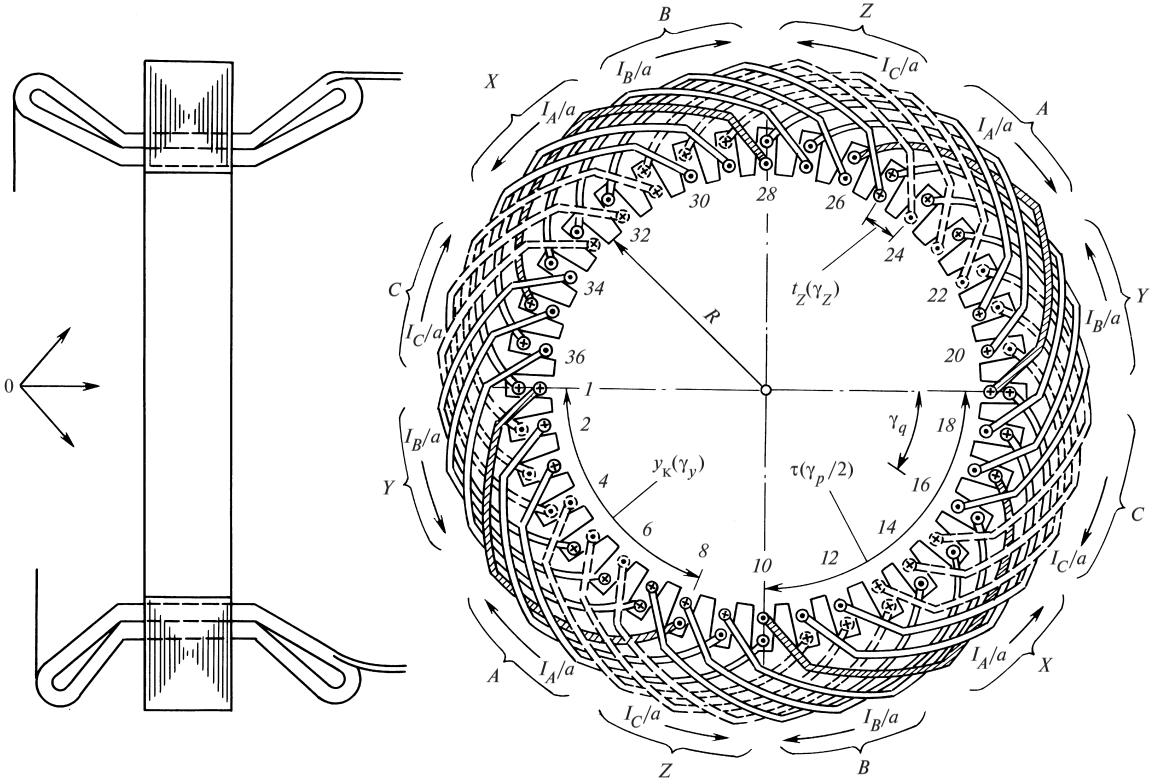


Рис. 22.3. Структура катушек двухслойной обмотки ($Z = 36$, $p = 2$, $m = 3$, $y = 7$, $\tau = 9$)

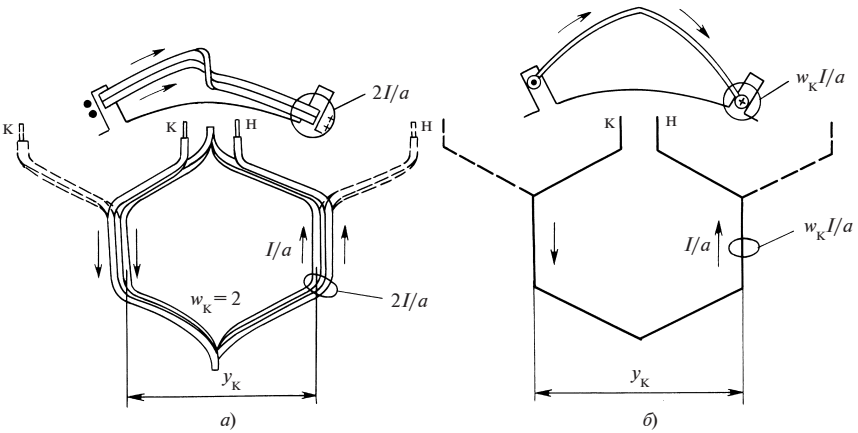


Рис. 22.4. Катушки двухслойной петлевой (сплошная линия) и волновой (штриховая линия) обмоток (*а*) и их условное изображение (*б*)

волновой обмотки показаны штриховой линией). Шаг обмотки y, равный расстоянию между сторонами катушки, может быть равен полюсному делению ($y = \tau$) или быть несколько меньше, чем полюсное деление ($y < \tau$, обычно $y \approx 0{,}8\tau$). В последнем случае считают, что обмотка имеет *укороченный шаг.*

Полюсное деление и шаг обмотки измеряются либо расстоянием по окружности зазора, либо в зубцовых делениях:

$$\tau = Z/(2p); \tag{22.1}$$

$$y = y_к / t_Z, \tag{22.2}$$

где $y_к$ — расстояние между сторонами катушки; $t_Z = 2\pi R/Z$ — зубцовое деление; Z — число зубцов (пазов) магнитопровода.

На рис. 22.3 на примере трехфазной двухпериодной обмотки с укороченным шагом $y = 7$, размещающейся в $Z = 36$ пазах, показано, каким образом должны быть распределены катушки по фазам, катушечные стороны по пазам и как должны быть направлены положительные токи в проводниках катушек многофазных двухслойных обмоток.

Общее число катушек в двухслойной обмотке равно числу пазов. На фазу приходится $Z/m = 36/3 = 12$ катушек.

Для образования поля с числом периодов $p = 2$ катушки каждой фазы должны быть разбиты на $2p = 4$ группы, равномерно размещенные по окружности (по одной группе на полюсном делении). В каж-

дую группу входит $q = Z/(2pm)$ расположенных рядом катушек. Число q равно *числу пазов, приходящихся на полюс и фазу обмотки*:

$$q = Z/(2pm). \qquad (22.3)$$

В нашем случае $q = 36/(2 \cdot 2 \cdot 3) = 3$.

Условимся обозначать катушки номерами пазов, в которых лежат их верхние стороны. Тогда фаза *A* (см. рис. 22.3) будет включать в себя следующие группы катушек: (*1*, *2*, *3*), (*10*, *11*, *12*), (*19*, *20*, *21*), (*28*, *29*, *30*).

Соседние группы фазы смещены на одно полюсное деление

$$\tau = Z/(2p) = 36/4 = 9.$$

Для получения периодического поля по всем катушкам фазы должны протекать одинаковые токи, направления которых при переходе от одного полюсного деления к другому должны изменяться на обратные. Если катушки фазы разбиты на a идентичных параллельных ветвей, в пределах каждой из которых они включены последовательно, то по катушкам протекает ток параллельной ветви I/a.

При положительном направлении тока в фазе *A* (см. рис. 22.2) токи в верхних проводниках катушечной группы *1*, *2*, *3* должны быть направлены «от нас», токи в верхних проводниках катушечной группы *10*, *11*, *12* — «на нас» и т.д. Для облегчения составления схемы катушечным группам с токами в верхних сторонах «от нас» присваивается индекс начала данной фазы *A*, катушечным группам с токами в верхних сторонах «на нас» — индекс конца данной фазы *X*.

Структура катушек и токов других фаз (при положительных направлениях токов в фазах) полностью повторяет структуру катушек фазы *A*. При этом фаза *B* оказывается повернутой относительно фазы *A* против часовой стрелки на угол

$$\gamma_{BA} = \gamma_p/m = 2\pi/(pm) = \pi/3, \qquad (22.4)$$

т.е. смещена по окружности на расстояние $\gamma_{BA} = 2\tau/m = 18/3 = 6$ пазовых делений.

Фаза *C* смещена на такое же расстояние относительно фазы *B* ($y_{CB} = y_{BA}$).

Из рис. 22.3 видно, что токи как в верхних, так и в нижних проводниках фазы образуют периодические структуры с числом периодов $p = 2$, причем в обмотке с укороченным шагом токи нижнего слоя повторяют токи верхнего слоя со смещением на $\tau - y = 9 - 7 = 2$ паза.

При укороченном шаге (см. рис. 22.3) проводники фазы размещаются на каждом полюсном делении в $q + (\tau - y) = 3 + (9 - 7) = 5$ пазах. Таким образом, укорочение шага приводит к расширению зоны,

занимаемой проводниками фазы на каждом полюсном делении и, как будет пояснено в § 24.5, приближает распределение поля в зазоре к синусоидальному.

Исчерпывающее представление о значениях и направлениях токов в пазах, занятых обмоткой, может быть получено при помощи *матрицы структуры обмотки* $\|G\|$. Матрица $\|G\|$ позволяет по заданным мгновенным токам фаз (i_A, i_B, i_C) определить мгновенные полные токи в пазах ($i_{п1}$, $i_{п2}$, …, $i_{пZ}$), где Z — число пазов.

Это преобразование делается в матричной форме следующим образом:

$$\bar{I}_{п} = \|G\| \bar{I}_{ф},$$

где $\bar{I}_{ф}$ — вектор мгновенных токов фаз; $\bar{I}_{п}$ — вектор мгновенных полных токов в пазах;

$$\bar{I}_{ф} = \begin{Vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{Vmatrix}; \quad \bar{I}_{п} = \begin{Vmatrix} i_{п1} \\ i_{п2} \\ \dots \\ \dots \\ i_{пZ} \end{Vmatrix}.$$

Для того чтобы записать матрицу $\|G\|$, необходимо предварительно задаться положительным направлением токов в пазах. За положительное направление токов в пазах примем их направление в верхних сторонах катушек, присоединенных к началам фаз (при положительных направлениях токов в фазах). Например, для обмотки на рис. 22.3 положительным будет направление токов «от нас» в верхних сторонах катушечных групп, которым присвоены индексы начал фаз, т.е. *A*, *B* или *C* (эти стороны лежат в пазах *1*, *2*, *3*; *7*, *8*, *9* и др.).

Матрица $\|G\|$ показывает, как катушечные стороны отдельных пазов распределены по фазам. Матрица имеет число столбцов, равное числу фаз обмотки m, и число строк, равное числу пазов Z. Каждая фаза обмотки представляется соответствующим столбцом, а каждый паз — соответствующей строкой этой матрицы. В однослойной обмотке элемент матрицы, принадлежащий строке i и столбцу j, равен $w_к/a$, если в пазу i лежит сторона катушки, принадлежащая фазе j, и ток в этой стороне имеет положительное направление.

При отрицательном токе в этой стороне рассматриваемый элемент матрицы равен $(-w_к)/a$. Если же в пазу i сторона катушки фазы j отсутствует, то рассматриваемый элемент матрицы равен нулю.

Матрицу структуры двухслойной обмотки $\|G\|$ можно представить в виде суммы двух матриц $\|G\|_{в}$ — для верхнего слоя обмотки, $\|G\|_{н}$ — для нижнего слоя: $\|G\| = \|G\|_{в} + \|G\|_{н}$. Причем матрицы $\|G\|_{в}$ и $\|G\|_{н}$ составляются так же для однослойных обмоток.

Пример 22.1. Составим матрицы $\|G\|_{в}$, $\|G\|_{н}$ и $\|G\|$ для одного периода обмотки по рис. 22.3, т.е. для части обмотки, размещающейся в 18 пазах (с 1-го по 18-й). Пусть 1-й паз соответствует верхней отроке матрицы, последний 18-й — нижней. Левый столбец матрицы представляет фазу *A*, средний — фазу *B*, правый — фазу *C*. Предположим, что $w_{к}/a = 1$. Тогда эти матрицы для одного периода обмотки будут иметь вид

$$\|G\| = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 2 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ -2 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & -2 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \end{vmatrix}.$$

22.3. Схема соединения катушек в петлевой обмотке. Число параллельных ветвей и витков фазы

Катушки фазы обмотки могут быть соединены между собой различным образом. В зависимости от способа соединения катушек в пределах фазы обмотку называют *петлевой* или *волновой*. В петлевой

обмотке q катушек, расположенных на данном полюсном делении, соединяются между собой последовательно и согласно, образуя *катушечную группу* (рис. 22.5). Например, после соединения конца катушки *1* с началом катушки *2* и конца катушки *2* с началом катушки *3* образуется катушечная группа фазы *A*, состоящая из *1*, *2* и *3* катушек. Аналогично образуются другие катушечные группы фазы *A* (*10*, *11*, *12*; *19*, *20*, *21* и *28*, *29*, *30*).

Начало катушечной группы считается совпадающим с началом катушки, имеющей наименьший номер, конец катушечной группы — с концом катушки, имеющей наибольший номер (например, начала катушечных групп совпадают с началами катушек *1*, *10*, *19*, *28*, концы — с концами катушек *3*, *12*, *21*, *30*).

Название *петлевой* эта обмотка получила из-за того, что при движении вдоль контуров катушек от начала катушечной группы к ее концу происходит петлеобразное перемещение. Выводы катушек петлевой обмотки, предназначенные для соединения с соседними катушками, показаны на рис. 22.4. В простейшем случае, когда число параллельных ветвей в фазе $a = 1$, катушечные группы петлевой обмотки соединяются между собой последовательно. Такая схема соединения катушек показана на рис. 22.5. Число катушек, фаз и периодов выбрано для этой обмотки таким же, как на рис. 22.3. Правда, ради наглядности изображения верхние катушечные стороны показаны условно смещенными против часовой стрелки относительно нижней стороны катушки, расположенной в том же пазу (номер катушки совпадает с номером паза, в котором лежит ее верхняя сторона).

Для получения правильного периодического чередования токов катушечная группа *1*, *2*, *3* (с индексом *A*) включается с катушечной группой *10*, *11*, *12* (с индексом *X*) встречно. Конец группы *A* соединяется с концом группы *X*. Начало группы *10*, *11*, *12* (с индексом *X*) соединяется с началом группы *19*, *20*, *21* (с индексом *A*) и т.д.

Схемы соединения катушек других фаз повторяют схему соединения катушек фазы *A*. Схема соединения катушечных групп петлевой обмотки по рис. 22.5 может быть упрощена таким образом, как сделано на рис. 22.6, где катушечные группы показаны в виде кольцевых секторов, которые охватывают угол $\gamma_q = \gamma_p/(2m)$. Внутри сектора указаны номера катушек группы. У каждой группы имеются два вывода. Началом катушечной группы считается вывод, около которого указан наименьший номер катушек группы.

Схема соединения катушечных групп на рис. 22.6, *а* составлена при $a = 1$ и повторяет схему рис. 22.5. Схема соединений катушечных групп на рис. 22.6, *б* отличается тем, что в ней те же катушечные группы образуют в пределах каждой фазы максимально возможное число параллельных ветвей $a = 2p = 4$. Каждая параллельная ветвь

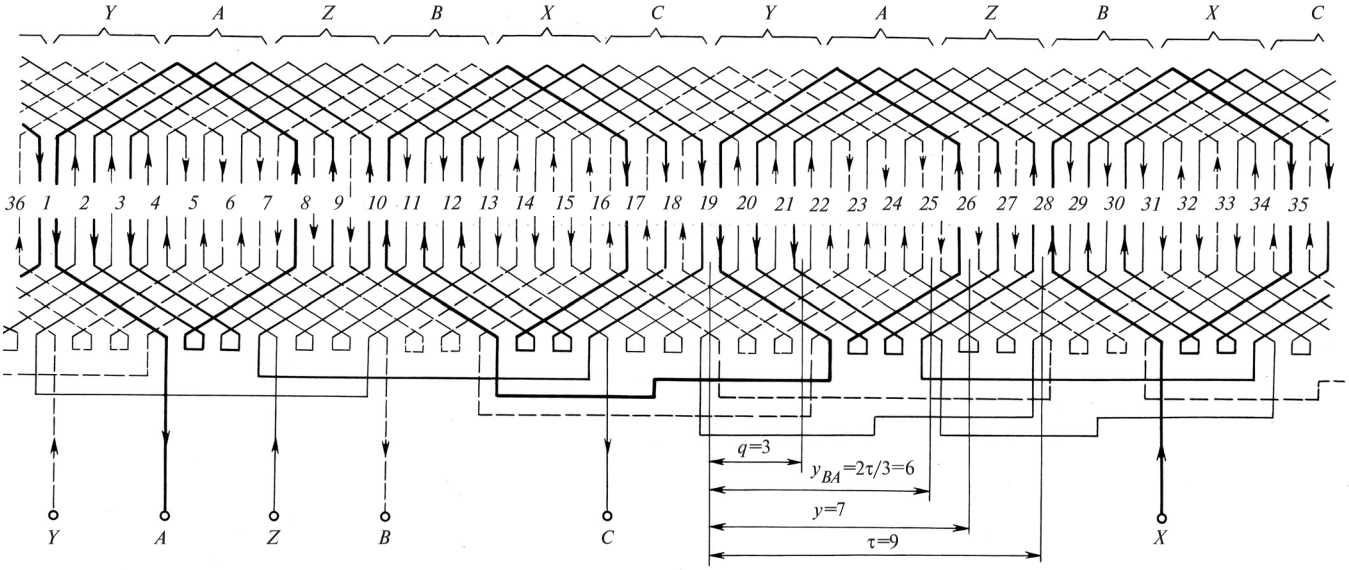


Рис. 22.5. Схема соединения катушек в петлевой обмотке ($Z = 36$, $p = 2$, $m = 3$, $q = 3$, $\tau = 9$, $y = 7$, $a = 1$)

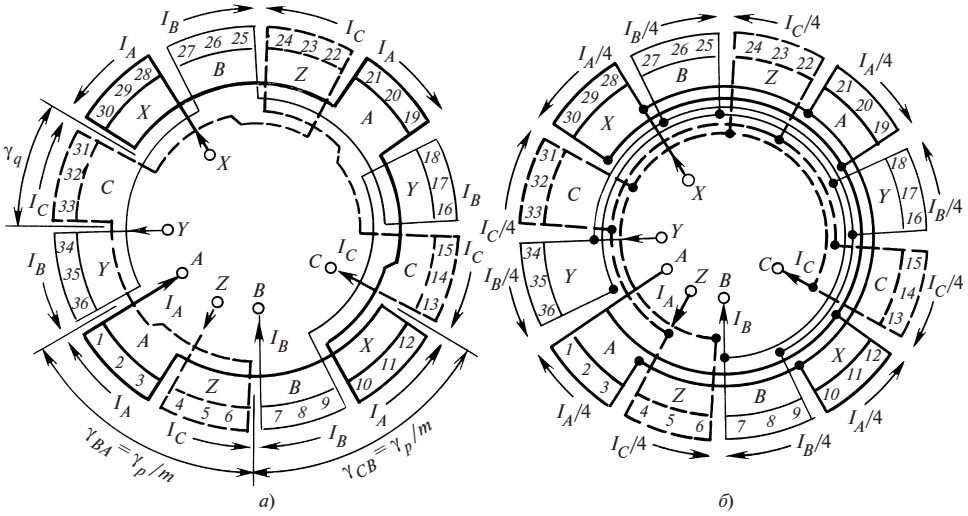


Рис. 22.6. Схема соединения катушечных групп петлевой обмотки по рис. 22.3 при различном числе параллельных ветвей:

а — соединение при $a = 1$; *б* — соединение при $a = 2p = 4$

фазы образуется в данном случае только из одной катушечной группы. Положительные направления токов в катушечных группах показаны стрелками при токах I_A/a, I_B/a, I_C/a (от конца к началу в прямых группах A, B, C и от начала к концу в обратных группах X, Y, Z).

Для получения необходимых положительных направлений токов в катушках начала групп A, B, C должны быть присоединены к началам соответствующих фаз (A, B, C), а концы этих групп — к концам фаз (X, Y, Z). Начала групп X, Y, Z должны быть присоединены, наоборот, к концам соответствующих фаз (X, Y, Z), а концы этих групп — к началам фаз (A, B, C).

Возможно также образование схемы обмотки при $2p > a > 1$. В этом случае группы соединяются между собой параллельно-последовательно. Например, для схемы по рис. 22.3 при $a = 2$ в каждую параллельную ветвь войдут по две катушечные группы. Вообще число катушечных групп в параллельной ветви равно $2p/a$. Это число должно быть обязательно целым. Для того чтобы ток между параллельными ветвями делился поровну, параллельные ветви должны быть совершенно идентичны (обладать одинаковыми активными и индуктивными сопротивлениями). Это условие выполняется, если параллельные ветви собраны из одинакового числа правильно соединенных кату-

шечных групп и имеют одинаковое число последовательно соединенных витков

$$w = \frac{2p}{a} q w_к, \qquad (22.5)$$

где $w_к$ — число витков в катушке; $qw_к$ — число витков в катушечной группе; $2p/a$ — число последовательно включенных катушечных групп в параллельной ветви.

22.4. Схема соединения катушек в волновой обмотке

Распределение катушек по фазам и выбор положительных направлений токов в катушках не зависят от того, будут ли эти катушки соединены по схеме петлевой обмотки или по схеме волновой обмотки. Поэтому структура катушек обмотки при заданных Z, p, y, m (например, структура, показанная на рис. 22.3) в равной мере относится и к петлевой, и к волновой обмотке. Однако в обмотке, называемой *волновой*, применяется иной порядок соединения катушек фаз. Здесь простейшими элементами, из которых образуются параллельные ветви обмотки, являются не «катушечные группы», как в петлевой обмотке, а *волновые обходы* катушек обмотки. Схема соединения катушек в волновую обмотку для структуры по рис. 22.3 показана на рис. 22.7.

Катушки на рис. 22.7 отличаются от катушек петлевой обмотки только формой выводов.

Поясним, как осуществляются соединения между катушками фазы *A*. При формировании этой фазы примем за начальную катушку *1*. Для образования первого волнового обхода, показанного утолщенной линией, соединяют конец катушки *1* с началом катушки *19*, смещенной относительно катушки *1* на $2\tau = 2 \cdot 9 = 18$ пазов или на угол $\gamma_p = 2\pi/p = \pi$. Пройдя p катушек, совершим один полный обход окружности сердечника. Таким образом, один волновой обход катушек включает p соединенных последовательно и согласно катушек. В данном случае обход включает в себя две катушки.

После завершения первого обхода нужно совершить второй и последующие обходы, всего q обходов в одном направлении. Чтобы фаза не замкнулась сама на себя в конце обхода, расстояние между последней катушкой предыдущего обхода (например, катушкой *19* первого обхода) и первой катушкой следующего обхода (например, катушкой *2* второго обхода) должно быть взято не 2τ, а $2\tau + 1$ (для условий рис. 22.7 это расстояние равно $2\tau + 1 = 2 \cdot 9 + 1 = 19$). Совершив q обходов, получим первую часть фазы *A1—X1*, содержащую в нашем примере $q = 3$ обхода (первый обход из катушек *1*, *19*; второй — *2*, *20*, третий — *3*, *21*).

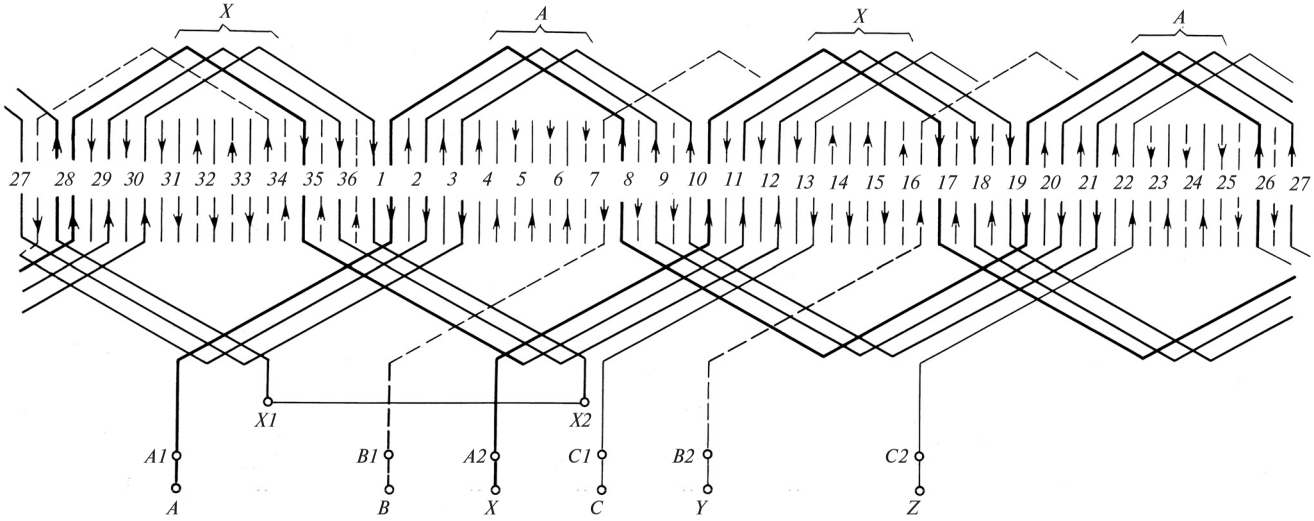


Рис. 22.7. Схема соединения катушек в волновой обмотке ($Z = 36$, $p = 2$, $m = 3$, $q = 3$, $\tau = 9$, $y = 7$)

Вторая часть фазы составляется таким же образом, как и первая, но за начальную нужно взять катушку *10*, смещенную относительно начальной катушки *1* первой части фазы на $\tau = 9$ пазов или угол $\gamma_p/2 = \pi/2$. Первый обход второй части фазы, включающий катушки *10* и *28*, показан также утолщенной линией. Началом *A2* второй части фазы является начало катушки *10*, а концом *X2* — конец катушки *30*.

Обе части фазы совершенно идентичны, так как они содержат одинаковое число последовательно и согласно включенных катушек (каждая часть содержит pq катушек). Поэтому они могут быть включены не только последовательно, но и параллельно. При их последовательном включении образуется обмотка с одной параллельной ветвью в фазе ($a = 1$), при параллельном включении — обмотка с двумя параллельными ветвями ($a = 2$).

При числе параллельных ветвей $a = 1$ (рис. 22.7) для получения правильных положительных направлений токов первая и вторая части должны быть включены встречно: конец *X1* первой части соединяется перемычкой с концом *X2* второй части. Начало *A1* первой части является началом *A* фазы, а начало *A2* второй части — концом *X* фазы.

При числе параллельных ветвей $a = 2$ первая и вторая части включаются параллельно. К началу *A* фазы присоединяются начало *A1* первой части и конец *X2* второй части, к концу *X* фазы — конец *X1* первой части и начало *A2* второй части.

Две другие фазы обмотки (на рис. 22.7 показаны только их первые и последние катушки) формируются так же, как и фаза *A*. Число витков в параллельной ветви фазы обмотки определяется по-прежнему по (22.5).

22.5. Выбор типа и параметров обмотки

Петлевая и волновая двухслойные обмотки, составленные из одинаковых катушек, имеющие одинаковые числа фаз m и параллельных ветвей a, в электромагнитном отношении совершенно идентичны. При одних и тех же токах в фазах эти обмотки образуют одинаковые магнитные поля. Они отличаются друг от друга только общей длиной провода, требующегося для изготовления катушек и соединений между ними. При большом числе витков в катушках и большом числе пазов на полюс и фазу, когда роль соединений невелика, общая длина провода практически одинакова. При малом числе пазов на полюс и фазу $q \approx 2 \div 3$, большом числе периодов и малом числе витков в катушке и, особенно в предельном случае, когда $w_к = 1$, выгоднее применение волновой обмотки. В этом случае экономия проводникового материала может составить 5—10 %. При малом числе периодов (например, при $p = 1 \div 2$), когда длина перемычек между двумя частями об-

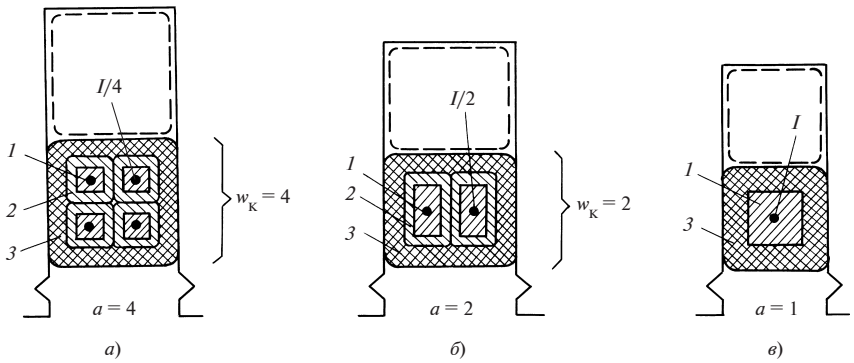
мотки фазы (*A1—X1* и *A2—X2*) велика по сравнению с общей длиной соединений, волновую обмотку применять нецелесообразно.

Технологически одновитковые катушки образуются (спаиваются) из двух полукатушек, называемых *стержнями*. Как волновые, так и петлевые одновитковые обмотки, собранные из стержней, называются *стержневыми обмотками*. Обмотки, у которых ток в катушечной стороне $Iw_к/a$ одинаков:

$$Iw_к/a = \text{idem},$$

равноценны в отношении образования магнитного поля. При этом они могут иметь различное число витков в катушках $w_к$ и различное число параллельных ветвей в фазах a. На рис. 22.11 в качестве примера показаны катушечные стороны трех таких идентичных в отношении образования магнитного поля обмоток (предполагается, что в остальном эти обмотки ничем не отличаются друг от друга, т.е. Z = = idem; образуют одинаковое число периодов p = idem; имеют одинаковое число фаз m = idem, одинаковый шаг y и одинаковую плотность тока J в проводниках).

Выбор числа параллельных ветвей и числа витков (при $Iw_к/a$ = = idem) связан с технологией изготовления обмотки и надежностью ее работы. Если удается выбрать число параллельных ветвей a таким, чтобы получилась одновитковая катушка, $w_к = 1$, то обычно останавливаются на этом варианте (рис. 22.8, *в*), поскольку в одновитковой двухслойной обмотке (обычно стержневой) корпусная изоляция выполняет одновременно функции витковой изоляции и надежность изоляции при уменьшении расхода изоляционных материалов и места, занимаемого катушкой в пазу, получается повышенной (ср. по расходу изоляционных материалов рис. 22.8, *а* и *б*).



а) *б*) *в*)

Рис. 22.8. Обмотки с одинаковым током $Iw_к/a$ в катушечных сторонах:

1 — эффективный проводник с током I/a; *2* — витковая изоляция эффективных проводников друг от друг; *3* — корпусная изоляция проводников от стенок паза

22.6. Модель периода обмотки. Электрические углы между элементами обмотки

Многополюсные многофазные обмотки предназначены для образования периодических магнитных полей. Такое *периодическое магнитное поле образуется обмоткой, структура которой повторяется на каждом периоде обмотки*. Например, структура обмотки на периоде от паза *1* до паза *18* (по рис. 22.3) полностью повторяется на периоде от паза *19* до паза *36*. В этой обмотке токи в пазах, равноотстоящих от начала периодов, т.е. токи в пазах, смещенных на целое k число периодов и имеющих номер $N + 2\tau k$, всегда одинаковы (например, в пазах $N = 6$ и $N + 2\tau k = 6 + 2 \cdot 9 \cdot 1 = 24$ размещаются одинаково направленные токи фаз *C* и *B*).

Для получения исчерпывающего представления о структуре обмотки достаточно изобразить только один ее период. Добавив к изображению одного периода изображения еще и других периодов, мы не получим никакой новой информации о свойствах обмотки.

Моделью периода многопериодной обмотки является обмотка однопериодной (двухполюсной) машины, имеющая то же число фаз m, то же число пазов на полюс и фазу q, то же полюсное деление τ, *такой же шаг обмотки y и такое же число витков в катушках* $w_к$.

Модель периода обмотки по рис. 22.3 показана на рис. 22.9. Нетрудно проверить, что она повторяет период структуры обмотки по рис. 22.3. (Токи в пазу *N* модели совпадают с токами в пазу $N + 2\tau k$ оригинала, где $k = 0$ или 1, $\tau = 9$.) Модель изображает одновременно любой из периодов многополюсной обмотки (как период от паза *1* до паза *18*, так и период от паза *19* до паза *36*).

Сравнивая изображения многополюсной обмотки (см. рис. 22.3) и ее модели (рис. 22.9, *а*), можно заметить, что угловой период обмотки модели $\alpha_p = 2\pi$ в p раз больше, чем угловой период самой многополюсной обмотки, равный

$$\gamma_p = 2\pi/p, \text{ т.е. } \alpha_p = p\gamma_p = 2\pi.$$

Во столько же раз увеличиваются при переходе к модели все углы между сходственными элементами обмотки и ее модели

$$\alpha = p\gamma, \tag{22.6}$$

где γ — угол между некоторыми элементами обмотки; α — угол между теми же элементами в модели обмотки.

В теории электрических машин угол γ между некоторыми элементами обмотки, измеренный на ее полном многополюсном изображении, называют «*геометрическим углом*» (или просто «углом» в обыч-

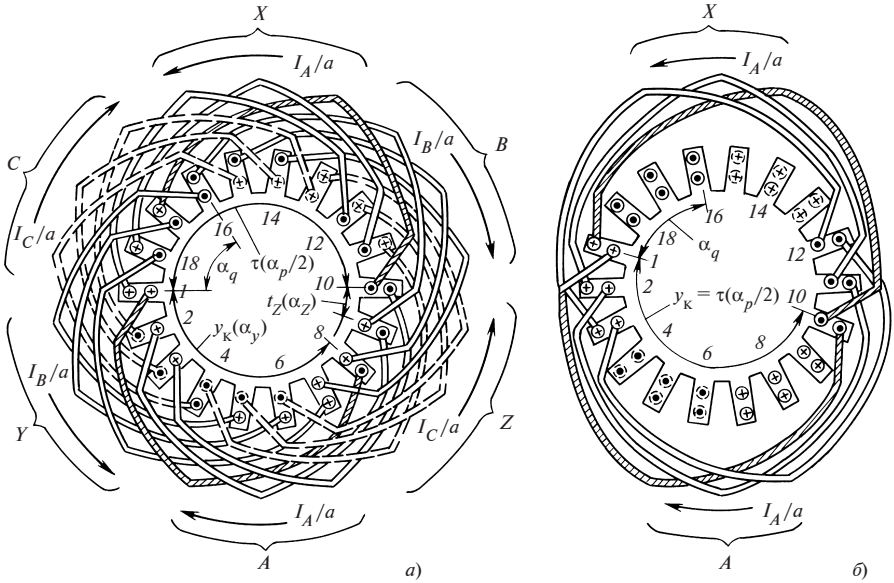


Рис. 22.9. Модели периодов двухслойных обмоток:

а — модель обмотки по рис. 22.3, имеющей $\tau = 9$, $y = 7$, $q = 3$, $m = 3$; *б* — модель обмотки, имеющей $\tau = y = 9$, $q = 3$, $m = 3$

ном понимании). Угол же $\alpha = p\gamma$ между теми же элементами обмотки, измеренный на ее одноперiодной модели, — «*электрическим углом*».

«Электрические углы» между характерными элементами обмотки (углы в модели) определяют основные свойства обмотки (независимо от числа периодов). Угловой период p-периодной обмотки соответствует электрическому углу

$$\alpha_p = 2\pi.$$

Зубцовое деление в модели охватывает угол

$$\alpha_Z = 2\pi/(2mq) = \pi/(mq). \qquad (22.7)$$

В многополюсной обмотке зубцовое деление охватывает угол

$$\gamma_Z = 2\pi/Z = 2\pi/(2pmq) = \pi/(pmq).$$

Фазная зона, занятая проводниками фазы (в одном слое) на каждом полюсном делении, в модели охватывает угол

$$\alpha_q = q\alpha_Z = \pi/m, \qquad (22.8)$$

т.е. $1/m$ часть полюсного деления [в многополюсной обмотке эта зона охватывает угол $\gamma_q = q\gamma_Z = \pi/(pm)$].

Шаг обмотки в модели

$$\alpha_y = y_к \pi / \tau. \qquad (22.9)$$

Шаг в многополюсной обмотке

$$\gamma_y = y\gamma_p / 2\tau = y\pi / (\tau p).$$

Правила составления структуры одноперiодной обмотки модели ничем не отличаются от изложенных выше правил составления структуры многопериодной обмотки. В качестве примера на рис. 22.9, *б* составлена структура модели, изображающей обмотку, которая отличается от обмотки по рис. 22.3 только тем, что в ней отсутствует укорочение шага, т.е. $y = \tau$. Модель по рис. 22.9, *б*, иллюстрирует отмеченное выше отсутствие смещения верхнего и нижнего слоев обмотки при $y = \tau$, при котором все проводники фазы на данном полюсном делении размещаются только в q пазах (в данном случае в $q = 3$ пазах). Сравните с рис. 22.9, *а*, на котором $y = 7$, $\tau = 9$ и проводники фазы на полупериоде размещаются в $q + (\tau - y) = 3 + (9 - 7) = 5$ пазах.

22.7. Двухслойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу

В двухслойных обмотках, рассмотренных выше, на полюс и фазу приходится целое число пазов и катушек q и на всех полюсных делениях размещается одинаковое количество q катушек каждой из фаз (на рис. 22.3, 22.5, 22.7 по $q = 3$ катушки каждой из фаз).

Кроме этой, наиболее часто употребляемой и наиболее простой по своей структуре, разновидности обмоток, получивших названием *обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу* (или *целых обмоток*), применяются также обмотки, образованные из больших и малых катушечных групп, число катушек в которых отличается на единицу.

Поскольку среднее число q катушек и пазов, приходящихся в таких обмотках на полюс и фазу, всегда дробное, эти обмотки получили название *обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу* (*или дробных обмоток*).

Дробное число q можно представить в виде

$$q = b + c / d,$$

где b — целое число; c / d — правильная несократимая дробь.

При $b \geq 1$ (обычно применяются только такие обмотки) каждая фаза содержит $2p$ катушечных групп (на каждом полюсном делении

по группе). Нетрудно проверить, что для получения заданного дробного числа q пазов на полюс и фазу нужно, чтобы на части полюсов (а именно на $n = 2pc/d$ полюсах) располагались большие группы катушек фазы, образованные из $(b + 1)$ катушек, а на остальных полюсах [т.е. на $(2p - n)$ полюсах] располагались малые группы катушек, образованные из b катушек.

Действительно, при таком соотношении чисел больших и малых катушечных групп число катушек на полюс и фазу будет равно

$$q = \frac{n(b+1) + (2p-n)b}{2p} = b + \frac{c}{d}.$$

Число d, называемое *знаменателем дробности*, равно числу полюсных делений, на которых располагается повторяющаяся по своей структуре часть обмотки. Вся обмотка состоит из $2p/d$ одинаковых по своей структуре частей. Обмотка выполнима при $2p/d$ равном целому числу. Кроме того, знаменатель дробности d не должен быть в симметричной m-фазной обмотке кратен числу фаз (например, 3 в трехфазной обмотке). Поскольку обмотка образовывает периодическое поле, число полюсных делений в ней должно быть обязательно четным. Поэтому первоначальная (повторяющаяся) часть дробной обмотки, называемая *первоначальной обмоткой*, при четном d располагается на d полюсных делениях, а при нечетном d — на $2d$ полюсных делениях.

При четном d вся обмотка состоит из $2p/d$ первоначальных обмоток, при нечетном d — из $2p/(2d)$ первоначальных обмоток.

В любом случае первоначальная обмотка размещается в $Z' = Z/k$ пазах и ей соответствует $p' = p/k$ пар полюсов, где k — общий наибольший делитель чисел Z и p, равный числу первоначальных обмоток в заданной обмотке.

Особенность обмоток с дробным числом q заключается в том, что они состоят из катушечных групп с различными числами катушек: в малых группах по b катушек, в больших — по $(b + 1)$ катушек. Эти группы чередуются в определенном порядке в зависимости от дробной части числа q. Знаменатель дробности d равен числу катушечных групп всех фаз обмотки, через которое повторяется чередование малых и больших групп. В одном чередовании обмотки из d катушечных групп имеется $(d - c)$ малых и c больших групп. Каждому полюсному делению соответствует одна катушечная группа фазы (при $q > 1$). Полное число катушечных групп трехфазной обмотки равно $6p$. Число чередований всей обмотки $6p/d$. (При $b = 0$ обмотка состоит только из больших групп по одной катушке в каждой.)

Максимальное число параллельных ветвей фазы обмотки $a_{max} = 2p/d$. Любое возможно меньшее число параллельных ветвей a определяется из условия: $2p/(ad)$ равно целому числу.

Один из простых способов составления схемы дробной петлевой двухслойной обмотки заключается в следующем.

1. Определяются числа катушек в малой группе b и в большой группе $(b + 1)$.

2. Записывается ряд из c чисел: $\frac{d}{c}$; $2\frac{d}{c}$; $3\frac{d}{c}$; …; $c\frac{d}{c} = d$.

Каждое дробное число заменяется ближайшим большим целым числом и в результате получается ряд из c чисел: N_1; N_2; N_3; …; d.

Этот ряд чисел указывает номера больших групп в порядке следования катушечных групп всех фаз вдоль окружности сердечника для одного чередования обмотки.

3. Номера 1, 2, …, $(N_1 - 1)$ присваиваются малым катушечным группам по b катушек в каждой. Следующая N_1-я катушечная группа (большая) состоит из $(b + 1)$ катушек. Далее аналогичным образом формируются катушечные группы: группы с номерами N_2, N_3, …, d — большие, остальные группы — малые. В таком же порядке составляются еще $(\frac{6p}{d} - 1)$ чередований всей обмотки (имеется в виду трехфазная обмотка).

4. Катушечные группы распределяются по фазам. В одну фазу включается каждая третья катушечная группа.

Положительные направления токов в соседних катушечных группах (принадлежащих разным фазам) выбираются противоположными. Соседние катушечные группы в фазе включаются встречно.

5. Одна параллельная ветвь обмотки может быть образована из d последовательно включенных и расположенных рядом катушечных групп фазы.

6. После составления схемы соединения катушек фазы A (ее начало удобно совместить с началом первой катушечной группы в первом из чередований) выводы и соединения между параллельными ветвями в фазах B и C могут быть выбраны различными способами.

1. Все соединения между катушечными группами в фазе B могут повторять соединения в фазе A со смещением на две катушечные группы. Соединения в фазе C повторяют соединения в фазе A со смещением на четыре группы.

2. Все соединения между катушечными группами в фазе $B(C)$ смещаются при четном d на одно чередование относительно соединений в фазе A (т.е. на d катушечных групп), а при нечетном d — на два

чередования (т.е. на $2d$ катушечных групп). Соединения в фазе C(B) смещаются еще на столько же катушечных групп.

По первому способу фазы идентичны только в отношении образования магнитного поля; последовательность включения малых и больших катушечных групп в фазах получается различной. По второму способу фазы получаются одинаковыми и по структуре катушечных групп (фаза B может быть получена путем поворота фазы A на соответствующий угол).

Пример 22.2. Для дробной петлевой обмотки со следующими данными: $Z = 42$, $2p = 8$, $m = 3$, $q = 1 \cdot \frac{3}{4}$ ($b = 1$, $c = 3$, $d = 4$), $y = 4$, $a = 1$ найти распределение катушек по фазам и пазам и составить схему.

Используя изложенный выше способ составления схемы, определим: число катушечных групп в первоначальной обмотке $3d = 3 \cdot 4 = 12$; число катушечных групп в первоначальной обмотке на одну фазу $d = 4$;

число катушек в малых группах $b = 1$. Число катушек в больших группах $(b + 1) = 2$;

номера больших катушечных групп в одном чередовании определяются рядом чисел $\frac{d}{c} = \frac{4}{3} = 1 \cdot \frac{1}{3}$; $2\frac{d}{c} = 2 \cdot \frac{2}{3}$; $3\frac{d}{c} = 4$, которые должны быть округлены до ближайших бóльших целых чисел: $N_1 = 2$; $N_2 = 3$; $N_3 = 4$; номер малой катушечной группы в чередовании, равный 1, а также число чередований всей обмотки $6p/d = 6 \cdot 4/4 = 6$.

Распределение катушечных групп по окружности магнитопровода, по фазам и пазам, произведенное изложенным способом, см. в табл. 22.1.

Схема обмотки показана на рис. 22.10. Изучая схему, можно заметить, что период структуры обмотки (и поля, образованного токами) соответствует длине первоначальной обмотки, располагающейся на $2p/k$ полюсных делениях или в пределах угла $2\pi/k$, где k — общий наибольший делитель чисел Z и p (в рассмотренном примере при $Z = 42$, $p = 4$ и $k = 2$ период структуры составляет $2p/k = 2 \cdot 4/2 = 4$ полюсных деления, $2p\tau/k = 2pmq/k = 2 \cdot 4 \cdot 3 \cdot (1 \cdot 3/4)/2 = 21$ пазовое деление или угол $2\pi/k = \pi$). Например, на рис. 22.10 структура токов и катушек в зоне от паза *1* до паза *22* полностью повторяется в зоне от паза *22* до паза *42*.

Однако наиболее четко выражена в обмотке с дробным q повторяемость распределения токов (и поля, образованного токами) примерно через два полюсных деления 2τ или угол $\gamma_p = 2\pi/p$ (так, группы катушечных сторон фазы A на рис. 22.10 с чередующимися направления-

Таблица 22.1. **Распределение катушечных групп по окружности магнитопровода**

Номера катушечных групп в чередовании	1; 2; 3; 4	1; 2; 3; 4	1; 2; 3; 4	1; 2; 3; 4	1; 2; 3; 4	1; 2; 3; 4
Количество катушек в группе	1; 2; 2; 2	1; 2; 2; 2	1; 2; 2; 2	1; 2; 2; 2	1; 2; 2; 2	1; 2; 2; 2
Распределение групп по фазам	$\underline{A}\underline{Z}BX$	$\underline{C}\underline{Y}AZ$	$\underline{B}XCY$	$AZBX$	$CYAZ$	$B\underline{X}CY$
Распределение верхних сторон групп по фазам	1; 2; 4; 6; 3; 5; 7	8; 9; 11; 13; 10; 12; 14	15; 16; 18; 20; 17; 19; 21	22; 23; 25; 27; 24; 26; 28	29; 30; 32; 34; 31; 33; 35	36; 37; 39; 41; 38; 40; 42

Примечания: 1. Вертикальной чертой разделены чередования обмотки, содержащие $d = 4$ катушечных групп: $d - c = 1$ малых групп и $c = 3$ больших групп.

2. Буквами A, B, C обозначены прямые катушечные группы; X, Y, Z — обратные катушечные группы фаз. Группы, лежащие в началах и концах фаз, намеченных по второму способу (см. выше), подчеркнуты одной чертой (начало фазы совпадает с началом прямой катушечной группы, конец фазы — с концом обратной катушечной группы).

ми токов повторяются примерно через угол $\frac{\gamma_p}{2} = \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{1}{2} = \frac{2\pi}{4} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\pi}{4}$, показанный на рисунке; группы с одинаковыми направлениями токов — через угол γ_p).

Так же как для обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу (§ 22.2), схема дробной обмотки может быть описана матрицей структуры обмотки $\|G\|$, которая определяется как сумма матриц верхнего $\|G\|_{\text{в}}$ и нижнего $\|G\|_{\text{н}}$ слоев обмотки.

Пример 22.3. Составить матрицу структуры обмотки $\|G\|$ для дробной обмотки, схема которой показана на рис. 22.10 ($Z = 42$, $2p = 8$, $m = 3$, $q = 1\frac{3}{4}$, $y = 4$).

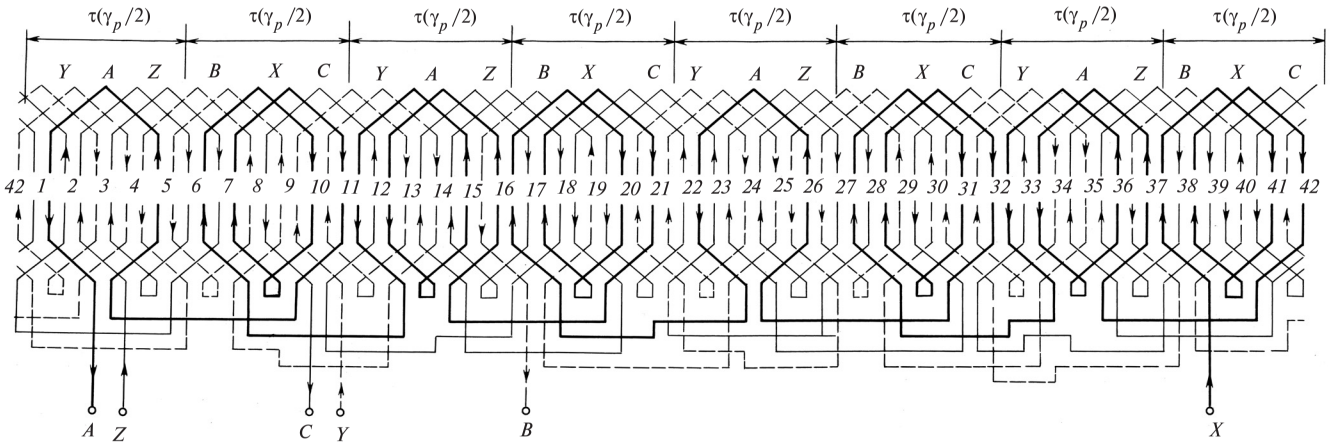


Рис. 22.10. Схема соединения петлевой двухслойной обмотки с дробным числом катушек (пазов) на полюс и фазу ($Z = 42$, $p = 4$, $m = 3$, $y = 4$, $a = 1$, $q = 1¾$)

При $w_к = 2$ матрица структуры обмотки имеет вид:

$$\|G\| = \begin{vmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ -2 & 0 & 0 \\ -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & -2 & 0 \\ 0 & -2 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0 & 2 & 0 \\ -2 & 0 & 0 \\ -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & -2 & 0 \\ 0 & -2 & 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & 0 & -2 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & -2 & 0 \\ 0 & -2 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ -2 & 0 & 0 \\ -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 2 \\ 0 & -2 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2 & 0 & -2 \\ 0 & 0 & -4 \\ 0 & 2 & -2 \\ 0 & 4 & 0 \\ -2 & 2 & 0 \\ -2 & 0 & 2 \\ -2 & 0 & 2 \\ 0 & -2 & 2 \\ 0 & -4 & 0 \\ 2 & -2 & 0 \\ 4 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & -2 \\ 0 & 2 & -2 \\ 0 & 2 & -2 \\ -2 & 2 & 0 \\ -4 & 0 & 0 \\ -2 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 4 \\ 0 & -2 & 2 \\ 2 & -2 & 0 \\ 2 & -2 & 0 \end{vmatrix} .$$

$\|G\|_в$ $\|G\|_н$

Составление матриц $||G||$ для дробных в целых обмоток может быть произведено при помощи ЭВМ.

Дробные обмотки могут быть не только петлевыми, как на рис. 22.10, но и волновыми. Они при малом числе пазов на полюс и фазу $q < 3$ и большом числе периодов в обмотке обладают рядом достоинств по сравнению с целыми обмотками.

22.8. Обмотки возбуждения

Обмотки возбуждения предназначены для образования разноименнополюсного магнитного поля. Обмотка возбуждения представляет собой однофазную разноименнополюсную обмотку, питаемую постоянным током.

Две основные разновидности исполнения этой обмотки рассмотрены в § 19.2. На рис. 19.2, *в* показано устройство *сосредоточенной*

обмотки возбуждения, применяемой при явнополюсной конструкции магнитопровода. Эта обмотка выполняется так же, как однофазная двухслойная, но имеет всего по одной катушке в катушечной группе (число ее катушек на полюс и фазу q равно 1). Кроме того, эта обмотка выполняется без укорочения шага ($y_к = \tau$) и отличается тем, что ее катушечные стороны располагаются в пазах рядом друг с другом, занимая по половине ширины паза (см. рис. 19.2, *в*). Схема сосредоточенной обмотки возбуждения, размещающейся в пазах *1—8* между полюсами, приведена на рис. 22.11. Конструктивное исполнение ротора с такой обмоткой рассмотрено в § 51.2.

Число последовательно включенных витков в сосредоточенной обмотке возбуждения без параллельных ветвей $w = 2pw_к$, где $w_к$ — число витков в катушке обмотки.

Другое возможное исполнение обмотки возбуждения показано на рис. 19.2, *г*. Эта обмотка возбуждения называется *распределенной* и применяется при неявнополюсной конструкции сердечника. В отличие от сосредоточенной обмотки возбуждения, для размещения которой предусмотрено только по одному пазу на каждом полюсном делении ($q = 1$), данная обмотка размещается в $q > 1$ пазах на каждом полюсном делении, причем в каждом пазу располагается только одна катушечная сторона. Это позволяет называть рассматриваемую обмотку однослойной.

Обычно обмотка имеет четное число q пазов на полюс и фазу. В этом случае на каждом полюсном делении имеется по $q/2$ концентрически расположенных катушек. Как видно из схемы распределенной обмотки возбуждения, представленной на рис. 22.12, ее катушки

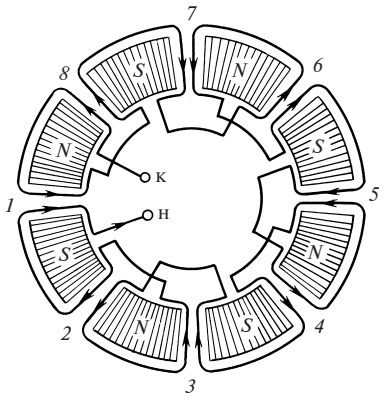


Рис. 22.11. Схема сосредоточенной обмотки возбуждения ($p = 4$, $\tau = y$, $q = 1$)

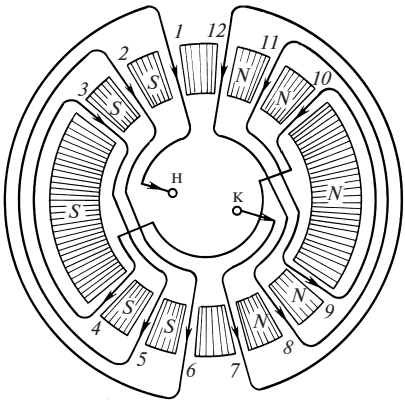


Рис. 22.12. Схема распределенной однослойной обмотки возбуждения ($p = 1$, $q = 6$)

имеют различную ширину. Расчетный шаг обмотки, понимаемый как расстояние между двумя соседними группами пазов, заполненных проводами с токами, в этой обмотке также равен полюсному делению $y_к = \tau$. В целях приближения формы магнитного поля обмотки к синусоидальной пазы с обмоткой размещаются примерно на 2/3 полюсного деления (на рис. 22.12 обмотка размещается в 12 пазах). Конструктивное исполнение ротора с распределенной обмоткой возбуждения рассмотрено в § 51.3.

Число последовательных витков в распределенной однослойной обмотке возбуждения без параллельных ветвей $w = pqw_к$, где $w_к$ — число витков в катушке обмотки.

Глава двадцать третья

РАСЧЕТ ПЕРИОДИЧЕСКОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ В ЛИНЕЙНОМ ПРИБЛИЖЕНИИ

23.1. Основные допущения

Магнитное поле электрической машины во всей его сложности исчерпывающим образом описывается уравнениями (18.1)—(18.6). Однако аналитическое решение этих уравнений методами теории поля в большинстве случаев оказывается невозможным. Это связано со сложной формой поверхностей, ограничивающих магнитопроводы и проводники с токами, а также необходимостью учитывать нелинейные магнитные свойства ферромагнитных материалов. Дополнительные трудности возникают в связи с тем, что взаимное пространственное расположение магнитопроводов и проводников с токами все время изменяется и решение приходится повторять для всех их положений.

Для получения возможности аналитически решить задачу определения поля в машине и затем рассчитать индуктивные параметры обмоток в теории электрических машин используется ряд упрощений и расчетных приемов, которые сводятся к следующим допущениям:

1. Учитывается периодический характер магнитного поля в машине, связанный с периодичностью распределения токов в обмотке (см. § 22.2). Поэтому при расчете поля машины вместо всего объема поля достаточно рассмотреть поле в пределах периода γ_p или даже полупериода $\gamma_p/2$ (полупериод поля машины на рис. 18.7 показан в увеличенном масштабе на рис. 23.1).

2. Принимается допущение о бесконечно большой магнитной проницаемости ферромагнитных магнитопроводов, $\mu = \mu_0\mu_{rc}$ по сравнению с магнитной проницаемостью μ_0, которое делает магнитное поле линейным. Поскольку μ_{rc} (при индукции 1,5—2 Тл) составляет несколько десятков или сотен, это допущение не приводит к существенным ошибкам в определении поля. Кроме того, при этом не исключается возможность впоследствии в практических расчетах приближенно учесть конечное значение магнитной проницаемости μ и магнитного сопротивления ферромагнитных участков магнитной цепи.

3. Приняв допущение о линейности магнитного поля, можно использовать метод наложения и определять магнитное поле машины как сумму полей отдельных ее обмоток. В свою очередь, поле обмотки можно определять как сумму полей, образованных токами в элементарных *периодических системах катушек**.

Периодической системой катушек назовем совокупность из $2p$ катушек, равномерно распределенных по окружности, смещенных относительно друг друга на полпериода и соединенных таким образом, чтобы они образовывали периодическую структуру токов с числом периодов p.

Такая периодическая система катушек выделена утолщенными линиями на рис. 22.3, 22.5, 22.7 (верхние стороны катушек системы размещаются на этих рисунках в пазах *1*, *10*, *19* и *28*). Обратившись к схемам многофазных обмоток, показанным на упомянутых рисунках, можно убедиться в том, что любая из обмоток распадается на сумму периодических систем катушек. Фаза обмотки образуется из q периодических систем катушек, смещенных в пространстве относительно друг друга на одно зубцовое деление. Во всей обмотке содержится mq периодических систем катушек.

Для определения полного поля обмотки достаточно рассчитать магнитное поле одной периодической системы катушек с единичным током $i = 1$, определить поля всех периодических систем при заданных мгновенных токах в них путем пропорционального увеличения поля от единичного тока и просуммировать эти поля, учитывая их расположение в пространстве.

Таким образом, сложнейшая задача расчета магнитного поля, образованного токами во всех обмотках машины, сводится к более простой задаче — определению поля периодической системы катушек при бесконечно большой относительной магнитной проницаемости магнитопроводов $\mu_{rc} = \infty$.

23.2. Пространственная структура магнитного поля многофазной обмотки

С пространственной структурой поля многофазной обмотки можно познакомиться на примере поля ее простейшего элемента — периодической системы катушек, магнитное поле которой изображено на рис. 18.7. Число периодов этого поля равно двум. На каждом полупериоде располагается одна катушка с током, имеющая укороченный шаг. При смещении на полпериода $\gamma_p/2$ поле повторяется с обратными знаками. Магнитное поле в объеме магнитопроводов, линии кото-

* Рассматриваются только обмотки с целым q числом пазов на полюс и фазу (см. § 22.2).

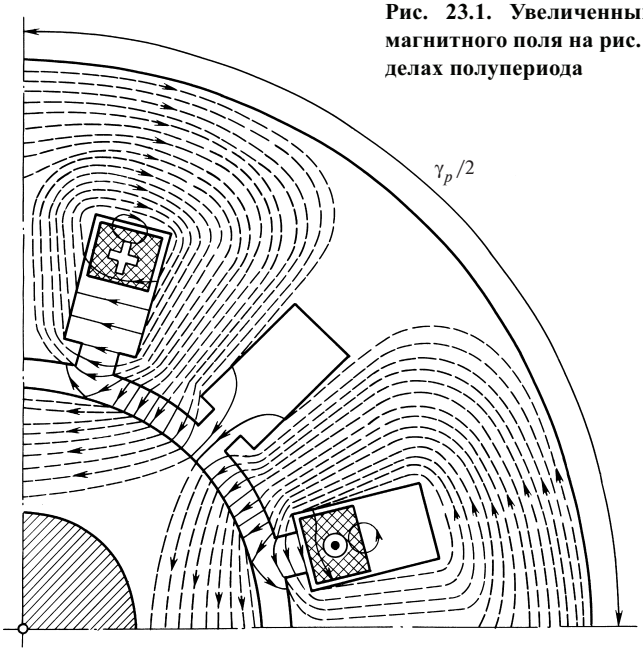


Рис. 23.1. Увеличенный элемент магнитного поля на рис. 18.7 в пределах полупериода

рого показаны на рис. 23.1, при бесконечно большой магнитной проницаемости можно не рассматривать (энергия этого поля равна нулю). Магнитное поле в немагнитном пространстве может быть разделено на три характерных поля: в области зазора; пазов с токами; лобовых частей.

Наибольшую роль при расчете машины играет поле в области немагнитного зазора между магнитопроводами. Энергия этого поля значительно превосходит энергию других рассматриваемых полей, вот почему его расчету будет в дальнейшем уделено наибольшее внимание. Линии поля в зазоре показаны на рис. 23.1 сплошными линиями. Это поле обладает следующими особенностями: во-первых, линии поля в пределах длины магнитопровода лежат в плоскостях, перпендикулярных оси z, а само поле повторяется в каждой из этих плоскостей, что позволяет называть это поле *плоскопараллельным* (*или двухмерным*); во-вторых, все линии поля пересекают зазор, определяют потокосцепление и взаимную индуктивность между рассматриваемой обмоткой и обмотками, располагающимися на другом магнитопроводе, что дает основание называть это поле *полем взаимной индукции*; и в-третьих, в области поля отсутствуют распределенные токи, что дает возможность использовать при расчете поля понятие *скалярного магнитного потенциала* (см. § 23.3).

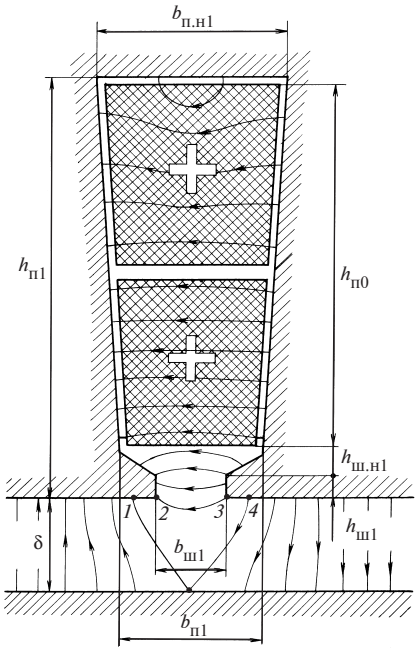


Рис. 23.2. Увеличенный элемент магнитного поля на рис. 18.7 в области паза с током

Поле в области паза с током показано на рис. 23.2. Линии этого поля сцеплены только с проводниками рассматриваемой обмотки. Они нигде не пересекают зазор и не сцепляются с обмотками, расположенными на другом магнитопроводе. Поле такого рода называют *полем рассеяния*. Область *поля пазового рассеяния* отделяется от области поля взаимной индукции в зазоре характерными линиями поля *01* и *04*, проходящими через точку *0* на поверхности другого магнитопровода.

При более детальном рассмотрении поле пазового рассеяния представляют в виде суммы *поля рассеяния в пазу*, существующего непосредственно в области паза (т.е. внутри паза до линий *2 3*), и *поля рассеяния по головкам зубцов*, линии которого выходят в область зазора и существуют в пределах области *01234*.

Поле пазового рассеяния в пределах длины магнитопровода плоскопараллельно. Оно повторяется в любом поперечном сечении машины, а его линии лежат в плоскости таких сечений. Расчет поля пазового рассеяния сложнее, чем расчет поля в области зазора, поскольку в области пазов имеется распределенный ток (плотность этого тока J в пределах сечения катушки можно считать постоянной и направленной по оси машины z). В общем случае при расчете поля пазового рассеяния используется общее описание магнитостатического поля [см. (18.1)—(18.5)], причем несмотря на то, что расчет поля существенно облегчается в связи с двухмерностью и линейностью поля, оно может быть найдено аналитически только в некоторых частных случаях (например, для пазов прямоугольной или круглой формы). Однако аналитическое решение получается настолько громоздким, что в практических расчетах для пазов любой формы используют приближенные решения, полученные на основе идеализации картины поля. Такое приближенное решение рассматривается в дальнейшем в связи с определением индуктивности пазового рассеяния (см. § 28.7).

К области *поля лобовых частей* относится немагнитное пространство вокруг лобовых частей катушек за пределами магнитопроводов. Линии этого поля замыкаются вокруг лобовых частей и имеют сложную пространственную конфигурацию. Точное определение поля лобовых частей требует использования полного описания магнитостатического поля, изложенного в начале параграфа. Решение задачи осложняется в связи с объемным характером поля и сложной формой лобовых частей катушек. Известное влияние на это поле могут оказывать близлежащие конструктивные части машины из ферромагнитных материалов: подшипниковые щиты, станина, вал и т.п. Вместе с тем угловое положение ротора по отношению к статору может не учитываться.

Энергия поля лобовых частей незначительна. Поэтому при расчете поля лобовых частей и индуктивности лобовых частей (см. § 28.7) не требуется большой точности. Важно отметить, что часть линий поля лобовых частей сцепляется с лобовыми частями обмоток другого магнитопровода и принимает участие в образовании взаимной индуктивности между этими обмотками. Поэтому к *полю рассеяния лобовых* частей относится только оставшаяся часть поля лобовых частей. Доля поля лобовых частей в образовании взаимной индуктивности между обмотками разных магнитопроводов (по сравнению с полем взаимной индукции в области зазора) очень мала. С влиянием поля лобовых частей на взаимную индуктивность между обмотками можно не считаться.

23.3. Подход к расчету магнитного поля взаимной индукции многофазной обмотки

При оговоренных в § 23.1 допущениях поле взаимной индукции многофазной обмотки плоскопараллельно (двухмерно) и его энергия сосредоточена в области немагнитного зазора, где отсутствуют распределенные токи. Напряженность $\bar{H}$ такого поля можно выразить как градиент вспомогательной функции — градиент скалярного магнитного потенциала $\varphi_m = \varphi$

$$\bar{H} = -\operatorname{grad}\varphi. \qquad (23.1)$$

Подстановкой (23.1) в (18.2) и (18.3) легко получить для скалярного магнитного потенциала дифференциальное уравнение второго порядка в частных производных, называемое уравнением Лапласа:

$$\nabla^2\varphi = \frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} = 0\,. \qquad (23.2)$$

Для определения φ в любой точке области зазора с координатами x, y нужно решить (23.2) с учетом граничных условий на ферромагнитных поверхностях, соответствующих мгновенным токам в фазах обмотки. Граничные условия задаются в виде распределения потенциала φ на поверхностях. Определение этого распределения представляет собой самостоятельную задачу, которая может быть однозначно решена, если известны схема обмотки и мгновенные токи в ее фазах. Однако ее решение тем труднее, чем сложнее схема обмотки. Поэтому целесообразно решить эту задачу сначала для токов в периодической системе катушек, а распределение потенциалов для многофазной обмотки найти путем суммирования потенциалов периодических систем катушек.

После решения (23.2) относительно φ при найденном таким образом распределении потенциала на граничных поверхностях составляющие напряженности поля в области зазора находятся при помощи (23.1):

$$H_x = -\partial\varphi / \partial x;\ H_y = -\partial\varphi / \partial y. \qquad (23.3)$$

23.4. Расчетная длина магнитопровода

На рис. 23.3 изображено продольное сечение машины по рис. 18.7. Один из магнитопроводов длиной l разделен на несколько пакетов длиной l', между которыми имеются промежутки (радиальные каналы) шириной $b_в$, предназначенные для увеличения поверхности охлаждения. Как видно из картины магнитного поля в области зазора, это поле почти равномерно и постоянно в зоне магнитных пакетов (в поперечном сечении, проведенном в этой зоне, поле можно считать плоскопараллельным), несколько ослаблено в зоне каналов и постепенно затухает по мере удаления от торцов магнитопровода после выхода из зазора.

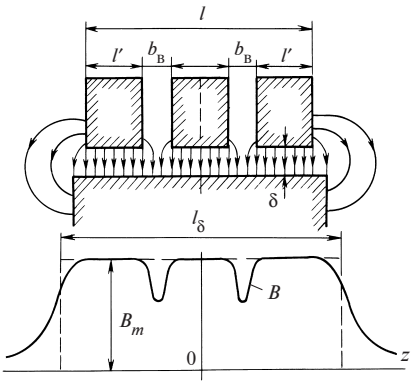


Рис. 23.3. Определение расчетной длины магнитопровода

Все это отражается на форме кривой радиальной (нормальной) составляющей индукции в зазоре B. Для того чтобы упростить дальнейшие расчеты и вместе с тем не исказить процессы преобразования энергии в машине, неравномерное по длине машины поле заменяется равномерным полем с индукцией, равной индукции B_m в области паке-

тов, причем предполагается, что это равномерное поле существует на расчетной длине l_δ, найденной из условия сохранения магнитного потока

$$\Phi = \int_{-\infty}^{+\infty} B \, \mathrm{d}z = B_m l_\delta$$

на единицу длины по окружности зазора, откуда

$$l_\delta = \frac{1}{B_m} \int_{-\infty}^{+\infty} B \, \mathrm{d}z \, .$$

Можно показать, что

$$l_\delta = l - n_в b'_в + 2\delta \, , \qquad (23.4)$$

где $b'_в = c_0 c_в \delta$; $c_в = \dfrac{b_в / (c_0 \delta)}{5 + b_в / (c_0 \delta)}$; $c_0 = 1$ при каналах только на статоре (или только на роторе); $c_0 = 0{,}5$ при каналах и на статоре и на роторе. При очень малом зазоре ($\delta << b_в$) расчетная ширина канала $b'_в \approx b_в$; при очень большом зазоре ($\delta >> b_в$) расчетная ширина канала $b'_в \approx 0$.

Глава двадцать четвертая

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ ФАЗЫ ОБМОТКИ И ЕЕ ЭЛЕМЕНТОВ

24.1. Магнитное поле и МДС периодической системы токов

Периодическая система токов чередующегося направления с периодом 2τ показана на рис. 24.1. Токи $iw_к$ и $(-iw_к)$ размещаются в пазах магнитопровода *M1*. При смещении на расстояние τ направление тока в пазу изменяется на противоположное. Возбужденный магнитопровод *M1* отделен от невозбужденного магнитопровода *M2* зазором δ. Имея в виду малость зазора δ по сравнению с его радиусом R ($\delta << R$), можно не учитывать влияние кривизны и заменить кольцевой зазор плоским. Положение точки в плоском зазоре удобно характеризовать расстоянием x от оси паза, которое связано с угловой координатой этой точки в кольцевом зазоре γ следующим простым соотношением: $x = \gamma R$, где R — средний радиус зазора.

Рассмотрим сначала поле в *зазоре около паза с током*, например паза с током $iw_к$, ось которого проходит через точку 0_s.

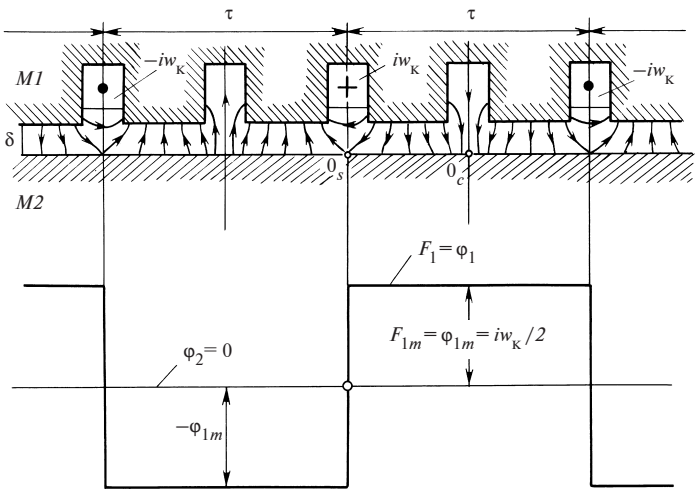


Рис. 24.1. Периодическая система токов

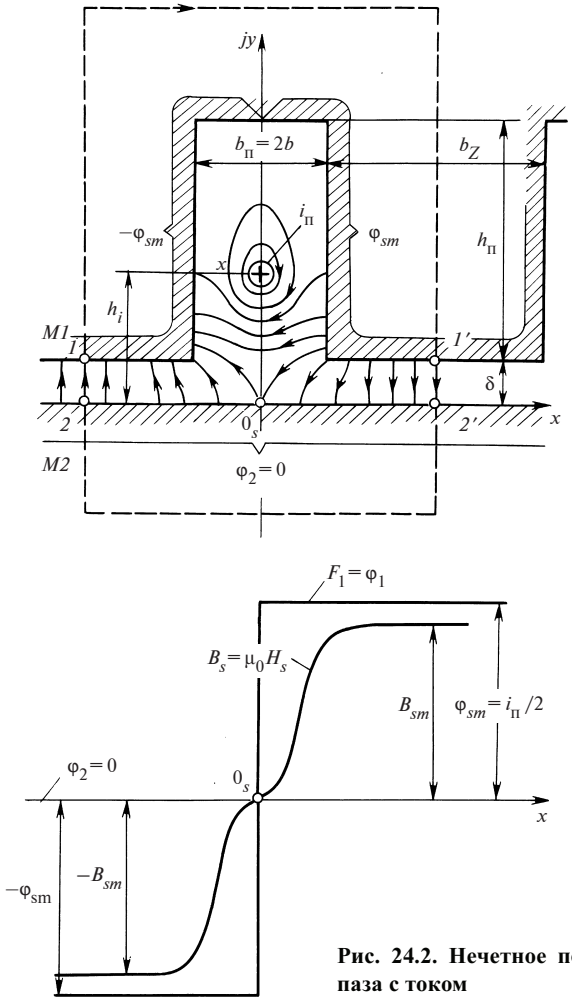


Рис. 24.2. Нечетное поле в области паза с током

В целях упрощения анализа заменим распределенный ток в пазу, показанный на рис. 24.1, равным ему линейным током $i_п = iw_к$, сосредоточенным на расстоянии h_i от поверхности невозбужденного магнитопровода *M2* (рис. 24.2).

Для определения магнитного потенциала на границах области зазора, совпадающих с поверхностями магнитопроводов *M1* и *M2*, применим закон полного тока к контуру *1′ 2′ 2 1 1′*, симметричному относительно оси паза:

$$\oint H_l \, \mathrm{d}l = iw_к .$$

При бесконечно большой магнитной проницаемости μ_c и конечной индукции магнитного поля B напряженность поля внутри магнитопроводов

$$H = B/\mu_c = 0$$

и падения магнитного потенциала внутри магнитопроводов не происходит:

$$\int_{2}^{2'} H_l \, \mathrm{d}l = \int_{1'}^{1} H_l \, \mathrm{d}l = 0 .$$

Поэтому циркуляция вектора $\bar{H}$ может быть представлена в виде суммы изменений потенциала в зазоре на участках *1′2′* и *21*:

$$\oint H_l \, \mathrm{d}l = \int_{1'}^{2'} H_l \, \mathrm{d}l + \int_{2}^{1} H_l \, \mathrm{d}l = \int_{1'2'21} H_l \, \mathrm{d}l = iw_{\text{к}} .$$

Если учесть, что магнитное поле симметрично относительно оси паза и, следовательно,

$$\int_{1'}^{2'} H_l \, \mathrm{d}l = \int_{2}^{1} H_l \, \mathrm{d}l = \frac{iw_{\text{к}}}{2},$$

а также принять магнитный потенциал невозбужденного магнитопровода *M2* равным нулю $\varphi_2 = 0$, то магнитный потенциал возбужденного магнитопровода *1* справа от оси паза (при $x > 0$) окажется равным

$$\left.\begin{aligned} \varphi_1 &= \varphi_2 + \int_{1'}^{2'} H_l \, \mathrm{d}l = \frac{iw_{\text{к}}}{2} = \varphi_{sm} \\ \text{и слева от оси паза (при } x < 0) \\ \varphi_1 &= \varphi_2 - \int_{2}^{1} H_l \, \mathrm{d}l = -\frac{iw_{\text{к}}}{2} = -\varphi_{sm} . \end{aligned}\right\} \qquad (24.1)$$

Из этого выражения следует, что потенциал магнитопровода *M1* слева от паза отличается от потенциала справа от паза на ток в пазу $iw_{\text{к}}$ (положительным считается ток, направленный «от нас»).

Поле в зазоре машины зависит от разности магнитных потенциалов между поверхностями магнитопроводов *M1* и *M2*, которая создается под воздействием токов в обмотке. В теории электрических машин эту разность магнитных потенциалов, равную линейному интегралу напряженности магнитного поля в зазоре или полному току,

приходящемуся на зазор, принято называть *магнитодвижущей силой* (МДС). МДС следует определять

$$F_1 = \varphi_1 - \varphi_2. \qquad (24.2)$$

Распределение МДС F_1 вдоль зазора показано на рис. 24.1 и 24.2. В промежутке между осями пазов с токами МДС сохраняет свое значение. На оси паза с током МДС изменяется на значение тока паза $i_{\text{п}} = iw_{\text{к}}$.

В электрических машинах с насыщенным магнитопроводом МДС складывается из нескольких составляющих, каждая из которых уравновешивает *магнитное напряжение* в определенном участке магнитной цепи. Эти составляющие МДС определяются в результате расчета магнитной цепи, обозначаются тем же символом и называются в дальнейшем магнитными напряжениями.

Магнитное поле в области паза с линейным током $i_{\text{п}}$ можно выразить через скалярный потенциал φ. Поскольку распределение потенциала на границе области поля обладает нечетной относительно оси паза симметрией (потенциал магнитопровода *M1* справа от оси паза равен $\varphi_1 = \varphi_{sm} = i_{\text{п}}/2$, потенциал магнитопровода *M1* слева от оси паза равен $\varphi_1 = -\varphi_{sm} = -i_{\text{п}}/2$; потенциал магнитопровода *M2* равен нулю, $\varphi_2 = 0$), то это поле называют *нечетным*. Оно может быть найдено методом конформного преобразования путем решения уравнения (23.2). Для получения решения в аналитической форме должны быть выполнены два следующих условия: во-первых, глубина паза должна быть достаточно велика ($h_{\text{п}} > 1{,}5b_{\text{п}}$) и, во-вторых, соседний паз должен быть отдален от рассматриваемого на расстояние $b_Z > 3\delta$. При выполнении этих условий модуль индукции B_s в точке, положение которой определяется комплексной координатой $z = x + jy$, может быть представлен в функции комплексного параметра t:

$$B_s = \mu_0 H_s = \left| \frac{\mu_0 \varphi_{sm} t \sqrt{t - a_{\text{п}}}}{\delta (t - r)\sqrt{t + 1}} \right|, \qquad (24.3)$$

где $a_{\text{п}} = (2\delta / b_{\text{п}})^2$; r — значение параметра $t = t_0$, соответсвующего точке расположения тока $i_{\text{п}}$ с координатой $z_0 = x_0 + jy_0 = 0 + jh_i$ [$r = t_0$ определяется решением (24.4б)].

Комплексная координата z является функцией того же параметра t:

$$z = x + jy = \frac{2\delta}{\pi}\left(\frac{1}{\sqrt{a_{\text{п}}}} \operatorname{arctg} \frac{\eta}{\sqrt{a_{\text{п}}}} + \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \eta}{1 - \eta} \right) = \varphi(t), \qquad (24.4)$$

где $\eta = \sqrt{(t - a_{\text{п}}) / (t + 1)}$.

Заметим, что для точек, лежащих на поверхности магнитопроводов *M1*, *M2* или на оси паза с током, параметр t является действительным числом. Это видно из следующей таблицы.

$z = x + jy$	$0 + j0$	$\infty + j0$ $\infty + j\delta$	$\frac{b_{\text{п}}}{2} + j\delta$	$\infty + j\infty$ $\frac{b_{\text{п}}}{2} + j\infty$
t	a	$\pm\infty$	-1	0

Для определения $t = t_0$, соответствующего заданной координате $z = z_0 = x_0 + jy_0$ на поверхностях магнитопроводов *M1*, *M2* или на оси паза, необходимо численно решить итерационными методами уравнение (24.4) относительно t_0.

Если точка z_0 лежит на поверхности магнитопровода *M1*, то $y_0 = 0$, $z_0 = x_0$. Как видно из таблицы, t_0 находится в интервале от a до ∞; $\eta_0 = \sqrt{(t_0 - a_{\text{п}})/(t_0 + 1)}$ и $\varphi(t_0) = \mathrm{Re}[\varphi(t_0)]$ являются действительными числами и определение t_0 сводится к решению нелинейного уравнения

$$f(t_0) = x_0 - \varphi(t_0) = 0. \qquad (24.4а)$$

Вместо уравнения (24.4а) удобнее сначала решить численно относительно η_0 вытекающее из него уравнение

$$x_0 - \frac{2\delta}{\pi}\left(\frac{1}{\sqrt{a_{\text{п}}}}\operatorname{arctg}\frac{\eta_0}{\sqrt{a_{\text{п}}}} + \frac{1}{2}\ln\frac{1+\eta_0}{1-\eta_0}\right) = 0,$$

а затем выразить t_0 через найденное η_0:

$$t_0 = (\eta_0^2 + a_{\text{п}})/(1 - \eta_0^2).$$

Если точка z лежит на оси паза, то $x_0 = 0$, $z_0 = jy_0$. Как видно из таблицы, t_0 находится в интервале от 0 до $a_{\text{п}}$; $\eta_0 = \sqrt{(t_0 - a_{\text{п}})/(t_0 + 1)}$ и $\varphi(t_0)$ являются мнимыми числами и определение t_0 сводится к решению нелинейного уравнения

$$f(t_0) = y_0 - \mathrm{Im}[\varphi(t_0)] = 0. \qquad (24.4б)$$

Вместо уравнения (24.4б) удобнее сначала решить вытекающее из него уравнение

$$y_0 - \frac{b_\text{п}}{\pi}\left(\frac{1}{\sqrt{a'_\text{п}}}\operatorname{arctg}\frac{\eta'_0}{\sqrt{a'_\text{п}}} + \frac{1}{2}\ln\frac{1+\eta'_0}{1-\eta'_0}\right) = 0$$

относительно параметра $\eta'_0 = \sqrt{(t'_0 - a'_\text{п})/(t'_0 + 1)}$, являющегося действительным числом при $t'_0 = 1/t_0 \geq a'_\text{п} = 1/a_\text{п}$, а затем выразить t_0 через найденное η'_0:

$$t_0 = 1/t'_0 = [1 - (\eta'_0)^2]/[(\eta'_0)^2 + a'_\text{п}].$$

Теперь можно рассчитать по уравнению (24.3) модуль индукции $B_s = \mu_0 H_s$ поля в точке z_0. Для этого достаточно ввести в это уравнение параметр $t = t_0$, соответствующий z_0. Предварительно необходимо по уравнению (24.4б) определить параметр $t_0 = r$, соответствующий координате точки $z_0 = jh_i$, в которой расположен ток $i_\text{п}$.

Рассчитанная по (24.3) и (24.4) картина поля от тока $i_\text{п}$ в пазу показана на рис. 24.2. Как видно из рисунка, линии поля имеют сложную форму только вблизи паза и в самом пазу, а при удалении от оси паза на некоторое небольшое расстояние $|x| \geq 0{,}5b_\text{п} + 1{,}5\delta$ поле становится практически равномерным: его линии делаются нормальными к поверхностям магнитопровода, индукция приобретает максимальное значение $B_{sm} = \mu_0 H_{sm}$ (одинаковое для всех точек по толщине зазора).

Выбирая путь интегрирования (*1′2′* или *12*) совпадающим с линией поля (там, где оно равномерно) и замечая, что

$$H_l = H_y = H_{sm} = \text{const},$$

можно записать уравнение магнитного напряжения

$$F_{1m} = \varphi_{sm} = \int_1^2 H_l\, dl = \int_0^\delta H_y\, \mathrm{d}y = H_{sm}\delta$$

и найти из него максимальную индукцию магнитного поля в зазоре

$$B_{sm} = \mu_0 H_{sm} = \mu_0 F_{1m}\lambda_m, \qquad (24.5)$$

где $\lambda_m = 1/\delta$ — удельная магнитная проводимость зазора для области с равномерным полем; $F_{1m} = \varphi_{sm} = i_\text{п}/2$.

Решая уравнение (24.4а) относительно t_0 для $z_0 = x_0$ в диапазоне от $x_0 = 0$ до $x_0 = 0{,}5b_\text{п} + 1{,}5\delta$, легко получить при помощи (24.3) распре-

Таблица 24.1. **Распределение индукции в относительных единицах**

x		0	$0{,}2b$	$0{,}4b$	$0{,}6b$	$0{,}8b$	b	$b + 0{,}5\delta$	$b + \delta$	$b + 1{,}5\delta$
B_{s*} при $\frac{h_i - \delta}{b}$	∞	0	0,146	0,299	0,464	0,633	0,784	0,937	0,98568	0,99731
	1	0	0,151	0,307	0,471	0,639	0,788	0,938	0,98595	0,99736
	0,5	0	0,168	0,335	0,501	0,662	0,802	0,942	0,98692	0,99754
	0	0	0,268	0,474	0,625	0,748	0,851	0,956	0,98998	0,99812

деление индукции B_s на поверхности гладкого магнитопровода *M2* в функции от $x = x_0$. Зависимость $B_s = B_s(x)$ показана на рис. 24.2. Значения B_s в характерных точках этой зависимости при $x = 0$ и $x = \infty$ могут быть найдены аналитически. При $x = 0$, $y = 0$, когда $t = a_{\text{п}}$, из (24.3) следует, что $B_s = 0$. При $x = \infty$, $y = 0$, когда $t = \infty$, поле делается равномерным и индукция приобретает максимальное значение

$$B_{sm} = \mu_0 \varphi_{sm} / \delta,$$

которое совпадает со значением, полученным по (24.5). Заметим, что при $x = 0{,}5b_{\text{п}} + 1{,}5\delta$ индукция B_s практически не отличается от максимальной индукции B_{sm} (см. пример 24.1). Так как поле паза с током обладает нечетной симметрией, то индукция этого поля при $x < 0$ может быть определена:

$$B_s(-x) = -B_s(x).$$

Пример. 24.1. Для паза с током, имеющего размеры $b_{\text{п}} = 2b = 0{,}003$ м, $\delta = 0{,}001$, рассчитать по (24.3) распределение индукции в относительных единицах

$$B_{s*} = B_s / B_{sm} = \frac{t\sqrt{t - a_{\text{п}}}}{(t - r)\sqrt{t + 1}}$$

на поверхности невозбужденного магнитопровода ($0 \le x \le b + 1{,}5\delta$; $y = 0$) при следующих положениях тока $i_{\text{п}}$ в пазу: $h_i - \delta = 0$; $0{,}5b$; b и ∞. Результаты расчета сведены в табл. 24.1.

24.2. Учет влияния зубчатости магнитопроводов. Коэффициент зазора

На рис. 24.3 показано магнитное поле, образованное периодической системой токов $iw_{\text{к}}$ и $(-iw_{\text{к}})$, в области паза без тока по рис. 24.1. Ширина пазов $b_{\text{п}}$ предполагается соизмеримой с немагнитным зазо-

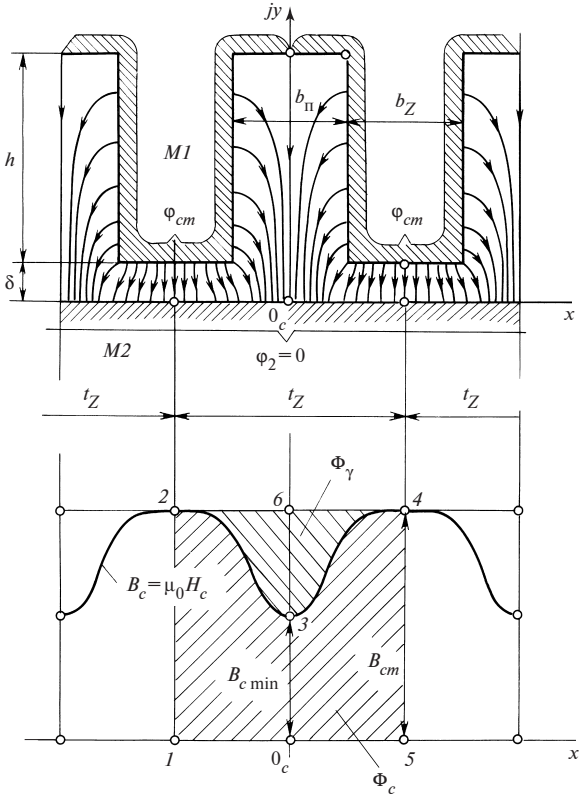


Рис. 24.3. Четное поле в области паза без тока

ром δ. В этом случае поле в зоне пазов без тока получается существенно ослабленным, а его индукция значительно меньшей, чем в зоне зубцов.

Магнитное поле в области паза без тока можно выразить через скалярный магнитный потенциал φ. Поскольку распределение потенциала на границе области поля обладает четной симметрией относительно оси паза (потенциал магнитопровода *M1* и слева и справа от оси паза равен $\varphi_1 = \varphi_{ст} = \text{const}$, потенциал магнитопровода *M2* равен нулю, $\varphi_2 = 0$), то это поле называют *четным**.

При выполнении таких же условий, как для паза с током, поле в области паза без тока может быть найдено методом конформного преобразования путем решения уравнения (23.2).

* Четное поле называют также *униполярным*, имея в виду, что $\varphi_1 = \varphi_{ст} = \text{const}$ и $\varphi_2 = 0 = \text{const}$.

Модуль индукции B_c в области паза без тока в точке, положение которой определяется комплексной координатой $z = x + jy$, может быть (так же как для паза с током) представлен в функции комплексного параметра t:

$$B_c = \mu_0 H_c = \frac{\mu_0 \varphi_{cm}}{\delta} \sqrt{\frac{t}{t+1}}. \qquad (24.6)$$

При заданном $z = z_0$ параметр $t = t_0$ определяют путем численного решения уравнения (24.4). В частном случае при $z_0 = x_0, y_0 = 0$ численно решается уравнение (24.4а). В другом частном случае при $z_0 = jy_0$, $x_0 = 0$ — уравнение (24.4б).

Решая уравнение (24.4а) относительно t_0 для $z_0 = x_0$ в диапазоне от $x_0 = 0$ до $x_0 = 0{,}5b_п + 1{,}5\delta$, легко получить при помощи (24.6) распределение индукции B_c на поверхности гладкого сердечника *M2* в функции от $x = x_0$. Зависимость $B_c = B_c(x)$ показана на рис. 24.3. Значения B_c в характерных точках этой зависимости могут быть найдены аналитически. На оси паза при $x = 0$, $y = 0$, когда $t = a_п$, из (24.6) находим минимальное значение индукции:

$$B_{c\min} = \mu_0 H_{c\min} = \frac{\mu_0 \varphi_{cm}}{\delta} \sqrt{\frac{a_п}{a_п + 1}},$$

где $a_п = (2\delta / b_п)^2$.

При $x = \infty$, $y = 0$, когда $t = \infty$, поле делается равномерным и индукция приобретает максимальное значение

$$B_{cm} = \mu_0 \varphi_{cm} / \delta,$$

которое при $\varphi_{cm} = \varphi_{sm}$ совпадает со значением, определенным по (24.5).

Так же как в области паза с током, при $x = 0{,}5b_п + 1{,}5\delta$ индукция B_c практически не отличается от максимальной индукции B_{cm} (см. пример 24.2).

Так как поле в области паза без тока обладает четной симметрией, то индукция этого поля при $x < 0$ может быть определена:

$$B_c(-x) = B_c(x).$$

Магнитный поток через зубцовое деление, на котором расположен паз без тока, может быть выражен через нормальную составляющую индукции на поверхности сердечника *M2*. Вычисление этого

потока облегчается тем, что при $\mu_c = \infty$, нормальная составляющая индукции не отличается от индукции на этой поверхности.

Поток Φ_c соответствует заштрихованной площади *1 2 3 4 5* на рис. 24.3:

$$\Phi_c = 2 l_\delta \int_0^{t_Z/2} B_c \, dx = \mu_0 l_\delta \varphi_{cm} \Lambda_c ,$$

где $\Lambda_c = 2 \int_0^{t_Z/2} \lambda_c \, dx$ — магнитная проводимость зубцового деления на единицу длины; $\lambda_c = \dfrac{B_c}{\mu_0 \varphi_{cm}} = \dfrac{1}{\delta} \sqrt{\dfrac{t}{t+1}}$ — удельная магнитная проводимость для четного поля.

Если бы паз шириной $b_п$ на этом зубцовом делении отсутствовал, то на всем его протяжении было бы равномерное поле с индукцией $B_{cm} = \mu_0 \varphi_{cm} / \delta$ и поток через зубцовое деление соответствовал бы площади прямоугольника *1 2 6 4 5*:

$$\Phi_{cm} = 2 l_\delta \int_0^{t} B_{cm} \, dx = \mu_0 l_\delta \varphi_{cm} \Lambda_{cm} ,$$

где $\Lambda_{cm} = 2 \int_0^{t_Z/2} \lambda_m \, dx = t_Z / \delta$ — магнитная проводимость зубцового деления при отсутствии паза; $\lambda_m = 1/\delta$ — удельная магнитная проводимость зазора для области с равномерным полем.

Уменьшение потока через зубцовое деление при появлении паза соответствует площади *2 6 4 3* и равно

$$\Phi_\gamma = \Phi_{cm} - \Phi_c = \mu_0 l_\delta \varphi_{cm} \gamma,$$

где $\gamma = \Lambda_{cm} - \Lambda_c = 2 \int_0^{t_Z/2} (\lambda_m - \lambda_c) \, dx$ — уменьшение магнитной проводимости зубцового деления при появлении паза.

Учитывая, что при $x \geq t_Z/2$ $B_c = B_{cm}$ и, следовательно, $\lambda_c = \lambda_m$ и $(\lambda_m - \lambda_c) = 0$, можно заменить верхний предел интеграла $x = t_Z/2$ на $x = \infty$ и считать

$$\gamma = 2 \int_0^{\infty} (\lambda_m - \lambda_c) \, dx .$$

Используя уравнение (24.4), можно заменить переменную x на переменную t. Как видно из табл. 24.1, $x = 0$ соответствует $t = a_{\text{п}}$; $x = \infty$ соответствует $t = \infty$. Определив производную $\mathrm{d}z/\mathrm{d}t$ и имея в виду, что $y = 0$ и $\mathrm{d}y = 0$, можно выразить дифференциал $\mathrm{d}x$ через дифференциал $\mathrm{d}t$;

$$\mathrm{d}x = \mathrm{d}z = \left(\frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}t}\right)\mathrm{d}t = \frac{\delta\sqrt{t+1}}{\pi t\sqrt{t-a_{\text{п}}}}\,\mathrm{d}t.$$

Тогда $\gamma = \frac{2}{\pi}\int\limits_{a}^{\infty}\frac{1}{t}\left(1 - \sqrt{\frac{t}{t+1}}\right)\sqrt{\frac{t+1}{t-a_{\text{п}}}}\,\mathrm{d}t$.

После интегрирования находим:

$$\gamma = \frac{4}{\pi}\left(\frac{1}{\sqrt{a_{\text{п}}}}\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{a_{\text{п}}}} - \ln\sqrt{1 + \frac{1}{a_{\text{п}}}}\right), \qquad (24.7)$$

где $a_{\text{п}} = (2\delta/b_{\text{п}})^2$.

При $b_{\text{п}} \geq \delta$ с достаточной точностью

$$\gamma = (b_{\text{п}}/\delta)^2/(5 + b_{\text{п}}/\delta).$$

Коэффициент зазора, характеризующий увеличение магнитной проводимости зазора при отсутствии паза на зубцовом делении, равен отношению проводимостей Λ_{cm} и Λ_c:

$$k_\delta = \Lambda_{cm}/\Lambda_c = \Lambda_{cm}/(\Lambda_{cm} - \gamma) = t_Z/(t_Z - \gamma\delta), \qquad (24.8)$$

где γ рассчитывается по (24.7).

Формулы (24.7), (24.8) могут быть применены и для учета влияния полузакрытых пазов по рис. 23.2. Для таких пазов нужно ввести в (24.7) $b_{\text{ш}}$ вместо $b_{\text{п}}$ и считать $a_{\text{п}} = (2\delta/b_{\text{ш}})^2$.

Чтобы упростить расчет магнитной цепи, во многих случаях имеет смысл заменить зубчатую поверхность магнитопровода *M1* гладкой поверхностью, отстоящей от поверхности *M2* на такое расстояние $\delta_0 > 0$, называемое расчетным зазором, чтобы магнитная проводимость зубцового деления осталась без изменения.

Из (24.8) следует, что расчетный зазор δ_0 должен превосходить реальный зазор δ в k_δ раз:

$$\delta_0 = k_\delta\delta. \qquad (24.9)$$

Таблица 24.2. **Распределение индукции в относительных единицах**

x	0	$0{,}2b$	$0{,}4b$	$0{,}6b$	$0{,}8b$	b	$b + 0{,}5\delta$	$b + \delta$	$b + 1{,}5\delta$
B_{c*}	0,555	0,568	0,608	0,675	0,765	0,856	0,956	0,99011	0,99814
y	0	$0{,}25\delta$	$0{,}5\delta$	δ	$\delta + 0{,}5b$	$\delta + b$	$\delta + 1{,}5b$	$\delta + 2b$	$\delta + 3b$
B_{c*}	0,555	0,546	0,512	0,422	0,246	0,117	0,0581	0,0206	0,0145

Пример 24.2. Для паза без тока с размерами $b_{\text{п}} = 2b = 0{,}003$ м, $\delta = 0{,}001$ м рассчитать по (24.6) распределение индукции в относительных единицах четного поля

$$B_{c*} = B_c / B_{cm} = \sqrt{t/(t+1)}$$

на поверхности невозбужденного сердечника ($0 \le x \le b + 1{,}5\delta$; $y = 0$) и на оси паза ($0 \le y \le \delta + 3b$; $x = 0$). Результаты расчета сведены в табл. 24.2.

Пример 24.3. Для зубцового деления и паза с размерами $t_z = 0{,}006$ м, $b_{\text{п}} = 0{,}003$ м, $\delta = 0{,}001$ м рассчитать уменьшение магнитной проводимости зубцового деления при появлении паза и коэффициент зазора. По формуле (24.7) найдем $\gamma = 1{,}1266$; по формуле (24.8) — $k_\delta = 1{,}2311$.

Если нужно учесть влияние зубчатости магнитопроводов *M1* и *M2*, то

$$k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}, \qquad (24.10)$$

где $k_{\delta 1}$ и $k_{\delta 2}$ — коэффициенты зазора магнитопроводов *M1* и *M2*, каждый из которых рассчитывается по (24.8) в предположении, что поверхность противоположного магнитопровода гладкая.

24.3. Магнитодвижущая сила периодической системы катушек

Периодическая система катушек является простейшим периодическим элементом фазы обмотки (см. § 23.1). Поэтому для определения магнитного поля фазы следует сначала определить МДС периодической системы катушек, по которым протекает ток параллельной ветви фазы i_a.

Мгновенный ток параллельной ветви фазы

$$i_a = i/a = \sqrt{2} I_a \cos \omega t, \qquad (24.11)$$

где i — мгновенный ток фазы; I, $I_a = I/a$ — действующие токи фазы и ее параллельной ветви.

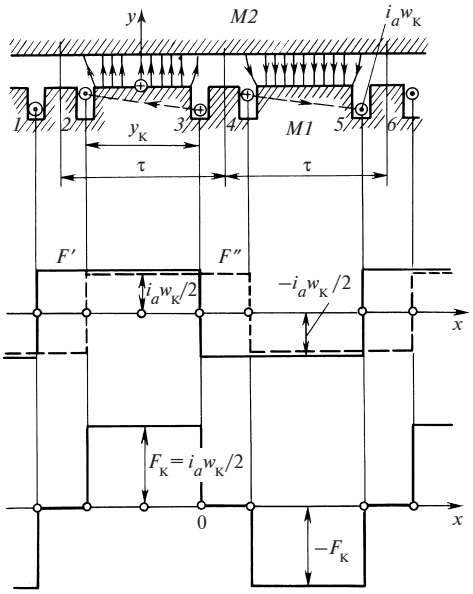


Рис. 24.4. Магнитодвижущая сила периодической системы катушек

Структура токов периодической системы катушек повторяется на каждом периоде, поэтому МДС и поле этой системы достаточно рассмотреть на одном периоде обмотки (двух полюсных делениях τ), показанном на рис. 24.4. На каждом полупериоде располагается по одной катушке периодической системы. Мгновенный ток в фазе предполагается направленным положительно (т.е. от ее конца к ее началу), его направления в сечениях катушек показаны на рисунке.

Магнитодвижущую силу периодической системы катушек представим как сумму МДС двух периодических систем токов: МДС F', образованной периодической системой токов пазов с нечетными номерами (*1*, *3*, *5* …), и МДС F'', образованной периодической системой токов пазов с четными номерами (*2*, *4*, *6* …). В § 24.1 найдены МДС периодических систем токов. Их графическое сложение произведено на рис. 24.4.

В зоне ширины катушек $y_к$ МДС $F = F' + F'' = \pm i_a w_к$, в интервале между катушками $F = 0$.

При перемещении в положительном направлении на оси паза наблюдается увеличение МДС на ток в пазу $i_a w_к$, если ток направлен «к нам», и уменьшение МДС на столько же, если ток направлен «от нас». Видно, что вдоль зазора МДС изменяется периодически с периодом 2τ. Поэтому при смещении на 2τ МДС повторяется с тем же знаком

$$F(x \pm 2\tau) = F(x), \qquad (24.12)$$

а при смещении на τ повторяется с обратным знаком

$$F(x \pm \tau) = -F(x). \qquad (24.13)$$

Приняв за положительное направление для поля и МДС направление от возбужденного магнитопровода *1* к невозбужденному *2*, а за начало отсчета ось катушки, образующей при положительном токе в

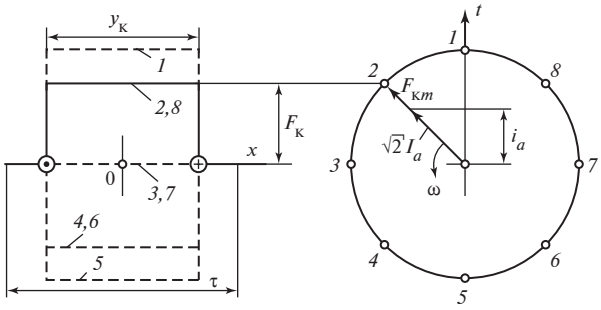


Рис. 24.5. Пульсирующая волна МДС

фазе положительную МДС, можно записать уравнение для МДС на полупериоде:

$$\left.\begin{aligned} &F = F_к = i_a w_к = F_{кm} \cos \omega t \text{ при } -\frac{y_к}{2} < x < \frac{y_к}{2}; \\ &F = 0 \text{ при } -\frac{\tau}{2} < x < -\frac{y_к}{2} \text{ и при } \frac{\tau}{2} > x > \frac{y_к}{2}, \end{aligned}\right\} \qquad (24.14)$$

где $F_{кm} = \sqrt{2} I_a w_к$ — амплитуда МДС периодической системы катушек.

Образуемая периодической системой катушек, по которым протекает переменный гармонически изменяющийся во времени ток i_a, МДС представляет собой неподвижную в пространстве пульсирующую с круговой частотой $\omega = 2\pi f$ *волну.* Положение волны в пространстве определяется расположением катушек; МДС зависит от тока i_a в катушках. На рис. 24.5 показан ряд следующих друг за другом кривых МДС в течение периода изменения тока. Уравнение (24.14) вместе с (24.12) и (24.13) полностью описывает МДС на всем протяжении окружности зазора с p периодами.

Распределение МДС периодической системы катушек на всем протяжении окружности зазора (для машины по рис. 22.3 с числом периодов $p = 2$) изображено на рис. 24.6, *а*. Положение произвольной точки в области зазора может характеризоваться или расстоянием x от начала отсчета 0 вдоль дуги окружности зазора, которое указывалось на развертке кольцевого зазора в полосу (см. рис. 24.4), или углом γ между началом отсчета и этой точкой:

$$\gamma = x / R = x\pi / (\tau p), \qquad (24.15)$$

где $R = \tau p / \pi$ — радиус окружности зазора.

Поскольку МДС повторяется на каждом из периодов машины, для получения исчерпывающего представления о поле взаимной индукции в машине достаточно знать распределение МДС в модели перио-

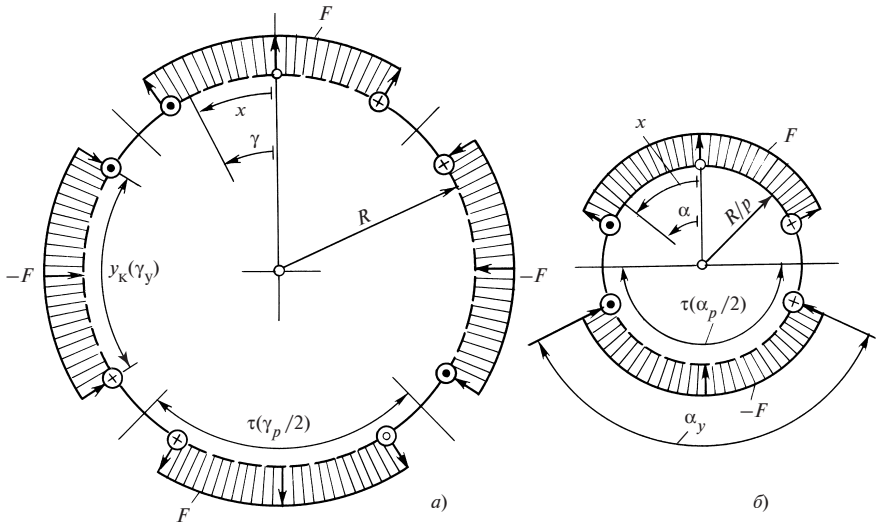


Рис. 24.6. Распределение МДС по окружности зазора в *p*-периодной машине (*а*) и в модели ее периода (*б*)

да машины, в которой должны быть сохранены не только структура обмотки, как в модели периода обмотки (см. § 22.6), но и размеры пазов и зубцов вдоль окружности зазора ($b_п$, t_Z, τ, $y_к$), а также радиальный размер зазора δ и его расчетная длина l_δ в вдоль оси машины.

Длина окружности зазора в модели периода машины равна 2τ. По сравнению с длиной окружности зазора в самой машине она уменьшена в p раз. Поэтому радиус зазора в модели также уменьшен в p раз и равен R/p. Положение сходственной точки в пределах периода поля характеризуется в модели тем же расстоянием x от начала отсчета 0, что и в самой машине. Угол α, характеризующий положение сходственной точки в модели, который называется *электрическим углом*, оказывается больше соответствующего угла γ в самой машине в p раз. Из условия

$$x = \gamma R = \alpha R/p$$

с учетом (24.15) следует:

$$\alpha = p\gamma = x\pi/\tau. \qquad (24.16)$$

Во столько же раз при переходе к модели увеличиваются углы между любыми характерными элементами машины в пределах периода ($\alpha_p = p\gamma_p = 2\pi$, $\alpha_y = p\gamma_y = y\pi/\tau$). В свете сказанного *электрический угол α между любыми элементами в пределах периода машины понимается как угол между теми же элементами в модели периода машины*, в которой периоду поля соответствует угол 2π.

24.4. Разложение МДС периодической системы катушек в ряд Фурье. Коэффициент укорочения

Произведем разложение для момента времени $t = 0$, когда ток в параллельной ветви проходит через положительный максимум

$$i_a = \sqrt{2} I_a .$$

При этом МДС в зоне катушки $\left(-\frac{y_к}{2} < x < \frac{y_к}{2}\right)$ равна

$$F_{кm} = \sqrt{2} I_a w_к .$$

Кривая МДС F при $t = 0$ показана на рис. 24.7. Как видно, МДС является четной функцией относительно оси, проходящей через середину катушки, поэтому в разложении будут содержаться только косинусы. Кроме того, на следующем полупериоде кривая повторяется с обратным знаком. Поэтому разложение будет содержать только нечетные гармоники (см. [14]). На рис. 24.7 показаны первая гармоническая МДС с амплитудой $F_{к1m}$ и полупериодом τ_1 и ν-я гармоническая МДС с амплитудой $F_{к\nu m}$ и полупериодом $\tau_\nu = \tau/\nu$.

Магнитодвижущая сила представляется в виде суммы членов гармонического ряда

$$F_{t=0} = \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{к\nu m} \cos \frac{\nu x}{\tau} \pi , \qquad (24.17)$$

где $\nu = 1 + 2c = 1, 3, 5, 7, \ldots$; $c = 0, 1, 2, 3\ldots$

Сопоставляя аргументы косинусов с (24.16), можно заметить, что они представляют собой увеличенные в ν раз электрические углы, характеризующие положение точки с координатой x:

$$\frac{\nu x}{\tau} \pi = \nu \alpha = \alpha_\nu$$

или, иными словами, аргументы косинусов равны электрическим углам α_ν,

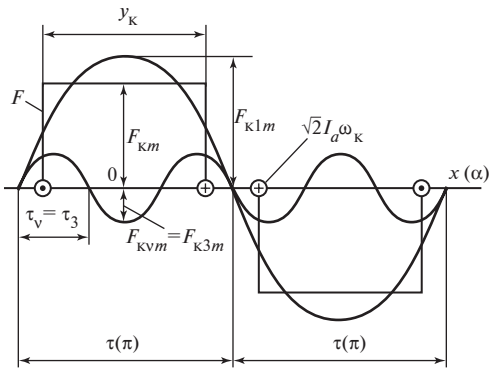


Рис. 24.7. Разложение МДС периодической системы катушек в ряд Фурье ($t = 0$, $i_a = \sqrt{2} I_a$)

определенным по ν-й гармонической, когда период этой гармонической принимается за 2π:

$$\frac{\nu x}{\tau}\pi = \frac{x}{\tau_\nu}\pi = \alpha_\nu .$$

Коэффициенты при отдельных гармонических составляющих ряда, называемые амплитудами этих составляющих, при сделанных оговорках относительно особенностей МДС определяются

$$F_{\text{к}\nu m} = \frac{2}{\tau}\int\limits_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} F_{t=0}\cos\frac{\nu x}{\tau}\pi\,\mathrm{d}x = \frac{4}{\pi\nu}F_{\text{к}m}k_{\text{у}\nu}, \qquad (24.18)$$

где

$$F_{t=0} = F_{\text{к}m} \text{ при } -\frac{y_\text{к}}{2} < x < \frac{y_\text{к}}{2};$$

$$F_{t=0} = 0 \text{ при } \frac{\tau}{2} > |x| > \frac{y_\text{к}}{2}.$$

Коэффициент

$$k_{\text{у}\nu} = \sin\frac{\nu y_\text{к}\pi}{2\tau} = \sin\frac{\nu\alpha_y}{2}, \qquad (24.19)$$

характеризующий влияние шага катушки $y_\text{к}$ на амплитуды гармоник МДС, называется коэффициентом укорочения шага обмотки.

Для первой основной гармонической составляющей, т.е. при ν = 1,

$$k_{\text{у}1} = \sin\frac{y_\text{к}\pi}{2\tau} = \sin\frac{\alpha_y}{2} \le 1 . \qquad (24.20)$$

При отсутствии укорочения шага, т.е. при $y_\text{к} = \tau$, этот коэффициент для основной гармонической равен единице

$$k_{\text{у}1} = k_\text{у} = 1,$$

для высших гармонических, т.е. при ν > 1, он может принимать значения

$$k_{\text{у}\nu} = \sin\frac{\nu\pi}{2} = \pm 1 . \qquad (24.21)$$

Знак коэффициента укорочения определяет знак соответствующей гармоники МДС на оси катушки при $x = 0$ (на рис. 24.7 $k_{\text{у}1} > 0$ и $F_{\text{к}1m} > 0$; $k_{\text{у}3} < 0$ и $F_{\text{к}3m} < 0$).

Коэффициент укорочения шага обмотки может пониматься как отношение амплитуды гармоники МДС данной обмотки к амплитуде этой же гармоники при отсутствии укорочения шага, т.е. $y_к = \tau$.

Из (24.19) следует, что влияние укорочения шага на МДС зависит от электрического угла, охватываемого катушкой, и от порядка гармонической составляющей. Наиболее сильно выраженной гармонической составляющей МДС является основная (или первая) с амплитудой

$$F_{к1m} = \frac{4}{\pi} F_{кm} k_{y1} . \qquad (24.22)$$

Амплитуды высших гармоник МДС получаются значительно меньшими (имеются в виду их абсолютные значения)

$$\frac{|F_{к\nu m}|}{|F_{к1m}|} = \frac{|k_{y\nu}|}{\nu |k_{y1}|} .$$

Если выбрать шаг катушки равным $y_к = \frac{\nu - 1}{\nu}\tau$, *то гармоническая* ν-го *порядка в МДС содержаться не будет.* В этом можно убедиться при помощи (24.19), вспомнив, что ν — нечетное число и, следовательно, $\nu - 1$ всегда четное число. Действительно, при таком шаге коэффициент укорочения для ν-й гармонической равен нулю:

$$k_{y\nu} = \sin \nu\tau \frac{(\nu - 1)\pi}{\nu 2\tau} = \sin k\pi = 0 ,$$

где k — целое число.

Например, при $y_к = \frac{\nu - 1}{\nu}\tau = \frac{2}{3}\tau$ будет отсутствовать, как показано на рис. 24.8, третья гармоническая МДС ($F_{к3m} = k_{y3} = 0$).

Для улучшения условий работы машины желательно, чтобы МДС имела гармоническое (синусоидальное или косинусоидальное) пространственное распределение. Поэтому желательно выбрать такое укорочение шага обмотки, при котором высшие гармонические МДС будут уменьшены. Одновременно для всех высших гармонических ($\nu > 1$) это сделать невозможно, так как для исключения данной гармонической нужно иметь вполне определенное укорочение шага. Поэтому приходится находить компромиссное решение, выбирая $y_к = (0{,}82—0{,}85)\tau$. При этом, как видно из рис. 24.9, первая гармоническая МДС остается почти такой же, как при отсутствии укорочения шага ($k_{y1} = 0{,}96—0{,}98$), а пятая и седьмая гармонические существенно ослабляются ($k_{y5} = 0{,}16 \div 0{,}35$; $k_{y7} = 0{,}08 \div 0{,}35$). Правда, третья гармоническая остается значительной, но она исключается в кривой

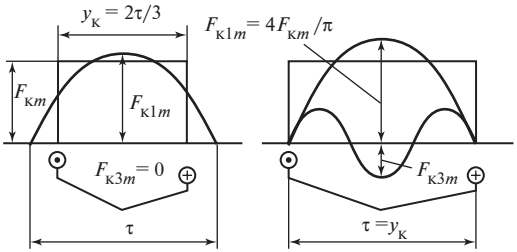
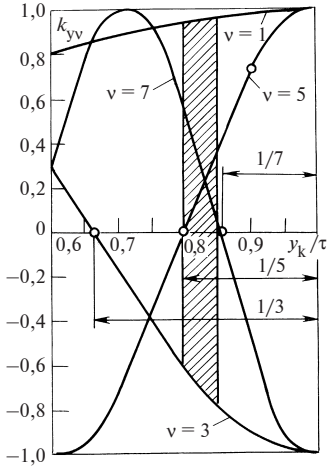


Рис. 24.8. Влияние укорочения шага на гармонические составляющие МДС



→

Рис. 24.9. Зависимость коэффициентов укорочения k_{yv} от шага катушки $y_к$

МДС другими путями (см. § 25.4). Что касается гармонических более высокого порядка (ν = 11, 13, 15 и т.д.), то амплитуды этих гармонических значительно меньше амплитуды основной гармонической. Даже при больших обмоточных коэффициентах для этих гармонических

$$F_{кvm} = \frac{4F_{кm}}{\pi v} k_{yv} << F_{к1m} = \frac{4}{\pi} F_{кm} k_{y1}. \qquad (24.23)$$

24.5. Магнитодвижущая сила фазы. Коэффициент распределения

Фазу обмотки при произвольном числе катушек в группе q можно представить состоящей из q периодических систем катушек (см. § 24.3). Такая периодическая система катушек (простейшая фаза) имеет $q = 1$. Например, фаза A обмотки, показанной на рис. 22.3, состоит из $q = 3$ периодических систем катушек (простейших фаз), а именно: периодической системы катушек, выделенной утолщенными линиями, состоящей из катушек *1*, *10*, *19*, *28*, системы катушек *2*, *11*, *20*, *29* и системы катушек *3*, *12*, *21, 30.* Поэтому МДС фазы при произвольном q может быть найдена как сумма МДС периодических систем катушек. Для того чтобы это суммирование могло быть произведено в аналитической форме, удобно сначала найти отдельные гармонические составляющие МДС фазы в виде суммы соответствующих гармоник МДС периодических систем катушек. Проведем это суммирование сначала для первых, а потом произвольных гармонических МДС фазы, считая по-прежнему,

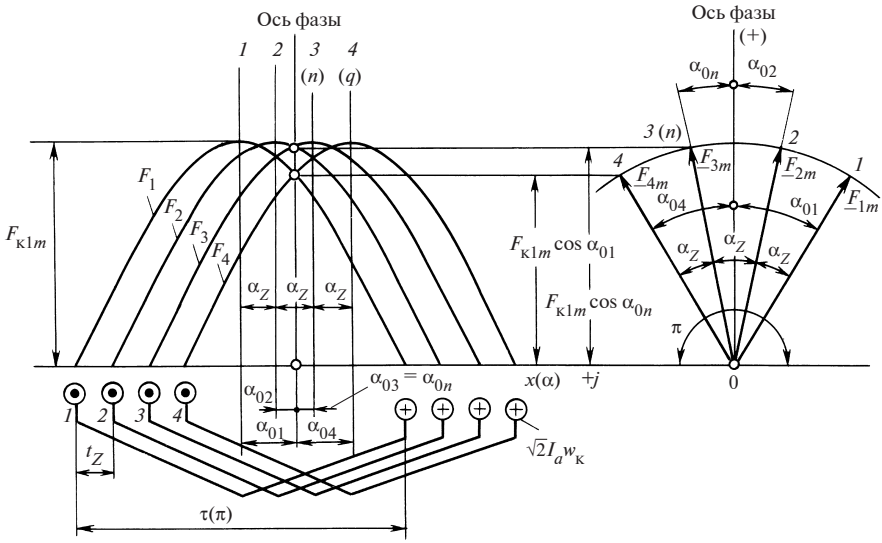


Рис. 24.10. Основные гармонические МДС периодических систем катушек, образующих фазу обмотки при $q = 4$

что ток в фазе максимален, т.е. $i_a = \sqrt{2}I_a$. На рис. 24.10 показаны первые гармонические МДС q периодических систем катушек с амплитудами $F_{к1m}$. Периодическая система катушек с индексом 1 образуется из первых катушек на каждом полюсном делении. Система с индексом 2 включает вторые катушки и т.д. Соседние периодические системы смещены на одно зубцовое деление t_Z по окружности зазора, а первые гармонические их МДС — на электрический угол $\alpha_Z = t_Z\pi/\tau = 2\pi p/Z$ (для упрощения изображения катушки на рисунке показаны без укорочения шага). При суммировании первых гармоник МДС периодических систем катушек нужно учесть, что они смещены по отношению друг к другу на угол α_Z, а их оси *1*, *2*, *3*, *4* смещены на углы α_{01}, α_{02}, $\alpha_{03} = \alpha_{0n}$, $\alpha_{04} = \alpha_{0q}$ по отношению к оси фазы (т.е. к оси симметрии катушечной группы на рассматриваемом полюсном делении).

Электрический угол между осью n-й периодической системы катушек и осью фазы

$$\alpha_{0n} = \alpha_Z(n-1) - \alpha_Z\frac{(q-1)}{2} \qquad (24.24)$$

(т.е. $\alpha_{01} = -\frac{3}{2}\alpha_Z$; $\alpha_{02} = -\frac{1}{2}\alpha_Z$; $\alpha_{03} = +\frac{1}{2}\alpha_Z$; $\alpha_{04} = +\frac{3}{2}\alpha_Z$).

Магнитодвижущая сила фазы, равная сумме МДС периодических систем катушек, будет иметь косинусоидальное распределение на полюсном делении $F = F_{\text{ф}1m}\cos\alpha$. Амплитудное значение МДС фазы ($F_{\text{ф}1m}$) имеет место на оси фазы и может быть найдено как сумма МДС отдельных систем на оси фазы:

$$F_{\text{ф}1m} = \sum_{n=1}^{q} F_{\text{к}1m}\cos\alpha_{0n}. \qquad (24.25)$$

При выводе аналитической формулы для амплитуды МДС фазы удобно воспользоваться представлением МДС периодических систем катушек в виде комплексов

$$\underline{F}_{nm} = F_{\text{к}1m}e^{j\alpha_{0n}}, \qquad (24.26)$$

показанных при $n = 1, 2, 3, 4$ (q) на рис. 24.10. Если совместить ось фазы с действительной осью комплексной плоскости, то МДС n-й периодической системы на оси фазы окажется равной действительной части комплекса $\underline{F}_{nm}$

$$F_{\text{к}1m}\cos\alpha_{0n} = \text{Re}\underline{F}_{nm}, \qquad (24.27)$$

так как $e^{j\alpha_{0n}} = \cos\alpha_{0n} + j\sin\alpha_{0n}$.

Тогда амплитуда МДС фазы

$$F_{\text{ф}1m} = \sum_{n=1}^{q} \text{Re}\underline{F}_{nm} = \text{Re}\sum_{n=1}^{q} F_{nm} = \text{Re}\underline{F}_{\text{ф}1m}.$$

Как видно, комплекс МДС фазы

$$\underline{F}_{\text{ф}1m} = \sum_{n=1}^{q} \underline{F}_{nm}$$

складывается из комплексов МДС периодических систем катушек.

Суммирование комплексных МДС периодических систем проведено в уменьшенном масштабе на рис. 24.11. Заметив, что многоугольник, образованный суммируемыми комплексами $\underline{F}_{1m}$, $\underline{F}_{2m}$, $\underline{F}_{3m}$, $\underline{F}_{4m} = \underline{F}_{qm}$, вписывается в окружность радиусом

$$0A = 0B = \frac{F_{\text{к}1m}}{2\sin\dfrac{\alpha_Z}{2}},$$

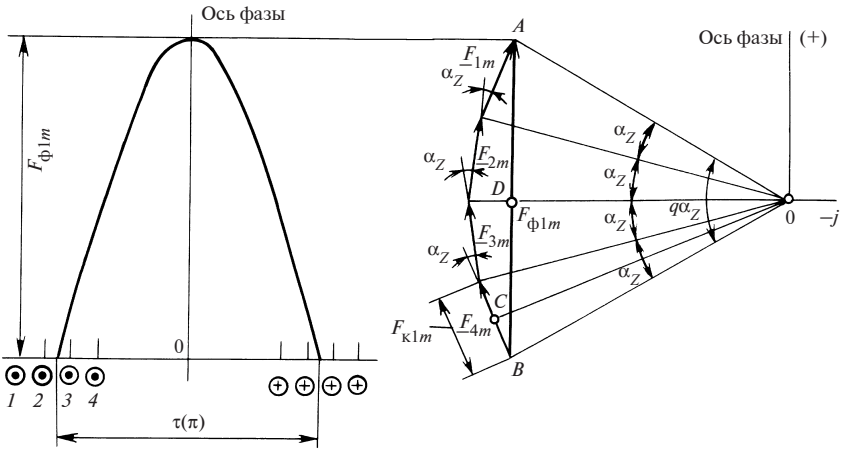


Рис. 24.11. Суммирование МДС периодических систем катушек по рис. 24.10, образующих фазу обмотки

можно определить амплитуду МДС фазы $F_{ф1m}$ из прямоугольного треугольника $0DA$:

$$F_{ф1m} = 2(0A)\sin\frac{q\alpha_Z}{2} = qF_{к1m}k_{р1} = \frac{2\sqrt{2}Iwk_{01}}{\pi p}, \qquad (24.28)$$

где $I = aI_a$ — действующий ток фазы; $w = \frac{2p}{a}w_к q$ — число витков в параллельной ветви фазы; $k_{01} = k_{у1}k_{р1}$ — обмоточный коэффициент для основной гармонической МДС.

Коэффициент

$$k_{р1} = \left(\sin\frac{q\alpha_Z}{2}\right) / \left(q\sin\frac{\alpha_Z}{2}\right), \qquad (24.29)$$

характеризующий влияние распределения катушек фазы по пазам на амплитуду МДС фазы, называется *коэффициентом распределения обмотки* для основной гармонической. *Коэффициент распределения* $k_{р1} = F_{ф1m}/qF_{к1m}$ *равен отношению амплитуды основной гармоники МДС фазы* $F_{ф1m}$ *к арифметической сумме амплитуд основных гармоник МДС периодических систем катушек, образующих фазу,* $qF_{к1m}$.

При определении амплитуды ν-й гармоники МДС фазы $F_{фνm}$ нужно учесть, что электрические углы $\alpha_{Zν}$ увеличиваются в ν раз:

$$\alpha_{Zν} = \frac{t}{\tau_ν}\pi = \frac{νt_Z}{\tau}\pi = ν\alpha_Z. \qquad (24.30)$$

Поэтому амплитуда ν-й гармонической фазы

$$F_{\text{ф}\nu m} = qF_{\text{к}\nu m}k_{\text{р}\nu} = 2\sqrt{2}Iwk_{\text{у}\nu}k_{\text{р}\nu}/(\pi p\nu), \qquad (24.31)$$

где коэффициент

$$k_{\text{р}\nu} = \left(\sin\frac{\nu q\alpha_Z}{2}\right)/\left(q\sin\frac{\nu\alpha_Z}{2}\right), \qquad (24.32)$$

называется *коэффициентом распределения для* ν-й *гармонической*.

Для m-фазной симметричной обмотки катушечная группа занимает $1/m$ часть полюсного деления или электрический угол $\pi/m = q\alpha_Z$ по отношению к основной гармонической, поэтому

$$k_{\text{р}\nu} = \left(\sin\frac{\nu\pi}{2m}\right)/\left(q\sin\frac{\nu\pi}{2mq}\right), \qquad (24.33)$$

а для трехфазной обмотки при $m = 3$

$$k_{\text{р}\nu} = \left(\sin\frac{\nu\pi}{6}\right)/\left(q\sin\frac{\nu\pi}{6q}\right).$$

При помощи (24.31) и (24.33) нетрудно выяснить, как влияет увеличение числа q катушек в группе на форму кривой МДС фазы.

Пример 24.4. Рассчитать коэффициенты распределения для основной и высших гармонических МДС фазы (ν = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13) при $m = 3$ и $q = 1, 2, 3, 4$ и ∞. Результаты расчетов, выполненных по (24.33), представлены в виде диаграммы на рис. 24.12.

При $q = 1$ все коэффициенты распределения $k_{\text{р}\nu}$ равны единице.

С увеличением q обмоточный коэффициент распределения $k_{\text{р}1}$ для основной гармонической уменьшается несущественно (при $q = 2$ он равен 0,969, а при $q = \infty$ $k_{\text{р}1} = 0{,}955$). В то же время обмоточные коэффициенты распределения для высших гармонических резко уменьшаются, и при $q = \infty$ все коэффициенты распределения для гармонических, кратных трем, становятся равными

$$|k_{\text{р}\nu}| = \frac{2}{\nu}k_{\text{р}1}$$

и для всех остальных гармонических

$$|k_{\text{р}\nu}| = \frac{1}{\nu}k_{\text{р}1}.$$

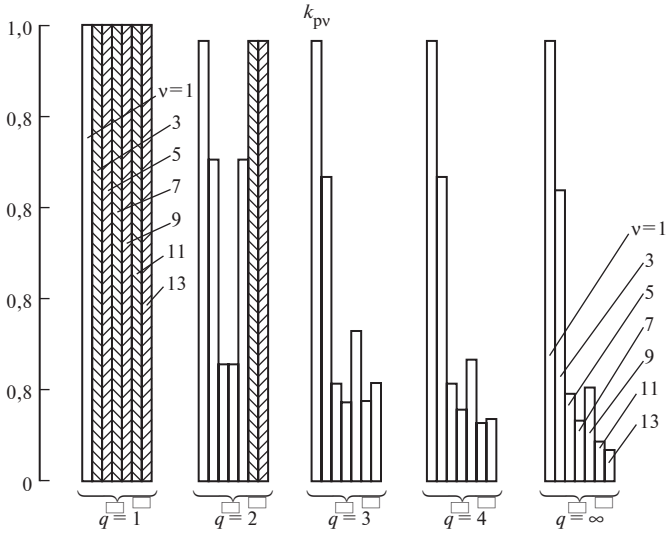


Рис. 24.12. Зависимость коэффициентов распределения $k_{p\nu}$ от числа пазов на полюс и фазу (для трехфазной обмотки)

При этом даже при не очень больших q (например, $q = 3$ или 4) обмоточные коэффициенты получаются почти такими же, как при $q = \infty$. Только для так называемых зубцовых высших гармонических, порядок которых определяется

$$\nu = \frac{kZ}{p} \pm 1 = 2mqk \pm 1, \qquad (24.34)$$

где k — любое целое число, обмоточный коэффициент распределения получается равным обмоточному коэффициенту распределения для первой гармонической ($k_{p\nu} = k_{p1}$)*. Например, при $q = 2$ этим свойством обладают гармонические порядка $\nu = 2mqk \pm 1 = 2 \cdot 3 \cdot 2k \pm 1 =$ $= 11, 13, 23, 25$. Это иллюстрируется рис. 24.12, на котором зоны значений обмоточных коэффициентов для зубцовых гармонических заштрихованы.

Чем больше число q, тем слабее выражены высшие гармонические (за исключением зубцовых) в МДС фазы. При этом, что особенно важно, в МДС фазы они выражены слабее, чем в МДС периодической системы катушек, см. (24.29), (24.31),

$$\frac{F_{\phi\nu m}}{F_{\phi 1 m}} = \frac{F_{к\nu m} k_{p\nu}}{F_{к1 m} k_{p1}} < \frac{F_{к\nu m}}{F_{к1 m}}.$$

* Для зубцовых высших гармонических обмоточный коэффициент укорочения тоже получается таким же, как для первой гармонической ($k_{y\nu} = k_{y1}$).

В пределе для равномерно распределенной обмотки (при ν, не кратном трем, и для незубцовых гармонических)

$$F_{\phi\nu m}/F_{\phi 1 m} = k_{y\nu}/k_{y1}\nu^2.$$

Поскольку зубцовые гармонические выражены в МДС фазы в той же мере, как и в МДС периодической системы катушек (24.26), (24.31), для зубцовых гармонических МДС имеем:

$$F_{\phi\nu m}/F_{\phi 1 m} = k_{y\nu}k_{p\nu}/\nu k_{y1}k_{p1} = 1/\nu.$$

Для уменьшения роли зубцовых гармонических МДС следует избегать чисел $q < 3$. Однако уже при $q = 3$ порядок зубцовых гармонических $\nu = 2mq \pm 1 = 2 \cdot 3 \cdot 3 \pm 1 = 17{,}19$ настолько велик, что даже при $k_{p\nu} = k_{p1}$ и $k_{y\nu} = k_{y1}$ эти гармонические слабо выражены в кривой МДС фазы

$$F_{\phi 17 m} = F_{\phi 1 m}/17;\ F_{\phi 19 m} = F_{\phi 1 m}/19.$$

При правильно выбранном шаге катушки $y_к$ и достаточно большом числе катушек на полюс и фазу q МДС фазы близка по форме к синусоиде. При рекомендуемом для трехфазных обмоток укорочении шага $y_к/\tau \approx 0{,}8$ МДС фазы может содержать довольно заметную третью гармоническую, что, впрочем, не имеет существенного значения, поскольку в результирующей МДС трехфазной обмотки третья гармоническая не содержится.

Пример 24.5. Рассчитать и построить кривые МДС фазы и ее гармонических составляющих (ν = 1, 3, 5, 7) для двухслойной обмотки, имеющей $q = 4$, $m = 3$, $\tau = 12$, $y = 10$, $a = 2$, $w_к = 5$, $I = 28{,}3$ А. Предварительно выразим амплитуду МДС фазы $F_{\phi m}$ и амплитуды ее гармонических составляющих $F_{\phi\nu m}$ через амплитудный ток катушечной стороны $i_{к\max} = \sqrt{2} I_a w_к$, где $I_a = I/a$.

Исходя из (24.31), получим

$$F_{\phi m} = q i_{к\max};\ F_{\phi\nu m} = \frac{4 q k_{y\nu} k_{p\nu}}{\pi\nu} i_{к\max}. \qquad (24.35)$$

Для рассматриваемой обмотки при $i_{к\max} = \sqrt{2} I_a w_к = 100$ А амплитуды МДС имеют следующие значения: $F_{\phi m} = 4 i_{к\max} = 400$ А, $F_{\phi 1 m} = 4{,}74 i_{к\max} = 474$ А, $F_{\phi 3 m} = -0{,}805 i_{к\max} = -80{,}5$ А; $F_{\phi 5 m} = 0{,}05 i_{к\max} = 5$А, $F_{\phi 7 m} = -0{,}028 i_{к\max} = -2{,}8$ А. Кривые МДС фазы и ее гармонических составляющих приведены на рис. 24.13. Видно, что

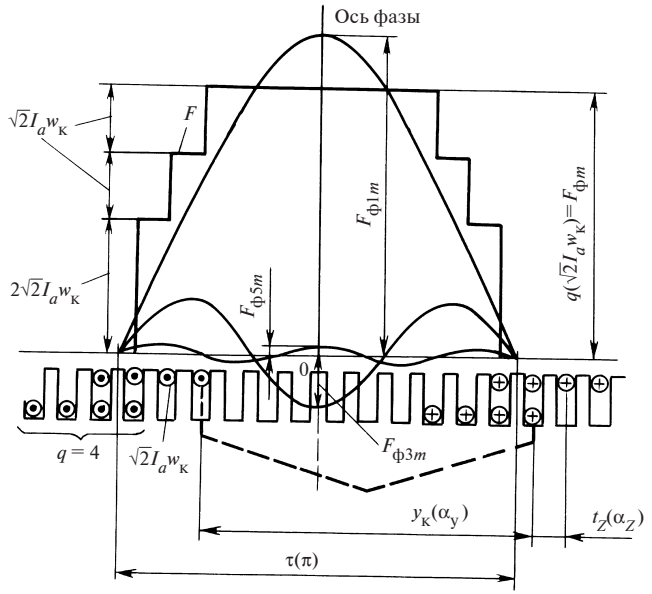


Рис. 24.13. МДС фазы трехфазной обмотки (m = 3, q = 4, $y_к/\tau$ = 0,835)

амплитуды всех высших гармонических МДС фазы, кроме третьей, весьма малы по сравнению с первой гармонической.

24.6. Пульсирующие гармонические составляющие МДС фазы

Мы выяснили, какое пространственное распределение имеет МДС фазы при $t = 0$, когда ток в фазе максимален $i = \sqrt{2}I$. Поскольку ток фазы $i = \sqrt{2}I\cos\omega t$, ясно, что МДС в любой точке $x(\alpha)$ зазора пропорциональна мгновенному значению тока. Форма пространственного распределения МДС сохраняется такой же, как при $t = 0$ (см. выше). На рис. 24.14 сплошной линией показана первая гармоническая МДС фазы в момент времени $t = 0$. В мгновение t эта МДС показана штриховой линией. Изменение первой гармонической МДС фазы в пространстве происходит в соответствии с уравнением

$$F(\alpha, t) = F(0, t)\cos\alpha = F_{ф1m}\cos\omega t\cos\alpha. \qquad (24.36)$$

Здесь $\alpha = x\pi/\tau$ (24.16) — электрический угол, характеризующий положение рассматриваемой точки относительно оси фазы; $F(0, t)$ представляет собой МДС на оси фазы при $\alpha = 0$ в момент времени t:

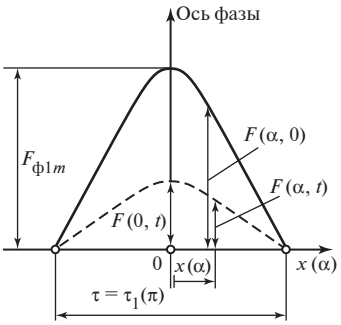


Рис. 24.14 Пульсация первой гармонической составляющей МДС фазы

$$F(0, t) = F_{\phi 1m} \cos \omega t.$$

Уравнение (24.36) дает возможность определить первую гармоническую МДС в любой точке окружности зазора в любой момент времени и представляет собой *уравнение пульсирующей волны*. Уравнение ν-й гармонической МДС записывается аналогично:

$$F(\alpha, t) = F_{\phi \nu m} \cos \omega t \cos \alpha_\nu, \quad (24.37)$$

где $\alpha_\nu = x\pi / \tau_\nu$.

Ось пульсирующей волны МДС неподвижна в пространстве и совпадает с осью фазы (см. рис. 25.3, на котором показана пульсирующая волна МДС).

Глава двадцать пятая

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ

25.1. Представление пульсирующих гармонических составляющих МДС фазы в виде суммы вращающихся МДС

Магнитное поле взаимной индукции m-фазной обмотки образуется суммой МДС фаз. Пульсирующие гармонические составляющие МДС фаз представляются в виде суммы вращающихся волн МДС. Представив произведение косинусов в (24.36) в виде суммы косинусов, получаем

$$F(\alpha, t) = \tfrac{1}{2}F_{\phi 1m}\cos(\omega t - \alpha) + \tfrac{1}{2}F_{\phi 1m}\cos(\omega t + \alpha) =$$

$$= F'_{\phi 1m}\cos(\omega t - \alpha) + F''_{\phi 1m}\cos(\omega t + \alpha) = F'(\alpha, t) + F''(\alpha, t). \quad (25.1)$$

Первое слагаемое в (25.1) является *прямой вращающейся волной МДС*, второе слагаемое — *обратной вращающейся волной*. Вращающиеся волны МДС записаны относительно неподвижной в пространстве оси фазы. Чтобы выяснить основные свойства этих волн, представим уравнение (25.1) во вращающейся координатной системе. Уравнение прямой вращающейся волны МДС относительно ее оси, вращающейся с электрической угловой скоростью ω и совпадающей при $t = 0$ с осью фазы (рис. 25.1, *а*), будет определяться углом $\alpha_0 = \alpha - \omega t$ и может быть представлено в виде

$$F'(\alpha, t) = F'_{\phi 1m}\cos(-\alpha_0) = F'_{\phi 1m}\cos\alpha_0. \quad (25.2)$$

Из (25.2) следует, что на оси МДС при $\alpha_0 = 0$ МДС максимальна [$F'(\alpha, t) = F'_{\phi 1m}$]. В точке, смещенной на угол α_0 относительно оси МДС, она остается все время постоянной. Таким образом, волна МДС остается неподвижной относительно оси МДС и вращается вместе с этой осью с электрической скоростью ω в направлении положительного отсчета углов. При $t = 0$ положительный максимум волны МДС лежит на оси фазы ($\omega t = 0$). На рис. 25.1, *б* показана вращающаяся

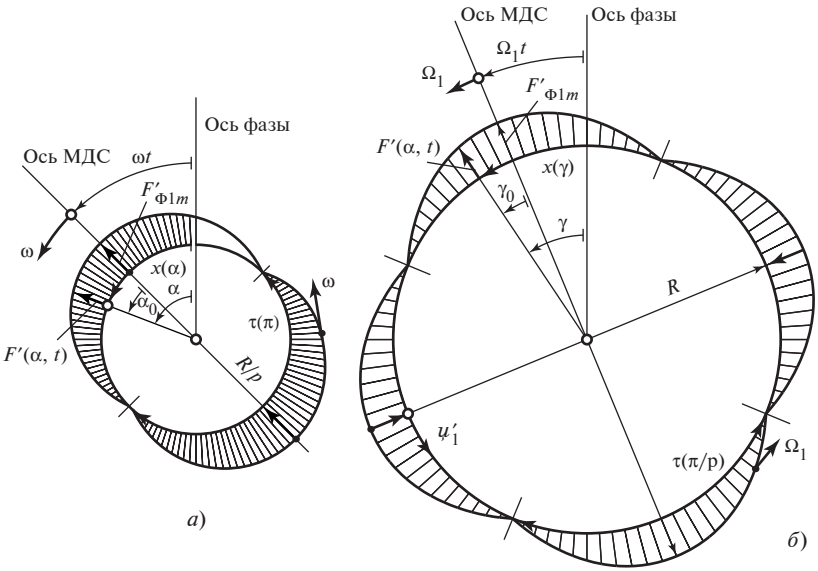


Рис. 25.1. Изображение прямой вращающейся составляющей МДС фазы в модели электрической машины (*а*) и в самой электрической машине при $p = 2$ (*б*)

волна МДС в электрической машине с числом периодов $p = 2$. Поэтому все углы уменьшены в p раз, а угловая скорость МДС

$$\Omega'_1 = \Omega = \omega / p\,. \qquad (25.3)$$

Угловая скорость МДС в p раз меньше ее электрической угловой скорости, равной круговой частоте тока фазы.

Окружной период вращающейся МДС совпадает с окружным периодом обмотки

$$2\tau = 2\frac{\pi R}{p}\,.$$

Окружная линейная скорость прямой волны МДС

$$v = v'_1 = \Omega R = 2f\tau\,, \qquad (25.4)$$

где f — частота тока.

Рассуждая аналогичным образом и выражая уравнение для обратной МДС $F''(\alpha, t)$ относительно ее оси, вращающейся в отрицательном направлении со скоростью ω и смещенной на угол ωt относительно оси фазы, можно убедиться в том, что МДС $F''(\alpha, t)$ представ-

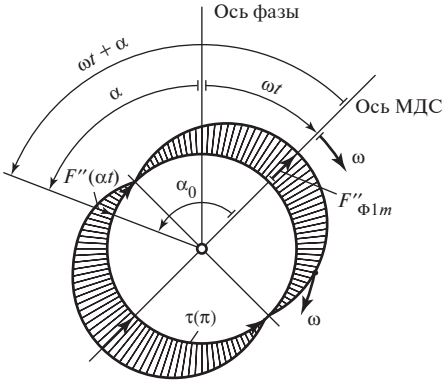
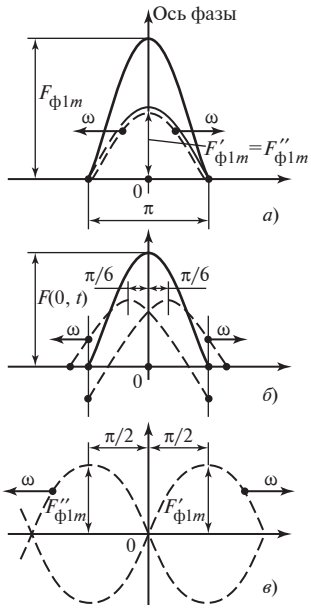


Рис. 25.2. Изображение обратной вращающейся МДС в модели электрической машины

→

Рис. 25.3. Представление пульсирующей гармонической МДС фазы в виде суммы прямой и обратной вращающихся волн МДС



ляет собой обратную вращающуюся волну МДС, обладающую аналогичными свойствами (рис. 25.2). Обе волны имеют одинаковые амплитуды

$$F'_{\text{ф}1m} = F''_{\text{ф}1m} = \frac{F_{\text{ф}1m}}{2}$$

и вращаются с угловыми скоростями $\Omega'_1 = \omega / p$ и $\Omega''_1 = -(\omega / p)$. Электрические угловые скорости прямой и обратной волны также одинаковы по абсолютной величине и равны угловой частоте тока фазы

$$\omega'_1 = \Omega'_1 p = \omega;$$

$$\omega''_1 = \Omega''_1 p = -\omega.$$

При $t = 0$ обе волны совпадают в пространстве с осью фазы (рис. 25.3, *а*). В дальнейшем прямая волна перемещается в положительном направлении, обратная — в отрицательном направлении. На рис. 25.3, *б*, *в* показаны положения волн соответственно при $\omega t = \pi/6$ и $\omega t = \pi/2$.

25.2. Представление гармоник МДС фазы в виде пространственно-временны́х комплексных функций

Магнитодвижущая сила фазы $F(\alpha, t)$ в точке, положение которой определяется углом α, в мгновение t может рассматриваться как реальная часть суммы некоторых пространственно-временны́х комплексов

$$F(\alpha, t) = F'(\alpha, t) + F''(\alpha, t) =$$

$$= \mathrm{Re}[F'_{\phi 1 m} e^{j\omega t} e^{-j\alpha}] + \mathrm{Re}[F''_{\phi 1 m} e^{-j\omega t} e^{-j\alpha}]. \qquad (25.5)$$

Пространственно-временна́я комплексная функция $\widetilde{F}'_{\phi 1 m} = F'_{\phi 1 m} e^{j\omega t}$ изображает прямую МДС фазы. Комплексная функция $\widetilde{F}''_{\phi 1} = F''_{\phi 1 m} e^{-j\omega t}$ — обратную МДС фазы. Поэтому (25.5) может быть записано еще и так:

$$F(\alpha, t) = F'(\alpha, t) + F''(\alpha, t) = \mathrm{Re}[\widetilde{F}'_{\phi 1 m} e^{-j\alpha}] + \mathrm{Re}[\widetilde{F}''_{\phi 1 m} e^{-j\alpha}].$$

Разместив комплексные функции $\widetilde{F}'_{\phi 1 m}$ и $\widetilde{F}''_{\phi 1 m}$ на пространственно-временно́й плоскости одноперiодной модели, действительная ось которой совпадает с осью фазы рис. 25.4, а мнимая ось повернута на угол $\pi/2$ в сторону положительного отсчета углов, можно заметить, что угол между точкой, положение которой характеризуется углом α, и МДС $\widetilde{F}'_{\phi 1 m}$ равен $(\omega t - \alpha)$. Соответственно угол между точкой, положение которой определяется углом α, и МДС $\widetilde{F}''_{\phi 1 m}$ равен $(-\omega t - \alpha)$. Поэтому, как следует из (25.1), проекции $\widetilde{F}'_{\phi 1 m}$ и $\widetilde{F}''_{\phi 1 m}$ на направление под углом α представляют собой соответственно прямую МДС $F'(\alpha, t)$ или обратную МДС $F''(\alpha, t)$ в рассматриваемой точке.

Комплексная функция $\widetilde{F}'_{\phi 1 m}$ вращается в прямую сторону (в сторону положительного отсчета углов) с угловой скоростью ω, комплексная функция $\widetilde{F}''_{\phi 1 m}$ —

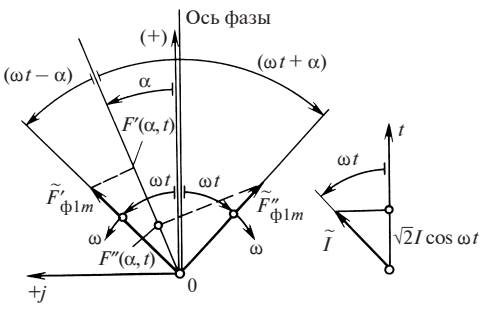
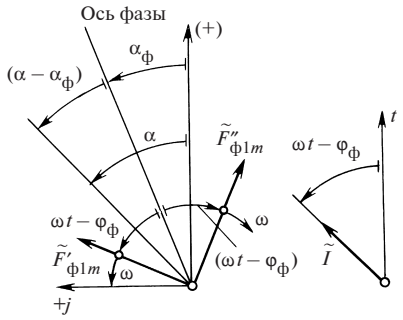


Рис. 25.4. Диаграмма МДС фазы на комплексной плоскости одноперiодной модели

Рис. 25.5. Диаграмма МДС произвольной фазы с произвольным током на комплексной плоскости одноперiодной модели



в обратную сторону с той же скоростью ω. Таким образом изображаются МДС, если ось данной фазы совпадает с действительной осью комплексной плоскости, а время отсчитывается от мгновения $t = 0$, когда ток в фазе максимален ($i = \sqrt{2}I$). Однако в дальнейшем нам нужно будет найти МДС многофазной обмотки путем суммирования МДС отдельных фаз.

Чтобы решить такую задачу, нужно научиться записывать уравнение МДС для произвольной фазы, ось которой расположена под углом $\alpha_ф$ к действительной оси комплексной плоскости (рис. 25.5), а ток описывается уравнением $i = \sqrt{2}I\cos(\omega t - \varphi_ф)$ и при $t = 0$ равен $i = \sqrt{2}I\cos(-\varphi_ф)$. Уравнение МДС произвольной фазы в тригонометрической или комплексной форме можно записать по аналогии с (25.1) или (25.5), если заметить, что теперь роль угла ωt играет угол $(\omega t - \varphi_ф)$, а роль угла α играет угол $(\alpha - \alpha_ф)$, отсчитываемый от оси фазы:

$$F(\alpha, t) = F'_{ф1m}\cos[(\omega t - \varphi_ф) - (\alpha - \alpha_ф)] + $$

$$+ F''_{ф1m}\cos[-(\omega t - \varphi_ф) - (\alpha - \alpha_ф)]$$

или

$$F(\alpha, t) = \mathrm{Re}[F'_{ф1m}e^{j(\omega t - \varphi_ф)}e^{j\alpha_ф}e^{-j\alpha}] + \mathrm{Re}[F''_{ф1m}e^{-j(\omega t - \varphi_ф)}e^{j\alpha_ф}e^{-j\alpha}];$$

$$F(\alpha, t) = \mathrm{Re}[\widetilde{F}_{ф1m}e^{-j\alpha}] = \mathrm{Re}[\widetilde{F}'_{ф1m}e^{-j\alpha}] + \mathrm{Re}[\widetilde{F}''_{ф1m}e^{-j\alpha}]. \quad (25.6)$$

Диаграмма МДС произвольной фазы на комплексной плоскости модели показана на рис. 25.5.

Комплексная функция

$$\widetilde{F}_{ф1m} = \widetilde{F}'_{ф1m} + \widetilde{F}''_{ф1m}$$

изображает МДС фазы, комплексная функция

$$\widetilde{F}'_{ф1m} = F'_{ф1m}e^{j(\omega t - \varphi_ф)}e^{j\alpha_ф}$$

изображает прямую вращающуюся волну МДС фазы, комплексная функция

$$\widetilde{F}''_{\phi 1 m} = F''_{\phi 1 m} e^{-j(\omega t - \varphi_\phi)} e^{j\alpha_\phi}$$

— обратную вращающуюся волну МДС фазы.

25.3. Временные и пространственно-временны́е комплексы и комплексные функции величин, характеризующих явления в многофазной машине

Гармонически изменяющиеся во времени скалярные величины, характеризующие явления в электрических цепях (токи, напряжения, ЭДС, потокосцепления), принято изображать в виде комплексных функций, проекции которых на ось времени соответствуют мгновенным значениям этих величин. Например, как показано на рис. 25.6, *а*, *мгновенное значение* i_A *тока фазы A, уменьшенное в* $\sqrt{2}$ *раз, равно проекции комплексной гармонической функции тока фазы A* $\widetilde{I}_A = \underline{I}_A e^{j\omega t}$ *на ось времени t*, совмещенную с действительной осью временно́й комплексной плоскости, или, иными словами, действительной части комплексной функции тока

$$\frac{i_A}{\sqrt{2}} = \mathrm{Re}[\widetilde{I}_A] = I_A \cos \omega t,$$

где $\underline{I}_A = I_A e^{j0}$ — комплекс действующего значения тока фазы *A*; I_A — действующее значение тока фазы *A*.

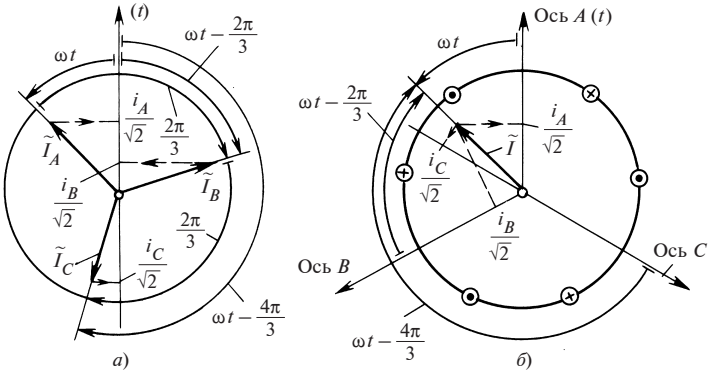


Рис. 25.6. Изображение токов трехфазной машины на временно́й комплексной плоскости (*а*) и на пространственной комплексной плоскости одноперiодной модели (*б*)

Величины других фаз трехфазной машины в симметричном режиме изображаются комплексными функциями, смещенными на углы $-2\pi/3$ (для фазы B) и $-4\pi/3$ (для фазы C). Например, токи фаз B и C изображаются комплексными функциями

$$\widetilde{I}_B = \underline{I}_B e^{j\omega t}; \quad \widetilde{I}_C = \underline{I}_C e^{j\omega t},$$

где $\underline{I}_B = I_B e^{-j2\pi/3}$; $\underline{I}_C = I_C e^{-j4\pi/3}$ — комплексы действующих значений токов фаз B и C.

При этом, так как действующие значения токов в фазах одинаковы, модули комплексов тока не отличаются друг от друга:

$$I_A = I_B = I_C = I.$$

Мгновенные значения токов фаз могут быть определены

$$\left.\begin{aligned} \frac{i_A}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}[\widetilde{I}_A] = \mathrm{Re}[\underline{I} e^{j\omega t}]; \\ \frac{i_B}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}[\widetilde{I}_B] = \mathrm{Re}[\underline{I} e^{j(\omega t - 2\pi/3)}]; \\ \frac{i_C}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}[\widetilde{I}_C] = \mathrm{Re}[\underline{I} e^{j(\omega t - 4\pi/3)}], \end{aligned}\right\} \qquad (25.7)$$

где $\underline{I} = \underline{I}_A$.

Из (25.7) следует, что мгновенные значения токов фаз представляют собой проекции соответствующих комплексных функций тока на действительную ось временно́й комплексной плоскости (рис. 25.6).

В теории электрических машин используется и другой способ изображения величин многофазных систем в симметричных режимах. *Скалярные величины (токи, напряжения и др.), характеризующие явления в различных фазах, изображаются на пространственной комплексной плоскости одноперiодной модели в виде общей для всех фаз комплексной функции.*

Для токов в фазах по (25.7), показанных на рис. 25.6, *а*, такая комплексная функция тока записывается следующим образом:

$$\widetilde{I} = \underline{I} e^{j\omega t}, \text{ где } \underline{I} = \underline{I}_A,$$

и изображается на пространственной комплексной плоскости одноперiодной модели (рис. 25.6, *б*).

Обмотки фаз представлены на однопериодной модели условно в виде катушек с положительно направленными токами. Оси фаз A, B, C проведены через середины этих катушек. Поскольку явления в фазе B запаздывают по отношению к фазе A, ось этой фазы смещена в сторону положительного отсчета углов на электрический угол $2\pi/3$, соответственно ось фазы C — на угол $4\pi/3$. *Мгновенное значение тока в фазе (уменьшенное в* $\sqrt{2}$ *раз) определяется как проекция комплексной функции тока* $\widetilde{I}$ *на ось соответствующей фазы.*

Поскольку комплексная функция тока $\widetilde{I}$ по отношению к оси данной фазы расположена совершенно так же, как комплексная функция тока этой фазы по отношению к действительной оси временно́й комплексной плоскости (рис. 25.6, *а*), мгновенное значение тока фазы при обоих способах изображения получается одинаковым. Действительно, проекции комплексной функции тока $\widetilde{I}$ на оси соответствующих фаз пространственной комплексной плоскости

$$\left.\begin{aligned}
\frac{i_A}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}[\widetilde{I}\,] = \mathrm{Re}[\underline{I}\,\mathrm{e}^{j\omega t}];\\
\frac{i_B}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}[\widetilde{I}\,\mathrm{e}^{-j2\pi/3}] = \mathrm{Re}[\underline{I}\,\mathrm{e}^{j(\omega t - 2\pi/3)}];\\
\frac{i_C}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}[\widetilde{I}\,\mathrm{e}^{-j4\pi/3}] = \mathrm{Re}[\underline{I}\,\mathrm{e}^{j(\omega t - 4\pi/3)}]
\end{aligned}\right\} \qquad (25.8)$$

совпадают с проекциями комплексных функций $\widetilde{I}_A$, $\widetilde{I}_B$, $\widetilde{I}_C$ на ось времени [см. (25.7) и рис. 25.6, *а*]. Таким же образом могут быть изображены на пространственной комплексной плоскости модели ЭДС, напряжения, потокосцепления фаз. Эти величины будут также представлены общими для всех фаз комплексными функциями.

Ранее мы уже познакомились с представлением пространственно распределенных и изменяющихся во времени скалярных величин в виде пространственно временны́х комплексных функций на пространственной комплексной плоскости модели. Это было сделано для гармонически изменяющейся во времени и пространстве вращающейся волны МДС, представляющей собой скалярную величину. Значение МДС в данной точке зазора, например $F'(\alpha, t)$, смещенной на угол α относительно начала отсчета, определялось для каждого мгновения как проекция вращающейся комплексной функции $F'_{\phi 1m}$ на направление под углом α (см. рис. 25.4, 25.5).

Теперь нам удалось изобразить фазные скалярные величины в виде комплексных функций на той же пространственной комплексной плоскости. Однако в отличие от комплексных функций, изображающих пространственно распределенные скалярные величины (МДС и, как мы увидим позже, нормальную составляющую магнитной индукции в зазоре), *комплексные функции, изображающие фазные величины, проектируются только на оси фаз*. Их проекции на произвольное направление под углом α лишены физического смысла. Чтобы подчеркнуть указанное различие, комплексные функции пространственно распределенных величин (МДС и нормальной составляющей индукции магнитного поля в зазоре) называют *пространственно-временны́ми комплексными функциями*, а комплексные функции фазных величин, которые изменяются только во времени (тока, напряжения, ЭДС, потокосцепления), называют *временны́ми комплексными функциями*.

25.4. Магнитодвижущая сила многофазной обмотки. Вращающиеся гармонические составляющие МДС

Рассмотрим симметричную многофазную обмотку с числом фаз m. Для упрощения записи формул положим $m = 3$. Определим МДС многофазной обмотки как сумму МДС отдельных фаз. Учтем, что оси фаз смещены в пространстве на электрический угол $2\pi/m = 2\pi/3$, а токи фаз во времени — на такие же углы. Предположим, что фазы питаются симметричной системой токов прямой последовательности, т.е. токами, изображенными на рис. 25.6 и вычисляемыми по (25.7) или (25.8). Заметим, что системой токов прямой последовательности называется такая система токов, в которой ток фазы B отстает от тока фазы A на угол $2\pi/3$, а индекс B придается фазе, ось которой смещена относительно фазы A на электрический угол $\alpha_{AB} = 2\pi/3$ в направлении положительного отсчета углов (рис. 25.7).

Суммирование МДС отдельных фаз произведем в комплексной форме, совместив ось фазы A с действитель-

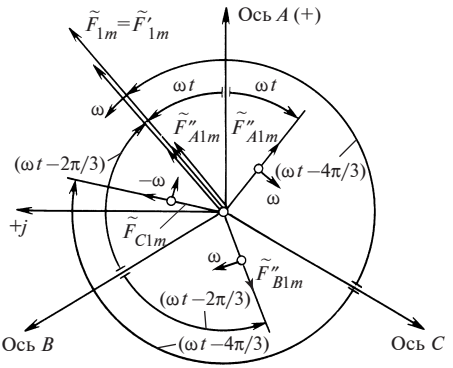


Рис. 25.7. Образование вращающейся МДС при питании трехфазной обмотки токами прямой последовательности

ной осью и отсчитывая положительные углы α против часовой стрелки. Предварительно разложив МДС фаз на прямые и обратные МДС и учитывая фазовый сдвиг токов $\varphi_ф$ и пространственное смещение осей фаз $\alpha_ф$ по (25.6), можно найти суммарную прямую МДС трехфазной обмотки:

$$\widetilde{F}_{1m} = \widetilde{F}'_{1m} = \widetilde{F}'_{A1m} + \widetilde{F}'_{B1m} + \widetilde{F}'_{C1m} = F'_{ф1m}e^{j(\omega t - 0)}e^{j0} +$$

$$+ F'_{ф1m}e^{j(\omega t - 2\pi/3)}e^{j2\pi/3} + F'_{ф1m}e^{j(\omega t - 4\pi/3)}e^{j4\pi/3} =$$

$$= 3\widetilde{F}'_{ф1m} = 3F'_{ф1m}e^{j\omega t} = F'_{1m}e^{j\omega t}.$$

Из формулы видно, что МДС всех фаз совпадают и могут быть изображены на диаграмме одной и той же комплексной функцией. Амплитуда МДС m-фазной обмотки

$$F'_{1m} = F_{1m} = mF'_{ф1m} = m\frac{F_{ф1m}}{2},$$

где $F_{ф1m}$ — амплитуда пульсирующей волны МДС фазы.

После соответствующей подстановки (24.28) имеем:

$$F'_{1m} = F_{1m} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi}\frac{Iwk_{y1}k_{p1}}{p}. \qquad (25.9)$$

Сумма обратных волн МДС фаз получается равной нулю [рис. 25.7 и (25.6)]

$$\widetilde{F}''_{1m} = \widetilde{F}''_{A1m} + \widetilde{F}''_{B1m} + \widetilde{F}''_{C1m} = F''_{ф1m}e^{-j(\omega t - 0)}e^{j0} +$$

$$+ F''_{ф1m}e^{-j(\omega t - 2\pi/3)}e^{j2\pi/3} + F''_{ф1m}e^{-j(\omega t - 4\pi/3)}e^{j4\pi/3} = 0.$$

Таким образом, первая гармоническая МДС трехфазной (а в общем случае многофазной) обмотки, питаемой системой токов прямой последовательности, представляет собой прямую вращающуюся МДС с амплитудой по (25.9), которая вращается с электрической угловой скоростью ω и угловой скоростью $\Omega_1 = \omega/p$ в положительном направлении.

На пространственной комплексной плоскости эта МДС совпадает по направлению с комплексной функцией $\widetilde{I}$, изображающей токи прямой последовательности в фазах (рис. 25.7). Имея в виду, что эта МДС пропорциональна току, $F_{1m} = k_F I$, можно записать (25.9) в комплексной форме

$$\widetilde{F}_{1m} = k_F\widetilde{I},$$

где $k_F = \dfrac{m\sqrt{2}wk_{o1}}{\pi p}$.

Распределение основной гармонической МДС, образованной токами прямой последовательности, по окружности зазора (25.1), (25.5) выражается уравнением

$$F(\alpha, t) = F_{1m} \cos(\omega t - \alpha) = \mathrm{Re}[\widetilde{F}_{1m} e^{-j\alpha}], \qquad (25.10)$$

где $\alpha = \gamma p = x\pi/\tau$ — электрический угол, характеризующий положение рассматриваемой точки в зазоре; γ — угол от начала отсчета (от оси главной фазы A с током $i_A = \sqrt{2} I \cos \omega t$) до рассматриваемой точки; x — расстояние по окружности зазора от оси главной фазы до рассматриваемой точки; τ — полюсное деление основной гармонической; p — число периодов основной гармонической по окружности зазора.

Если многофазная обмотка питается токами обратной последовательности, то совпадают друг с другом комплексные функции обратных МДС фаз, а прямые МДС взаимно уничтожаются. В результате образуется обратная вращающаяся МДС, описываемая уравнением

$$F(\alpha, t) = F_{1m} \cos(-\omega t - \alpha) = \mathrm{Re}[F_{1m} e^{-j\omega t} e^{-j\alpha}].$$

Аналогично можно произвести суммирование прямых и обратных волн высших гармонических МДС каждой из фаз. При суммировании этих волн для ν-й гармоники могут уничтожаться или прямые, или обратные волны, или те и другие одновременно. Поэтому в кривой МДС содержатся только некоторые гармонические МДС, определяемые формулой

$$\nu = 2mC \pm 1, \qquad (25.11)$$

где $C = 0, 1, 2, 3\ldots$

Так, трехфазная обмотка ($m = 3$) образует вращающиеся волны МДС порядка $\nu = 1, 5, 7, 11, 13 \ldots$

Направление вращения ν-й *гармонической составляющей вращающегося поля получается прямым (совпадает с выбранным положительным направлением отсчета углов), если при расчете порядка гармонической в приведенной формуле используется знак* (+), *и обратным, если используется знак* (–).

Так, волны МДС трехфазной обмотки порядка $\nu = 1, 7, 13$ вращаются в прямом направлении, волны МДС порядка $\nu = 5, 11$ — в обратном.

Пример 25.1. Определить порядок и направление вращения гармонических составляющих МДС, создаваемых токами прямой последовательности в обмотке с числом фаз $m = 11$.

По (25.11) найдем, что обмотка образует прямые волны МДС порядка ν = 1, 23, 67, … и обратные волны порядка ν = 21, 65. Сравнивая гармонический состав МДС обмотки с $m = 11$ с гармоническим составом трехфазной обмотки, видим, что при увеличении числа фаз форма МДС приближается к синусоидальной.

Амплитуда вращающейся ν-й гармонической МДС определяется по формуле, аналогичной (25.9),

$$F_{\nu m} = \frac{(m\sqrt{2}Iwk_{p\nu}k_{y\nu})}{\pi\nu p}, \qquad (25.12)$$

где $\nu p = p_\nu$ — число периодов ν-й гармонической.

Угловая скорость ν-й гармонической МДС

$$\Omega_\nu = \omega / p_\nu = \omega / (\nu p). \qquad (25.13)$$

Угловая скорость

$$\omega_\nu = \Omega_\nu p_\nu = \omega, \qquad (25.14)$$

полученная путем умножения геометрической скорости на число периодов ν-й гармонической поля (таким же образом, как электрический угол для ν-й гармонической $\alpha_\nu = \gamma p_\nu$), может рассматриваться как *электрическая угловая скорость* ν-й *гармонической МДС*. Именно с этой скоростью вращается комплексная функция ν-й гармонической МДС

$$\widetilde{F}_{\nu m} = F_{\nu m} e^{\pm j\omega t}.$$

Угловая скорость ν-й гармонической $\Omega_\nu = \Omega_1 / \nu$ в ν раз меньше скорости основной гармонической МДС. Распределение ν-й гармонической МДС по окружности зазора электрической машины представляется уравнением, составляемым по аналогии с (25.10):

$$F_\nu(\alpha, t) = F_{\nu m} \cos(\pm\omega t - \alpha_\nu) = \mathrm{Re}[F_{\nu m} e^{\pm j\omega t} e^{-j\alpha_\nu}], \qquad (25.15)$$

где знак (+) относится к прямо вращающимся гармоническим; (–) — к обратно вращающимся гармоническим; $\alpha_\nu = p_\nu\gamma = \nu p\gamma = \frac{x}{\tau_\nu}\pi =$ $= \frac{\nu x\pi}{\tau}$ — электрический угол, определяющий положение рассматриваемой точки для поля ν-й гармонической; $p_\nu = p\nu$ — число периодов

ν-й гармонической по окружности зазора; $\tau_\nu = \tau/\nu$ — полюсное деление ν-й гармонической.

Обычно амплитуда ν-й гармонической невелика, так как произведение $k_{p\nu}k_{y\nu}$ мало и составляет сотые доли единицы, в то время как для первой гармоники это произведение близко к единице. Кроме того, многие гармонические взаимно уничтожаются (например, гармонические, порядок которых кратен трем при трехфазной обмотке, т.е. гармонические порядка ν = 3, 9, 15 и т.д.). Поэтому МДС многофазной (трехфазной) обмотки при правильном выборе шага катушек ($y = 0{,}83\tau$) и числа катушек в группе ($q \geq 2$) мало отличается от своей первой гармонической, содержит слабо выраженные высшие гармонические и представляет собой вращающуюся волну первой гармонической с амплитудой по (25.9) и угловой скоростью $\Omega = \Omega_1 = \omega/p$.

Пример 25.2. Рассчитать и построить кривые МДС трехфазной двухслойной обмотки и гармонических составляющих этой МДС для момента времени $t = 0$, когда ток в фазе A максимален. Данные обмотки взять такими же, как в примере 24.5 ($q = 4$, $m = 3$, $\tau = 12$, $y = 10$, $a = 2$, $w_к = 5$, $I = 28{,}3$ А). Предварительно выразить амплитуды гармонических составляющих МДС трехфазной обмотки через амплитудный ток катушечной стороны $i_{к\max} = \sqrt{2}I_a w_к$, где $I_a = I/a$.

Исходя из (24.35), получим

$$F_{\nu m} = \frac{m}{2}F_{\phi\nu m} = \frac{2qmk_{y\nu}k_{p\nu}}{\pi\nu}i_{к\max}. \qquad (25.16)$$

По этой формуле определим

$$F_{1m} = 7{,}12i_{к\max} = 712 \text{ А}; \; F_{5m} = 0{,}075i_{к\max} = 7{,}5 \text{ А};$$

$F_{7m} = -0{,}042i_{к\max} = -4{,}2$ А. Учитывая, что полный ток в катушках фазы A максимален

$i_A w_к = \sqrt{2}I_a w_к \cos\omega t = \sqrt{2}I_a w_к = i_{к\max} = 100$ А, а полные токи в катушках фаз B и C равны

$$i_B w_к = i_C w_к = \sqrt{2}I_a w_к \cos(\omega t - (2\pi/3)) = -0{,}5i_{к\max} = -50 \text{ А},$$

построим кривые МДС трехфазной обмотки, ее первой и наиболее выраженной пятой гармонической составляющих (рис. 25.8).

Сравнивая МДС трехфазной обмотки (рис. 25.8) с МДС одной фазы этой обмотки (см. рис. 24.13), можно убедиться в том, что форма МДС трехфазной обмотки заметно улучшается, приближаясь к синусо-

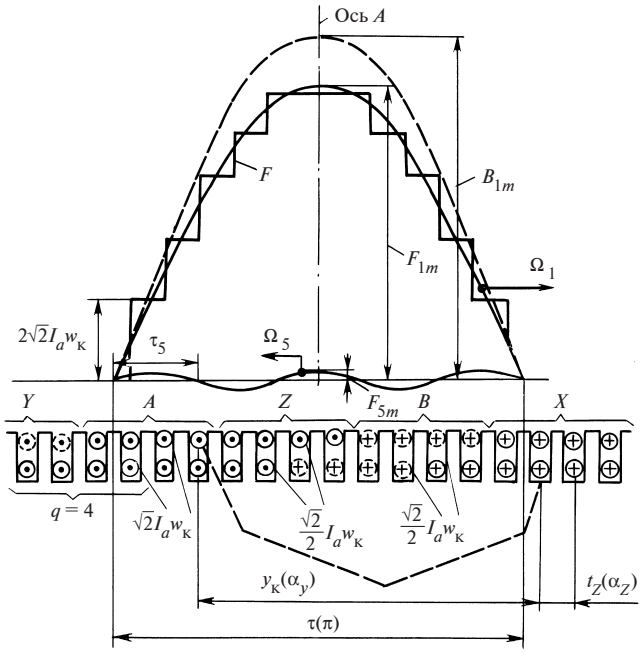


Рис. 25.8. Магнитодвижущая сила (*F*) трехфазной обмотки ($q = 4$, $\tau = 12$, $y = 10$)

идальной. Довольно сильно выраженные в МДС фаз третьи гармонические в результате сложения взаимно уничтожаются.

25.5. Основная гармоническая индукции магнитного поля многофазной обмотки (вращающееся поле)

Полюсное деление основной гармонической МДС многофазной обмотки $\tau_1 = \tau$ обычно во много раз больше, чем зубцовые деления магнитопроводов t_{Z1} и t_{Z2} ($\tau_1/t_{Z1} = q_1 m_1 >> 1$; $\tau_1/t_{Z2} >> 1$). Это открывает возможность при расчете поля, образованного основной гармонической МДС $F(\alpha, t) = F_{1m}\cos(\omega t - \alpha)$, учитывать влияние зубчатости в среднем при помощи коэффициента зазора k_δ, определенного по (24.8), (24.10) для четного (униполярного) поля. Зубчатый зазор может быть заменен гладким зазором шириной $\delta_0 = k_\delta \delta$. Средняя удельная проводимость этого зазора для поля под воздействием МДС $F(\alpha,t)$ будет такой же, как при униполярном намагничивании. Ее можно рассчитать по формуле

$$\lambda_0 = 1/\delta_0 = 1/(\delta k_\delta), \qquad (25.17)$$

где $k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}$ по (24.10).

Нормальную составляющую индукции магнитного поля под воздействием МДС $F(\alpha, t)$ можно выразить через λ_0 таким же образом, как максимальную индукцию в зоне равномерного поля по (24.5):

$$B(\alpha, t) = \mu_0\lambda_0 F(\alpha, t) = B_{1m}\cos(\omega t - \alpha), \qquad (25.18)$$

где $B_{1m} = \mu_0\lambda_0 F_{1m}$ — амплитуда основной гармонической индукции; F_{1m} — амплитуда основной гармонической МДС (25.9).

Основная гармоническая индукции магнитного поля в зазоре многофазной машины представляет собой вращающуюся волну, перемещающуюся с той же угловой скоростью $\Omega = \Omega_1 = \omega/p$, имеющую то же число периодов p и тот же пространственный ($\tau = \tau_1$) и угловой $\gamma_p = 2\pi/p$ период, что и первая гармоническая МДС (рис. 25.9). Так же как МДС, индукция $B(\alpha, t)$ может быть показана на одноперiодной модели машины (рис. 25.10) или в виде косинусоидально распределенной вращающейся волны (рис. 25.10, *а*), или в виде пространственно-временно́й комплексной функции

$$\widetilde{B}_{1m} = B_{1m}e^{j\omega t}, \qquad (25.19)$$

совпадающей по фазе с МДС $\widetilde{F}_1$ и током $\widetilde{I}$. Проекция комплексной функции $\widetilde{B}_{1m}$ на произвольное направление под электрическим углом $\alpha = p\gamma$ к началу отсчета в модели (рис. 25.10, *б*) равна радиальной составляющей индукции основной гармонической в точке под углом γ к началу отсчета в самой машине (см. рис. 25.9). За начало отсчета обычно принимается ось главной фазы (фазы *A*), ток в которой $i_A = \sqrt{2}I_a \cos\omega t$ максимален при $t = 0$.

Пример 25.3. При токе $I_1 = I_0 = 10{,}4$ А определить амплитуды основных гармонических МДС первичной обмотки $F_{1m} = F_{0m}$ и индукции в зазоре $B_{1m} = B_{0m}$ для машины переменного тока, имеющей следующие данные: $D = 2R = 0{,}2$ м; $l_\delta = 0{,}186$ м; $p = 2$; $\delta = 7 \cdot 10^{-4}$ м; $Z_1 = 48$; $m_1 = 3$; $y_1 = 10$; $w_{к1} = 10$; $a_1 = 2$; $b_{ш1} = 0{,}004$ м; $b_{п1} = 0{,}008$ м; $h_{ш1} = 0{,}002$ м; $h_{01} = 0{,}028$ м; $Z_2 = 36$; $m_2 = 3$; $y_2 = 8$; $w_{к2} = 6$; $a_2 = 1$; $b_{ш2} = 0{,}003$ м; $b_{п2} = 0{,}007$ м; $h_{ш2} = 0{,}002$ м; $h_{02} = 0{,}028$ м (см. рис. 23.2).

Амплитуда основной гармонической МДС первичной обмотки по (25.9):

$$F_{0m} = \sqrt{2}m_1 I_0 w_1 k_{р1} k_{у1} / (\pi p) = 506 \text{ А},$$

где $w_1 = 2pq_1 w_{к1} = 80$; $q_1 = Z_1/(2pm_1) = 4$;

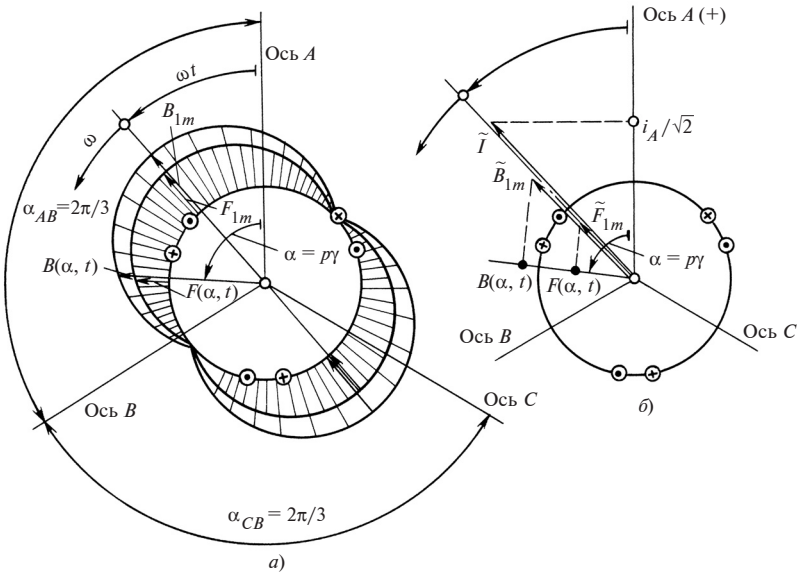


Рис. 25.10. Изображение вращающегося магнитного поля в одноперiодной модели машины по рис. 25.9

$$k_{p1} = \sin\frac{\pi}{6} \Big/ \left(q_1 \sin\frac{\pi}{6q_1}\right) = 0{,}958 \text{ [см. (24.33)]};$$

$$k_{y1} = \sin\pi y_1 / 2\tau_1 = 0{,}966;\ \tau_1 = m_1 q_1 = 12 \text{ [см. (24.20)]}.$$

Амплитуда основной гармонической индукции в зазоре по (25.17), (25.18):

$$B_{0m} = \mu_0 F_{0m} / (\delta k_\delta) = 0{,}7 \text{ Тл},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; $k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2} = 1{,}3$ [(24.10)];

$$k_{\delta 1} = t_{Z1} / (t_{Z1} - \gamma_1 \delta) = 1{,}2;\ k_{\delta 2} = t_{Z2} / (t_{Z2} - \gamma_2 \delta) = 1{,}09;$$

$$\gamma_1 = \frac{4}{\pi}\left(\frac{1}{\sqrt{a_{п1}}}\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{a_{п1}}} - \ln\sqrt{1 + (1/a_{п2})}\right) = 3{,}08;$$

$$\gamma_2 = \frac{4}{\pi}\left(\frac{1}{\sqrt{a_{п2}}}\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{a_{п2}}} - \ln\sqrt{1 + (1/a_{п2})}\right) = 2;$$

$$a_{п1} = (2\delta / b_{ш1})^2 = 0{,}1225; \quad a_{п2} = (2\delta / b_{ш2})^2 = 0{,}218;$$

$$t_{Z1} = \pi D / Z_1 = 0{,}0131 \text{ м}; \quad t_{Z2} = \pi D / Z_2 = 0{,}0174 \text{ м}.$$

25.6. Высшие гармонические индукции вращающегося магнитного поля многофазной обмотки

Высшие гармонические индукции магнитного поля многофазной обмотки зависят как от пространственного распределения МДС обмотки, так и от зубчатости магнитопроводов. Однако, так как зубчатость по-разному проявляется для различных гармонических, введение коэффициента зазора как при расчете основной гармонической поля (§ 25.5) не позволяет найти высшие гармонические с приемлемой точностью.

Поэтому точное определение магнитного поля многофазной обмотки нужно начать с построения ступенчатой кривой МДС обмотки F. Предварительно следует для заданного момента времени t рассчитать мгновенные токи в фазах обмотки i_A, i_B, i_C; токи в катушечных сторонах $\pm i_A w_к/a$; $\pm i_B w_к/a$; $\pm i_C w_к/a$ и токи в пазах $i_{п(k-1)}$; $i_{п(k)}$; $i_{п(k+1)}$, …, которые нетрудно найти, зная схему обмотки.

Такая кривая МДС F построена, например, на рис. 25.8 в пределах τ.

На рис. 25.11 та же кривая F построена на отрезке $\tau/2$. Для ее построения нужно произвольно задаться магнитным потенциалом на одном из зубцовых делений, например $\varphi'_k = 0$ на зубцовом делении k. Тогда потенциал φ'_{k+1} на соседнем зубцовом делении $k + 1$, начинающемся после паза $п(k + 1)$ с током $i_{п(k+1)}$,

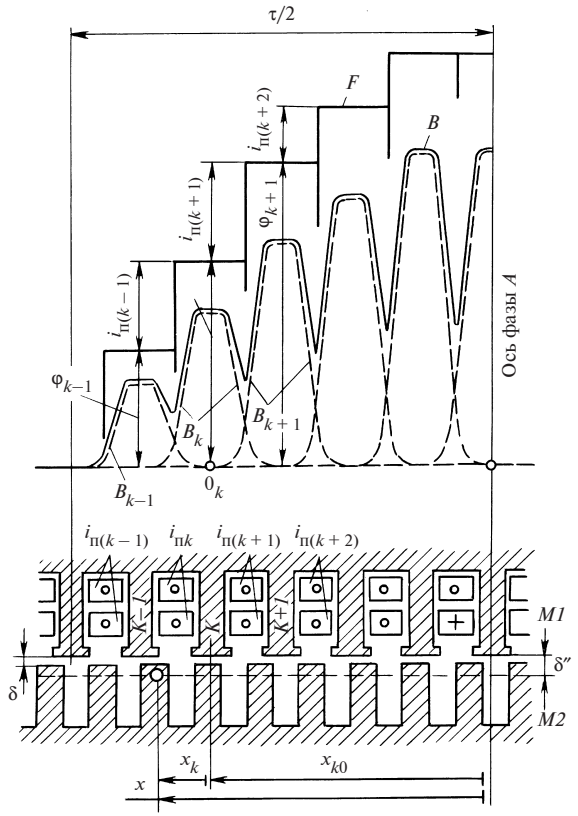


Рис. 25.11. Магнитное поле многофазной обмотки, заданное распределением мгновенных токов по фазам

равен $\varphi'_{k+1} = \varphi'_k + i_{п(k+1)}$ (здесь ток паза считается положительным, если он направлен «к нам»). Определив потенциалы зубцовых делений, расположенных на протяжении периода поля или двух полюсных делений, следует найти среднее значение потенциала

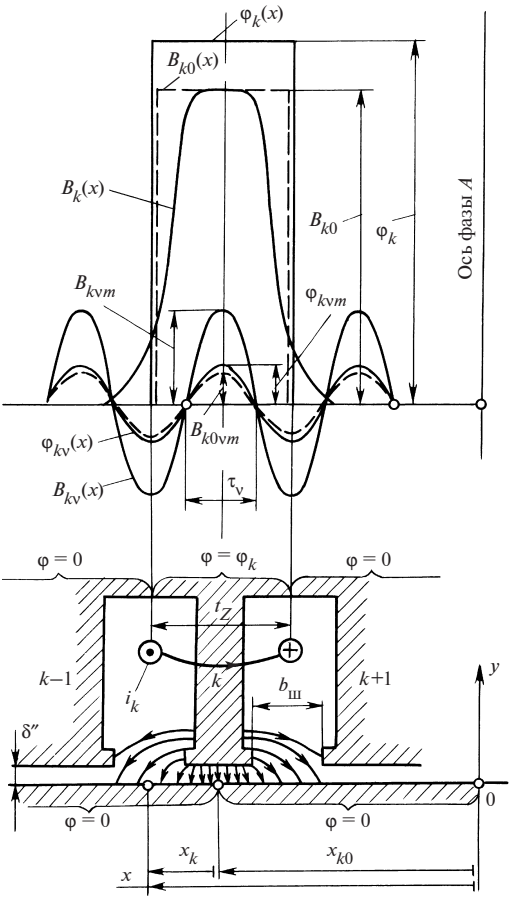
$$\varphi_{ср} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} \varphi'_k$$

и затем МДС многофазной обмотки F на всех зубцовых делениях, отсчитываемую от среднего потенциала $\varphi_{ср}$ и равную $\varphi_{k-1} = \varphi'_{k-1} - \varphi_{ср}$ на $(k-1)$-м зубцовом делении, $\varphi_k = \varphi'_k - \varphi_{ср}$ на k-м зубцовом делении, $\varphi_{k+1} = \varphi'_{k+1} - \varphi_{ср}$ на $(k+1)$-м зубцовом делении и т.д.

Такая МДС F показана на рис. 25.11. Ее можно считать равной сумме МДС *зубцовых делений* $\varphi_k(x)$. Соответственно поле многофазной обмотки можно определить как сумму элементарных полей, образованных токами $i_к = \varphi_k$, охватывающими соответствующие зубцы. Эти токи называются токами зубцовых контуров. Распределение МДС $\varphi_k(x)$ зубцового деления k под воздействием тока i_k показано на рис. 25.12. Оно имеет прямоугольную форму, причем на протяжении зубцового деления $\varphi_k(x) = \varphi_k$, а за его пределами $\varphi_k(x) = 0$. Это означает, что при решении задачи определения поля следует принять следующие граничные условия: потенциал $\varphi = 0$ для магнитопровода *M2*; потенциал $\varphi = \varphi_k$ для зубцового деления k магнитопровода *M1* и потенциал $\varphi = 0$ для зубцовых делений $k+1$ и $k-1$ магнитопровода *M1*. Образующееся поле существенно зависит от конфигурации пазов и зазора. Для упрощения расчета точно воспроизводится только форма возбужденного магнитопровода *M1*, в пазах которого расположена рассматриваемая обмотка. Невозбужденный магнитопровод *M2* заменяется гладким, а влияние его зубчатости на проводимость зазора учитывается приближенно введением эквивалентного зазора $\delta'' = \delta k_{\delta 2}$ [см. (24.10)].

Магнитное поле, образованное МДС $\varphi_k(x)$, при указанных граничных условиях может быть представлено в виде суммы нечетного поля $\varphi_{sm} = i_k/2 = \varphi_k/2$ и четного поля при $\varphi_{cm} = \varphi_k/2$ [см. § 24.1, (24.2)]. Соответственно индукция $B_k(x)$ магнитного поля, образованного МДС $\varphi_k(x)$ на поверхности невозбужденного гладкого магнитопровода *M2* при $y = 0$, складывается из индукций четного и нечетного полей на этой

Рис. 25.12. Поле, образованное МДС *k*-го зубцового деления



поверхности. Если расположить начало отсчета x на оси левого паза (рис. 25.12), то получим

$$B_k(x) = B_c(x) + B_s(x)$$

при $0 \le x \le 0{,}5t_Z$;

$$B_k(x) = B_c(-x) - B_s(-x)$$

при $0 \ge x \ge -0{,}5t_Z$,

где $B_s(x)$ рассчитывают по (24.3) при $\varphi_{sm} = \varphi_k/2$; $B_c(x)$ — по (24.6) при $\varphi_{cm} = \varphi_k/2$.

Используя условия симметрии, получаем кривую $B_k(x)$, показанную на рис. 25.12. Ее форма зависит от соотношения размеров в пределах зубцового деления: $b_п/\delta''$ и t_Z/δ'', поэтому кривые индукции на всех других зубцовых делениях, например $B_{k+1}(x)$ или $B_{k-1}(x)$, подобны по форме кривой $B_k(x)$, причем ординаты этих кривых увеличены соответственно в φ_{k+1}/φ_k и φ_{k-1}/φ_k раз. На рис. 25.11 показано, как путем сложения полей отдельных зубцовых делений $B_k(x)$; $B_{k+1}(x)$; $B_{k-1}(x)$… можно получить результирующее поле B, образованное МДС F многофазной обмотки.

Гармонические составляющие индукции результирующего поля B также можно найти путем суммирования гармонических составляющих индукции полей отдельных зубцовых делений $B_k(x)$; $B_{k+1}(x)$… Поскольку кривые $B_k(x)$, $B_{k+1}(x)$… подобны по форме, достаточно провести гармонический анализ одной из этих кривых, например $B_k(x)$. Из-за симметрии кривой $B_k(x)$ относительно середины зубцо-

вого деления (см. рис. 25.12) ее разложение содержит только постоянную и косинусоидальные составляющие

$$B_k(x) = B_{k(c)} + \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{k\nu m} \cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau},$$

где $\nu = 1, 2, 3\ldots$

Амплитуда ν-й гармонической разложения

$$B_{k\nu m} = \frac{1}{\tau}\int_{-\tau}^{\tau} B_k(x) \cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau}\, \mathrm{d}x_k .$$

При этом из-за сложности аналитического выражения для $B_k(x)$ интегрирование может быть проведено только численно при помощи ЭВМ. Для того чтобы избавиться в инженерной практике от проведения громоздких численных расчетов, Т.Г. Сорокером* было предложено выражать амплитуду ν-й гармонической $B_{k\nu m}$ разложения $B_k(x)$ через амплитуду ν-й гармонической $B_{k0\nu m}$ разложения идеализированной кривой индукции прямоугольной формы $B_{k0}(x)$ с максимальным значением $B_{k0} = \mu_0\varphi_k/\delta''$. Из-за симметрии кривой $B_{k0}(x)$ относительно середины зубцового деления (см. рис. 25.12) ее разложение также содержит постоянную и косинусоидальные составляющие

$$B_{k0}(x) = B_{k0(c)} + \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{k0\nu m} \cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau}, \quad \text{где } \nu = 1, 2, 3\ldots$$

Амплитуды отдельных членов разложения $B_{k0}(x)$ легко вычисляются аналитически:

$$B_{k0\nu m} = \frac{1}{\tau}\int_{x_k=-\tau}^{\tau} B_{k0}(x) \cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau}\, \mathrm{d}x_k = \frac{\mu_0}{\delta''}\varphi_{k\nu m},$$

где

$$\varphi_{k\nu m} = \frac{1}{\tau}\int_{x_k=-0{,}5t_Z}^{0{,}5t_Z} \varphi_k \cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau}\, \mathrm{d}x_k = \frac{2\varphi_k}{\nu\pi}\sin\frac{\nu t_Z \pi}{2\tau}$$

— амплитуда ν-й гармонической МДС k-го зубцового деления $\varphi_k(x)$.

На рис. 25.12 показаны ν-е гармонические кривых $B_k(x)$ и $B_{k0}(x)$. Как видно из рисунка, они имеют одинаковые полюсные деления $\tau_\nu = \tau/\nu$ и различные амплитуды $B_{k\nu m}$ и $B_{k0\nu m}$. Отношение амплитуд

* Сорокер Т.Г. Влияние пазов на гармонические составляющие магнитного поля в зазоре асинхронных двигателей при односторонней зубчатости // Electrotechnický Obzor. 1972. №10.

ν-х гармоник индукции, найденных с учетом и без учета влияния зубчатости, называется коэффициентом влияния пазов для ν-й гармонической

$$C_\nu = B_{k\nu m} / B_{k0\nu m}. \qquad (25.20)$$

Коэффициент влияния пазов C_ν получается одинаковым для всех зубцовых делений данного магнитопровода и зависит только от соотношений его размеров и порядка гармонической

$$C_\nu = f\left(\frac{b_\text{п}}{\delta''};\ \frac{b_\text{п}}{t_Z};\ \frac{Z}{\nu p}\right),$$

где Z — число зубцов магнитопровода; p — число периодов основной гармонической; $b_\text{п}$ — ширина паза у зазора.

На основании критериальной обработки численных расчетов C_ν, проведенных при различных соотношениях размеров, предложена следующая приближенная методика его расчета.

Коэффициент влияния пазов для ν-й гармонической

$$C_\nu = D_\nu - A_\nu / \operatorname{tg}\frac{\pi p \nu}{Z}, \qquad (25.21)$$

где D_ν и A_ν определяют в зависимости от отношения $b_\text{п}/\delta''$ и величины

$$\varepsilon_\nu = \frac{\pi p \nu}{Z}\frac{b_\text{п}}{t_Z};$$

а) при $\varepsilon_\nu \le 2$:

$$A_\nu = \frac{\varepsilon_\nu}{1 + 5\delta''/b_\text{п}}\left[1 - \varphi_{mA}\varepsilon_\nu^2 \delta''/b_\text{п}\right],$$

где

$$\varphi_{mA} = 0{,}4845 - 0{,}0255\, b_\text{п}/\delta'' + 0{,}0142\,(b_\text{п}/\delta'')^2;$$

$$D_\nu = 1 - \varphi_{mB}\varepsilon_\nu^2(1 - \varphi_{mB}\varepsilon_\nu^2/6),$$

где

$$\varphi_{mB} = 0{,}5 + \frac{2}{3}\left(\frac{\delta''}{b_\text{п}}\right)^2 - \frac{1}{3(1 + 0{,}08\, b_\text{п}/\delta'')};$$

б) при $\varepsilon_\nu > 2$:

$$A_\nu = \mathrm{e}^{-1{,}46\varepsilon_\nu \delta''/b_\text{п}} \sin(0{,}95\varepsilon_\nu - \varphi_{mC});$$

$$D_\nu = \mathrm{e}^{-1{,}46\varepsilon_\nu \delta''/b_\text{п}} \cos(0{,}95\varepsilon_\nu - \varphi_{mC}),$$

где $\varphi_{mC} = 0{,}7484 - 0{,}05037\, b_\text{п}/\delta'' + 0{,}001195\,(b_\text{п}/\delta'')^2$.

Коэффициент C_ν по (25.21) может быть использован и для учета влияния полузакрытых пазов по рис. 23.2. Для таких пазов нужно ввести в (25.21) $b_ш$ вместо $b_п$ и считать $\varepsilon_\nu = \pi p \nu b_ш/(Zt_2)$.

После определения коэффициента C_ν нетрудно найти с учетом зубчатости амплитуду ν-й гармонической индукции, образованной МДС k-го зубцового деления $\varphi_k(x)$:

$$B_{k\nu m} = C_\nu B_{k0\nu m} = \frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}\varphi_{k\nu m}, \qquad (25.22)$$

где $\varphi_{k\nu m}$ — амплитуда ν-й гармонической МДС k-го зубцового деления (см. ранее).

Зная пространственное распределение ν-й гармонической МДС k-го зубцового деления

$$\varphi_{k\nu}(x) = \varphi_{k\nu m}\cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau}$$

и пользуясь (25.22), легко записать уравнение для распределения ν-й гармонической индукции с учетом зубчатости:

$$B_{k\nu}(x) = B_{k\nu m}\cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau}.$$

Для того чтобы иметь возможность произвести суммирование индукций, это уравнение необходимо представить в общей для всех контуров координатной системе, начало отсчета которой совмещено с осью фазы A (см. рис. 25.11, 25.12):

$$B_{k\nu}(x) = B_{k\nu m}\cos(x - x_{k0})\frac{\nu\pi}{\tau}.$$

В этом уравнении $(x - x_{k0}) = x_k$ — расстояние от оси k-го зубца до рассматриваемой точки в зазоре; x_{k0} — расстояние от оси фазы A до оси k-го зубца; x — расстояние от оси фазы A до рассматриваемой точки.

Заметив, что $x\pi/\tau = \alpha$ — электрический угол по основной гармонической от оси фазы A до рассматриваемой точки; $x_{k0}\pi/\tau = \alpha_{k0}$ — электрический угол от оси фазы A до оси k-го зубца, можно переписать уравнения для пространственного распределения ν-х гармонических МДС и индукции в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned}\varphi_{k\nu}(\alpha) &= \varphi_{k\nu m}\cos\nu(\alpha - \alpha_{k0});\\ B_{k\nu}(\alpha) &= B_{k\nu m}\cos\nu(\alpha - \alpha_{k0}).\end{aligned}\right\} \qquad (25.23)$$

Поскольку по фазам обмотки протекают переменные токи с угловой частотой ω, можно утверждать, что МДС k-го зубцового деления будет изменяться во времени с той же частотой

$$\varphi_k = \varphi_{km}\cos(\omega t - \beta_k),$$

где φ_{km} — временна́я амплитуда МДС k-го зубцового деления; β_k — временна́я фаза МДС k-го зубцового деления.

Соответственно изменяются во времени и амплитуды ν-х пространственных гармонических МДС и индукции k-го зубцового деления:

$$B_{k\nu m} = \frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}\varphi_{k\nu m},$$

где $\varphi_{k\nu m} = \frac{2\varphi_k}{\nu\pi}\sin\frac{\nu t_Z \pi}{2\tau}$ — амплитуда ν-й гармонической МДС в момент времени t; $\varphi_{k\nu m} = \frac{2\varphi_{km}}{\nu\pi}\sin\frac{\nu t_Z \pi}{2\tau}$ — амплитуда ν-й гармонической МДС в момент, когда $\varphi_k(t) = \varphi_{km}$.

Учитывая, что $\varphi_{k\nu m}$ и $B_{k\nu m}$ в (25.23) изменяются в функции времени, получаем уравнения для ν-х гармонических МДС и индукции в произвольной точке зазора под углом α к оси фазы в любое мгновение t:

$$\varphi_{k\nu}(\alpha, t) = \varphi_{k\nu m}\cos(\omega t - \beta_k)\cos\nu(\alpha - \alpha_{k0});$$

$$B_{k\nu}(\alpha, t) = \frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}\varphi_{k\nu m}\cos(\omega t - \beta_k)\cos\nu(\alpha - \alpha_{k0}).$$

Сравнивая полученные уравнения с (24.37), замечаем, что они представляют собой уравнения пульсирующих волн.

Результирующая ν-я гармоническая индукции многофазной обмотки получается путем суммирования индукций, образованных МДС зубцовых делений:

$$B_\nu(\alpha, t) = \sum_{k=1}^{Z} B_{k\nu}(\alpha, t) = \frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}\sum_{k=1}^{Z}\varphi_{k\nu}(\alpha, t) = \frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}F_\nu(\alpha, t). \quad (25.24)$$

Сумма ν-х гармонических МДС всех зубцовых делений $\sum_{k=1}^{Z}\varphi_{k\nu}(\alpha, t)$ равна ν-й гармонической МДС многофазной обмотки $F_\nu(\alpha, t)$.

Ранее (см. § 25.4) было показано, что при $\nu = 2mc \pm 1$, где $c = 0, 1, 2, 3, \ldots$, обмотка с числом фаз m образует ν-ю гармоническую МДС

в виде вращающейся волны, описываемой уравнением (25.15), поэтому

$$\sum_{k=1}^{Z} \varphi_{k\nu}(\alpha, t) = F_\nu(\alpha, t) = F_{\nu m}\cos(\pm\omega t - \nu\alpha)$$

и, следовательно, ν-я гармоническая индукции многофазной обмотки

$$B_\nu(\alpha, t) = B_{\nu m}\cos(\pm\omega t - \nu\alpha), \qquad (25.25)$$

где $B_{\nu m} = \mu_0 C_\nu F_{\nu m}/\delta''$ — амплитуда вращающейся волны ν-й гармонической индукции многофазной обмотки.

Таким образом, *индукция многофазной обмотки, найденная с учетом влияния пазов, содержит гармонические составляющие того же порядка, что и МДС. Влияние пазов на амплитуду гармоники индукции учитывается при помощи коэффициента* C_ν, *рассчитываемого по (25.21).*

Коэффициент C_ν может быть положительным или отрицательным. Соответственно волна индукции может быть либо в фазе, либо в противофазе по отношению к волне МДС. Для гармонических составляющих, имеющих большие полюсные деления и удовлетворяющих условию $\tau_\nu = \tau/\nu >> t_{Z1}$, коэффициент $C_\nu \approx 1/k_{\delta 1}$. Поскольку для основной гармонической это условие обычно удовлетворяется, $\tau_1 >> t_Z = \tau_1/(m_1 q_1)$, амплитуда ее индукции по (25.25) равна $B_1 = F_{1m}\mu_0 C_1/\delta'' = F_{1m}\mu_0/(\delta k_{\delta 1} k_{\delta 2})$, что совпадает с (25.18).

Пример 25.4. При токе $I_1 = I_0 = 10{,}4$ А определить амплитуды первых зубцовых гармонических МДС первичной обмотки $F_{\nu m}$ и индукции в зазоре для машины переменного тока с такими же данными, как в примере 25.3.

Порядок первой зубцовой гармонической по (24.34):

$$\nu = \frac{Z_1 k}{p} - 1 = 2m_1 q_1 k - 1 = 23, \text{ где } k = 1.$$

Амплитуда первой зубцовой гармонической МДС первичной обмотки по (25.12):

$$F_{\nu m} = \sqrt{2} m_1 I_1 w_1 k_{p\nu} k_{y\nu}/(\nu\pi p) = 22 \text{ А},$$

где $k_{p\nu} = \sin\frac{\nu\pi}{6}\Big/\left(q_1 \sin\frac{\nu\pi}{6q_1}\right) = -0{,}958$ [см. (24.33)]; $k_{y\nu} = \sin\frac{\nu\pi y_1}{2\tau_1} = -0{,}966$ [см. (24.19)].

Коэффициент влияния пазов для первой зубцовой гармонической по (25.21)

$$C_\nu = D_\nu - A_\nu/\operatorname{tg}\frac{\pi p \nu}{Z_1} = 3{,}91;$$

$$\varepsilon_\nu = \pi p \nu b_{ш1} / (Z_1 t_{Z1}) = 0{,}919 < 2;$$

$$A_\nu = \frac{\varepsilon_\nu}{1 + 5\delta'' / b_{ш1}} [1 - \varphi_{mA} \varepsilon_\nu^2 \delta'' / b_{ш1}] = 0{,}414,$$

где $\varphi_{mA} = 0{,}484 - 0{,}0255 b_{ш1} / \delta'' + 0{,}0142 (b_{ш1} / \delta'')^2 = 0{,}74$; $\delta'' = \delta k_{\delta 2} = 7{,}63 \cdot 10^{-4}$ м;

$$D_\nu = 1 - \varphi_{mB} \varepsilon_\nu^2 (1 - \varphi_{mB} \varepsilon_\nu^2 / 6) = 0{,}765,$$

где $\varphi_{mB} = 0{,}5 + 0{,}666 (\delta'' / b_{ш1})^2 - 0{,}333 / (1 + 0{,}08 b_{ш1} / \delta'') = 0{,}29$.

Амплитуда первой зубцовой гармонической первичной обмотки по (25.25):

$$B_{\nu m} = \mu_0 C_\nu F_{\nu m} / \delta'' = 0{,}142 \text{ Тл},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Более подробно и строго влияние односторонней пазовости (или зубчатости) магнитопровода на гармоники индукции рассмотрено в [27]. Там же изложены основы универсального метода электромагнитного расчета электрических машин (метода проводимостей зубцовых контуров), который позволяет учитывать влияние не только односторонней, но и двухсторонней зубчатости магнитопроводов, а также нелинейность их характеристик намагничивания.

Число периодов, полюсное деление, направление вращения, угловая скорость и электрическая угловая частота высшей ν-й гармонической индукции вращающегося поля совпадают с соответствующими параметрами для ν-й гармонической МДС (25.13). От основной гармонической индукции вращающегося поля высшие ν-е гармонические отличаются только тем, что они имеют значительно меньшие амплитуды, иное число периодов и иные частоты вращения.

Поскольку каждая из гармоник поля перемещается со своей угловой скоростью Ω_ν, их взаимное расположение все время изменяется и результирующее магнитное поле периодически изменяет свою форму. Это свойство поля иллюстрируется рис. 25.13, на котором индукция представлена в виде суммы основной и пятой гармонических. Индукция найдена для двух мгновений: $t = 0$, когда ток в фазе A трехфазной обмотки максимален (рис. 25.13, *а*), и $t = \pi/(2\omega)$, когда $\omega t = \pi/2$ и ток в фазе A равен нулю (рис. 25.13, *б*). При $t = 0$ амплитуды гармонических лежат на оси фазы. За время $t = \pi/(2\omega)$ волна основной гармонической перемещается в положительном направлении на угол

$$\Omega_1 t = \frac{\omega}{p} \frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{2p}$$

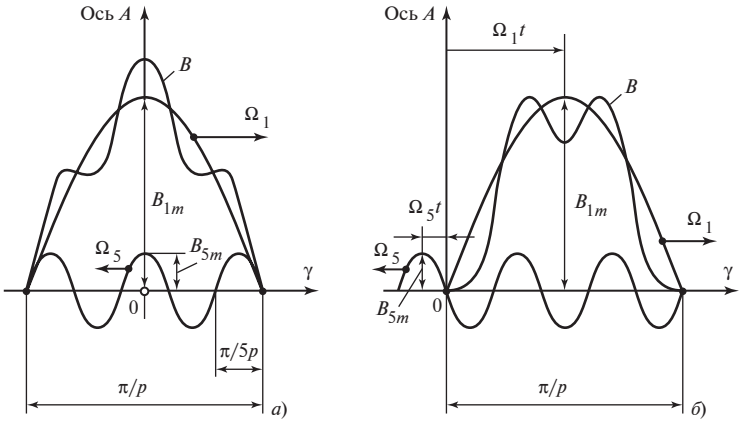


Рис. 25.13. Влияние высших гармонических на форму вращающегося поля многофазной обмотки:

а — поле при $t = 0$; *б* — поле при $t = \pi/(2\omega)$

или электрический угол $\pi/2$, а волна пятой гармонической перемещается в обратном направлении на угол

$$\Omega_5 t = \frac{\omega}{5p}\frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{2(5p)}$$

или на электрический угол

$$5p\Omega_5 t = \frac{\pi}{2}.$$

Из рисунка видно, что форма кривой индукции при $t = 0$ и $t = \pi/(2\omega)$ получается различной из-за изменения взаимного расположения гармонических составляющих. Для наглядности амплитуда пятой гармонической увеличена в несколько раз по сравнению с обычным ее значением.

При слабо выраженных высших гармонических это изменение формы получается мало заметным.

Перечисленные особенности высших гармонических характерны для вращающихся полей, которые образованы многофазными обмотками, питаемыми симметричными системами токов прямой или обратной последовательности с круговой частотой ω. *Гармонические составляющие поля многофазной обмотки вращаются с одинаковыми электрическими угловыми скоростями* $\omega_\nu = \omega$, *совпадающими с круговой частотой токов, и с различными геометрическими угловыми скоростями* $\Omega_\nu = \omega/(\nu p)$.

Глава двадцать шестая
МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

26.1. Магнитное поле сосредоточенной обмотки возбуждения

Вращающееся магнитное поле может быть образовано не только при помощи многофазной обмотки, но и другим способом — при помощи обмотки возбуждения, расположенной на вращающемся роторе. При питании этой обмотки постоянным током i образуется неподвижное относительно ротора магнитное поле с радиальной составляющей индукции B (рис. 26.1). Если ротор вместе с обмоткой привести во вращение с угловой скоростью Ω, то магнитное поле обмотки будет также вращаться с той же угловой скоростью.

Магнитодвижущая сила F, образуемая сосредоточенной обмоткой возбуждения, представляется в виде кривой прямоугольной формы (§ 24.1). На протяжении полюсного деления она остается постоянной и равной $F_m = iw_к$, на оси паза она скачкообразно изменяется на значение тока в пазу $2iw_к$ и изменяет свою полярность на обратную — F_m. Амплитуда МДС может быть рассчитана, как для однофазной двухслойной обмотки без укорочения шага, имеющей $q = 1$, $y_к = \tau$ и питаемой постоянным током $i = \sqrt{2}I_a$:

$$F_m = q(\sqrt{2}I_a)w_к = iw_к .$$

Поле в зазоре, созданное МДС F, рассчитывается по урав-

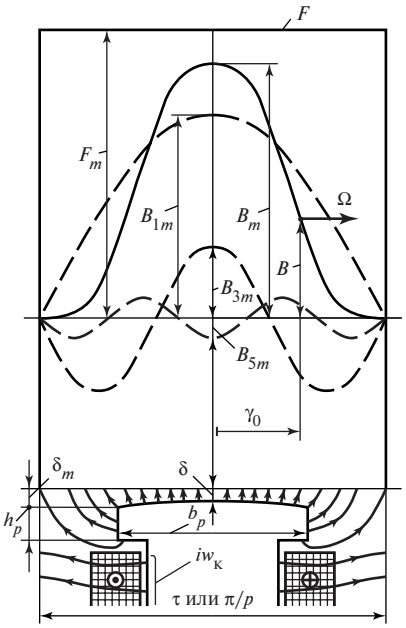


Рис. 26.1. Магнитное поле сосредоточенной обмотки возбуждения

нению Лапласа (23.2) для скалярного магнитного потенциала при следующих граничных условиях: потенциал поверхности полюсного наконечника равен φ; потенциал на поверхности гладкого магнитопровода и на оси паза равен нулю.

Форма кривой радиальной составляющей индукции на поверхности гладкого магнитопровода B зависит от соотношения размеров в области зазора и полюсного наконечника, а именно, относительной полюсной дуги $\alpha = b_p/\tau$; относительного зазора под краем полюса $\gamma = \delta_m/\delta$; относительного зазора на оси полюса $\varepsilon = \delta/\tau$.

Кривая индукции, приведенная на рис. 26.1, соответствует $\alpha = 0{,}55$; $\gamma = 2$ и $\varepsilon = 0{,}01$. Кривые индукции B, рассчитанные на ЭВМ при различных α, γ и ε, подвергаются гармоническому анализу, и амплитуды отдельных гармоник выражаются в долях индукции B_m в виде коэффициентов гармонических поля возбуждения:

$$k_f = B_{1m}/B_m \text{ — для основной гармонической;} \qquad (26.1)$$

$$k_{f\nu} = B_{\nu m}/B_m \text{ — для } \nu\text{-й высшей гармонической.} \qquad (26.2)$$

При этом индукция $B_m = \mu_0 F_m/\delta$ понимается как индукция в равномерном зазоре δ под воздействием постоянной МДС F_m.

Наиболее точные расчеты коэффициентов k_f и $k_{f\nu}$ были проведены И.И. Талаловым, их результаты для $\nu = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17$ даны в [38]. Здесь приводятся только кривые, необходимые для расчета коэффициента k_f для основной гармонической (рис. 26.2) и коэффициентов k_{f3}, k_{f5} для третьей и пятой гармонических (рис. 26.3). По этим рисункам определяются составляющие перечисленных коэффициентов k'_f и k''_f, k'_{f3} и k''_{f3}, k'_{f5} и k''_{f5} (заметим, что на рисунках даны $\gamma k''_f$, $\gamma k''_{f3}$, $\gamma k''_{f5}$). Сами коэффициенты получаются в результате суммирования составляющих при заданных α, γ и ε: $k_f = k'_f + k''_f$; $k_{f\nu} = k'_{f\nu} + k''_{f\nu}$.

Форма кривой индукции B отличается от формы кривой МДС и при правильно выбранных соотношениях размеров в области зазора может быть сделана близкой к синусоидальной. Кривую индукции можно разложить в гармонический ряд, записав уравнение для ν-й гармонической составляющей относительно оси обмотки

$$B(\alpha) = B_{\nu m}\cos\alpha_{0\nu}, \qquad (26.3)$$

где $\alpha_{0\nu} = \nu\alpha_0 = \nu p\gamma_0$; α_0, γ_0 — электрический и геометрический углы, определяющие положение точки относительно оси обмотки (см. рис. 26.1).

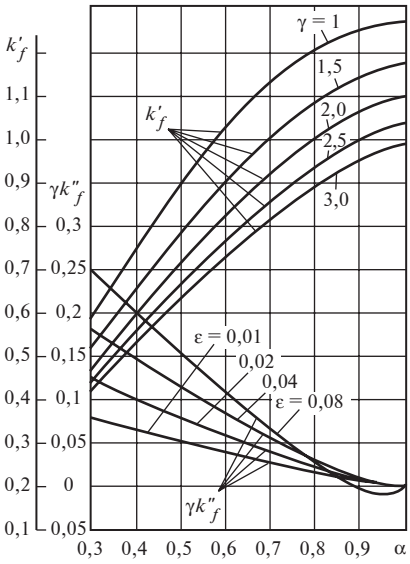


Рис. 26.2. Коэффициенты поля возбуждения, определяющие основную гармоническую индукции $k_f = k'_f + k''_f$

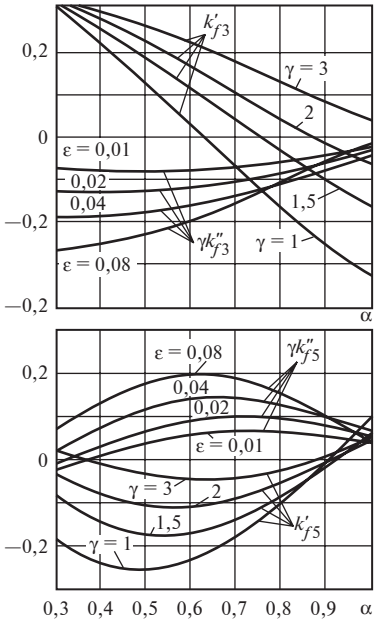


Рис. 26.3. Коэффициенты поля возбуждения, определяющие высшие гармонические индукции $k_{f\nu} = k'_{f\nu} + k''_{f\nu}$

26.2. Магнитное поле распределенной обмотки возбуждения

Магнитодвижущая сила, образуемая распределенной обмоткой возбуждения, представляется в виде кривой ступенчатой формы (рис. 26.4), напоминающей кривую МДС фазы двухслойной обмотки. Для определения амплитуд гармонических составляющих МДС распределенной однослойной обмотки с током в пазу ($iw_к$) и числом обмотанных пазов на полюс q можно воспользоваться формулами (24.35), выведенными для фазы двухслойной обмотки, если взять обмотку без укорочения шага ($y_к = \tau$)* и положить максимальный ток в катушке двухслойной обмотки ($\sqrt{2}I_a w_к$) равным половине тока в пазу обмотки возбуждения $iw_к$, т.е.

$$\sqrt{2}I_a w_к = iw_к / 2 .$$

* Распределенную обмотку возбуждения в отношении образования поля следует рассматривать как обмотку без укорочения шага, поскольку расстояние между соседними группами пазов с обмоткой равно полюсному делению τ.

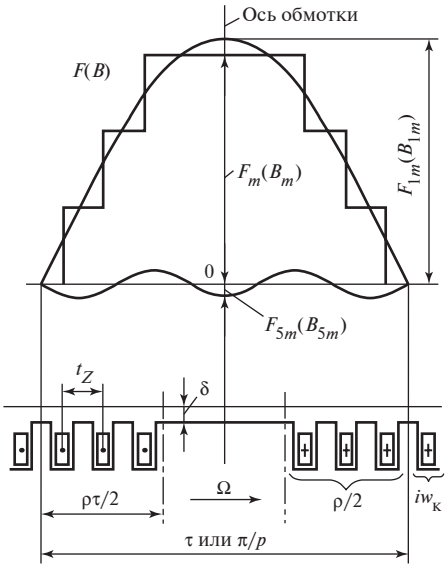


Рис. 26.4. Магнитное поле распределенной обмотки возбуждения ($q = 6$, $b/\tau = 2/3$)

Имея в виду, что при $y_к = \tau$ коэффициент $k_{y\nu} = 1$, из (24.35) получим для амплитуды ν-й гармонической МДС

$$F_\nu = \frac{2qk_{p\nu}}{\pi\nu}(iw_к) = \frac{4k_{p\nu}}{\pi\nu}(iw), \quad (26.4)$$

где $w = w_к q/2$ — число витков на полюс обмотки возбуждения; $k_{p\nu} = \dfrac{\sin\dfrac{q\nu\gamma_Z}{2}}{q\sin\dfrac{\nu y_Z}{2}}$ — коэффициент распределения для ν-й гармонической; $\gamma_Z = t_Z\pi/\tau = \rho\pi/q$ — электрический угол между соседними обмотанными пазами; t_Z — зубцовое деление; $\rho = b/\tau$ — относительная длина обмотанной части полюса; b — длина обмотанной части полюсного деления.

Коэффициент удельной проводимости зазора в этом случае можно на всем протяжении полюсного деления считать постоянным и равным

$$\lambda_0 = 1/\delta.$$

Поэтому кривая индукции $B = \mu_0 F\lambda_0$ повторяет по форме кривую МДС, а амплитуды гармонических индукций пропорциональны амплитудам гармонических МДС

$$B_\nu = \mu_0 F_\nu \lambda_0.$$

Уравнение для ν-й гармонической индукции, записанное относительно оси обмотки, не отличается от соответствующего уравнения в случае сосредоточенной обмотки (26.3).

26.3. Вращающиеся гармонические составляющие поля возбуждения

При вращении ротора с угловой скоростью Ω *поле возбуждения ротора и его гармонические составляющие* (на рис. 26.5 показаны только первая и пятая гармонические) *вращаются с теми же угловыми скоростями* $\Omega_\nu = \Omega$. Поэтому в отличие от вращающегося поля,

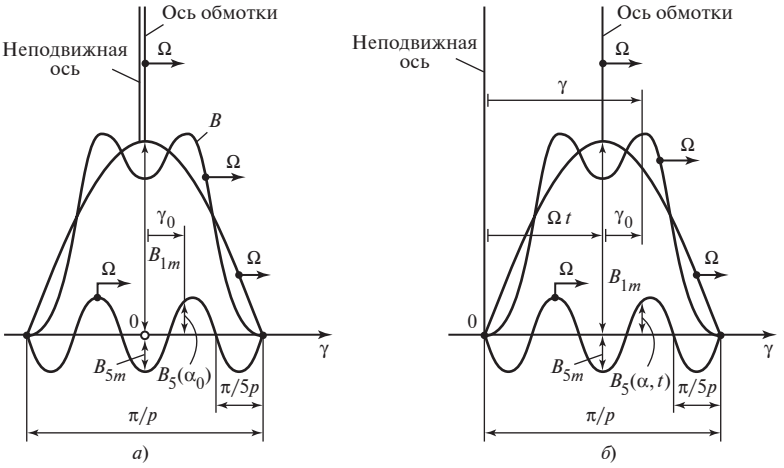


Рис. 26.5. Высшие гармонические магнитного поля обмотки возбуждения:
а — поле при $t = 0$; *б* — поле в момент времени t

созданного многофазной обмоткой, *поле обмотки возбуждения при вращении не изменяет своей формы. Электрические угловые скорости отдельных гармонических составляющих получаются неодинаковыми*

$$\omega_\nu = p_\nu \Omega_\nu = \nu p \Omega$$

и тем большими, чем выше порядок гармоники (сравните с полем, образованным многофазной обмоткой, где электрические скорости были одинаковыми, а угловые — различными).

Уравнение вращающейся волны индукции поля возбуждения ν-го порядка, записанное относительно неподвижной оси, можно получить исходя из (26.3) для той же гармонической. Примем, что при $t = 0$ ось обмотки, вращающейся с угловой скоростью Ω, совпадает с неподвижной осью (см. рис. 26.5, *а*), тогда связь между угловыми координатами произвольной точки относительно оси обмотки γ_0 и относительно неподвижной оси γ в момент времени t определяется уравнением

$$\gamma = \gamma_0 + \Omega t.$$

Рассматривая это уравнение совместно с (26.3), получаем уравнение вращающейся волны индукции ν-го порядка

$$B_\nu(\alpha, t) = B_{\nu m} \cos[\nu p \Omega t - \nu p \gamma] = B_{\nu m} \cos[\omega_\nu t - \nu \alpha]. \qquad (26.5)$$

Это уравнение по форме записи совпадает с уравнением прямой вращающейся волны ν-го порядка, образованной многофазной обмоткой (25.10), (25.20).

Коэффициент при угле γ в этом уравнении равен числу периодов рассматриваемой гармоники $\nu p = p_\nu$.

Коэффициент при времени t равен электрической угловой скорости гармоники $\nu p\Omega = p_\nu\Omega = \omega_\nu$.

Отношение коэффициента при времени к коэффициенту при угле равно угловой скорости гармоники

$$\nu p\Omega / \nu p = \Omega.$$

Глава двадцать седьмая

ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ ПОЛЕЙ С ОБМОТКАМИ. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ, ИНДУКТИРУЕМЫЕ ВРАЩАЮЩИМИСЯ ПОЛЯМИ

27.1. Вводные замечания

При протекании токов по обмоткам электрических машин образуются изменяющиеся во времени и пространстве поля. Как было показано в гл. 25, 26, поля взаимной индукции в зазоре, независимо от способа их образования, могут быть разложены в ряд Фурье и представлены в виде суммы вращающихся полей, имеющих различные амплитуды радиальной составляющей индукции $B_{\nu m}$, различное число периодов p_ν и перемещающихся с различными угловыми скоростями Ω_ν.

Важной задачей теории электрических машин является определение потокосцеплений, образованных вращающимися полями с фазой обмотки, и ЭДС, индуктируемых в фазе обмотки, при перемещении этих полей. Поскольку многофазные обмотки и вращающиеся обмотки возбуждения, образующие эти поля, всегда конструируются таким образом, что амплитуды высших гармоник индукции быстро убывают с ростом порядкового номера гармоники, поле обмотки с хорошим приближением представляется первым членом ($\nu = 1$) гармонического ряда. Волна индукции такого вращающегося поля с амплитудой B_{1m} показана, например, на рис. 25.9, 25.13, 26.1.

Относительно неподвижной оси отсчета индукция прямого вращающегося поля определяется по (25.18):

$$B(\alpha, t) = B_{1m}\cos(\omega t - \alpha) = B_{1m}\cos(p\Omega t - p\gamma). \qquad (27.1)$$

Электродвижущая сила, индуктированная в фазе обмотки вращающимся полем, может быть найдена как сумма ЭДС в ее простейших элементах — катушках. Поэтому сначала определим потокосцепление и ЭДС катушки обмотки.

27.2. Потокосцепление и ЭДС катушки обмотки

Рассмотрим катушку, смещенную по окружности на расстояние $x_к$ от начала отсчета 0. Ось этой катушки повернута на угол $\gamma = x_к / R$ по отношению к неподвижной оси, где $R = \tau p / \pi$ — радиус окружности зазора (рис. 27.1). В общем случае окружной шаг катушки $y_к$ делается несколько меньшим, чем полюсное деление τ. Угол, охватываемый катушкой, или угловой шаг катушки, вычисляется по формуле

$$\gamma_y = y_к / R.$$

Вращающаяся волна индукции, описываемая (27.1), перемещается относительно катушки с угловой скоростью Ω. В момент времени t ось вращающегося поля смещена относительно начальной неподвижной оси на угол Ωt и расположена, например, так, как это показано на рисунке. Радиальная составляющая индукции B в любой точке окружности с угловой координатой γ относительно неподвижной оси определяется по (27.1) при данном t.

С витками катушки сцеплен магнитный поток Φ через участок цилиндрической поверхности S_y радиусом R с размером по дуге $y_к$ и с размером по образующей, равным расчетной длине магнитопровода l_δ (см. § 23.5):

$$\Phi = \int_{S_y} B_n \, \mathrm{d}S = \int_{S_y} \mathrm{d}\Phi .$$

Имея в виду, что на протяжении расчетной длины индукция по оси машины остается постоянной и что в цилиндрической системе координат нормальная составляющая на цилиндрической поверхности равна радиальной составляющей $B_n = B_r = B$, можно перейти от интегрирования по поверхности к интегрированию вдоль окружности, положение точки на которой определяется угловой координатой γ.



Рис. 27.1. К определению потокосцепления витка

Элемент поверхности $\mathrm{d}S$ может быть выражен через элемент длины по окружности $\mathrm{d}x = R\,\mathrm{d}\gamma$ следующим образом:

$$\mathrm{d}S = l_\delta \, \mathrm{d}x = l_\delta R \, \mathrm{d}\gamma .$$

Тогда элементарный поток выразится как

$$d\Phi = Bl_\delta R\, d\gamma,$$

а интегрирование придется произвести на ширине катушки, т.е. от $\gamma'_к = \gamma_к - \gamma_y/2$ до $\gamma''_к = \gamma_к + \gamma_y/2$:

$$\Phi_{t=\text{const}} = \int\limits_{S_y} d\Phi = \int\limits_{\gamma'_к}^{\gamma''_к} Bl_\delta R\, d\gamma = B_{1m} l_\delta R \int\limits_{\gamma'_к}^{\gamma''_к} \cos(\omega t - p\gamma)\, d\gamma =$$

$$= \frac{B_{1m} l_\delta R}{p} \sin(p\gamma - \omega t)\Big|_{\gamma'_к}^{\gamma''_к}.$$

После подстановки пределов интегрирования и тригонометрических преобразований, т.е. разложения синусов суммы и разности углов, а именно

$$\sin\left[(\alpha_к - \omega t) + \frac{\alpha_y}{2}\right] \text{ и } \sin\left[(\alpha_к - \omega t) - \frac{\alpha_y}{2}\right],$$

получим

$$\Phi = \Phi_{ym}\cos(\omega t - \alpha_к) = k_y \Phi_m \cos(\omega t - \alpha_к), \qquad (27.2)$$

где $\Phi_{ym} = k_y \Phi_m$ — максимальный поток, который может быть сцеплен с данной катушкой, имеющей шаг $y_к$ (рис. 27.2, *а*); $\Phi_m = \frac{2}{\pi}\tau l_\delta B_{1m}$ — максимальный поток, сцепляющийся с катушкой, которая не имеет укорочения шага, т.е. при $y_к = \tau$ (рис. 27.2, *б*); $k_y = \sin\frac{\alpha_y}{2} = \sin\frac{y_к \pi}{\tau \cdot 2}$ — коэффициент укорочения шага катушки для основной гармонической поля по (24.19); $\alpha_y = p\gamma_y = y_к \pi/\tau$ — электрический угол, охватываемый катушкой; $\alpha_к = p\gamma_к = x_к \pi/\tau$ — электрический угол, характеризующий положение оси катушки относительно начальной оси (начала отсчета).

Из (27.2) следует, что поток, сцепленный с витками катушки, изменяется с круговой частотой $\omega = p\Omega$,

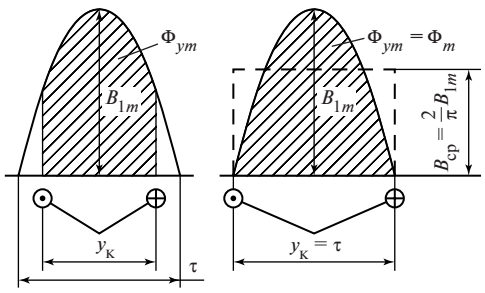


Рис. 27.2. Влияние укорочения шага на максимальный поток, сцепленный с катушкой

равной электрической угловой скорости волны. *Частота изменения потока*

$$f = \omega/(2\pi) = \Omega p/(2\pi). \qquad (27.3)$$

Соответственно *временной период изменения потока*

$$T = 1/f = 2\pi/(\Omega p) = \gamma_p/\Omega.$$

Из (27.2) видно (см. также рис. 27.2), что поток, сцепленный с витком, проходит через положительный максимум $\Phi = \Phi_{ут}$ при $\omega t - \alpha_к = 0$, т.е. в момент времени

$$t = \alpha_к/\omega = p\gamma_к/(p\Omega) = \gamma_к/\Omega,$$

когда ось поля совпадает с осью катушки

$$\Omega t = \Omega\left(\frac{\gamma_к}{\Omega}\right) = \gamma_к.$$

При этом запаздывание потока зависит от электрического угла $\alpha_к = p\gamma_к$, характеризующего положение катушки относительно начала отсчета.

Потокосцепление вращающегося поля с катушкой находится путем умножения потока (27.2) на число витков в катушке $w_к$

$$\Psi = w_к\Phi = \Psi_{кm}\cos(\omega t - \alpha_к),$$

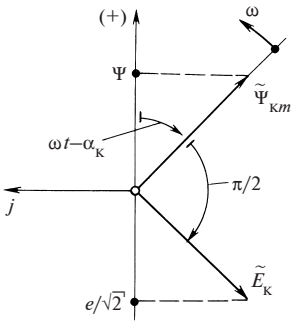
где $\Psi_{кm} = w_к k_у \Phi_m = w_к \Phi_{ут}$ — *максимальное потокосцепление с катушкой*.

Электродвижущая сила катушки

$$e = -\mathrm{d}\Psi/\mathrm{d}t = \omega\Psi_{кm}\sin(\omega t - \alpha_k) = \sqrt{2}E_к\sin(\omega t - \alpha_k). \qquad (27.4)$$

Действующее значение ЭДС катушки

$$E_к = \frac{\omega}{\sqrt{2}}\Psi_{кm} = \frac{\omega}{\sqrt{2}}\omega_к k_у \Phi_m. \qquad (27.5)$$



Потокосцепление и ЭДС могут быть изображены на временно́й векторной диаграмме (рис. 27.3) в виде комплексных функций $\tilde{\Psi}_{кm}$ и $\tilde{E}_к$, проекции которых на действительную ось временно́й

Рис. 27.3. Векторная диаграмма потокосцепления и ЭДС катушки

комплексной плоскости, совмещенную с осью времени, равны соответствующим мгновенным величинам:

$$\left.\begin{aligned} \Psi &= \mathrm{Re}(\widetilde{\Psi}_{\text{к}}) = \mathrm{Re}[\Psi_{\text{к}m}\mathrm{e}^{j(\omega t-\alpha_{\text{к}})}]; \\ e &= \mathrm{Re}(\sqrt{2}\widetilde{E}_{\text{к}}) = \mathrm{Re}[\sqrt{2}E_{\text{к}}\mathrm{e}^{j(\omega t-\alpha_{\text{к}}-\pi/2)}]. \end{aligned}\right\} \qquad (27.6)$$

На рис. 27.3 положение комплексов соответствует магнитному полю на рис. 27.1. В этом положении потокосцепление $\Psi > 0$, так как поток направлен по оси катушки; ЭДС $e < 0$, что означает несовпадение ее направления с положительным направлением в катушке, согласованным с направлением ее оси по правилу правого винта.

Электродвижущая сила катушки

$$\widetilde{E}_{\text{к}} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}}\widetilde{\Psi}_{\text{к}m}. \qquad (27.7)$$

27.3. Потокосцепление и ЭДС катушечной группы

На каждом полюсном делении двухслойной обмотки имеется q катушек данной фазы (на рис. 27.4 $q = 3$).

Временна́я диаграмма потокосцеплений и ЭДС катушек группы по рис. 27.4, построенная по (27.3), (27.4) или (27.6), показана на рис. 27.5. В связи с тем что катушки группы смещены на электрический угол

$$\alpha_Z = p\gamma_Z = \frac{t_Z}{\tau}\pi =$$

$$= \alpha_{\text{к}2} - \alpha_{\text{к}1} =$$

$$= \alpha_{\text{к}3} - \alpha_{\text{к}2} = \ldots,$$

комплексные функции потокосцеплений и ЭДС смещены на такие же углы.

Явления в катушке $k + 1$ (например, во второй) запаздывают по отношению

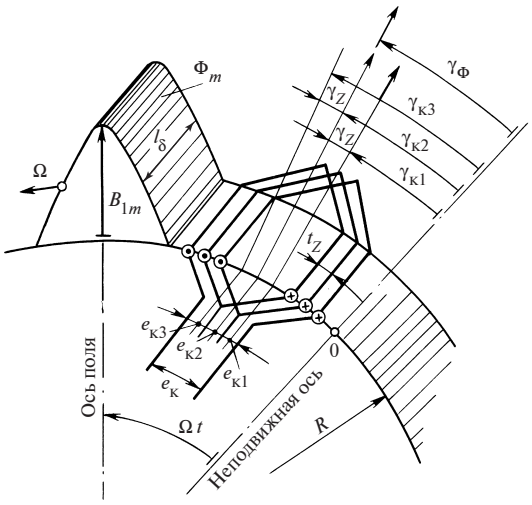


Рис. 27.4. Индуктирование ЭДС в группе катушек

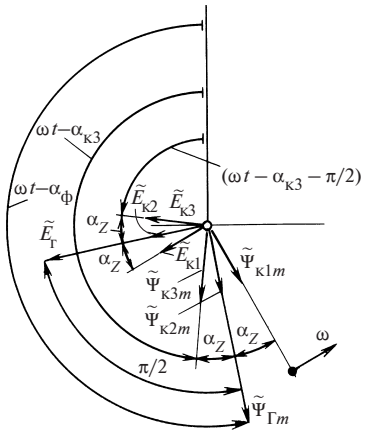


Рис. 27.5. Векторная диаграмма потокосцеплений и ЭДС катушечной группы

к явлениям в катушке k (например, в первой) на время, необходимое для перемещения волны индукции на угол γ_Z, т.е. на время

$$t = \gamma_Z/\Omega = p\gamma_Z/(p\Omega) = \alpha_Z/\omega.$$

Это запаздывание должно учитываться при суммировании потокосцеплений (ЭДС) катушек в пределах группы.

Комплексные функции потокосцепления и ЭДС группы $\widetilde{\Psi}_г$ и $\widetilde{E}_г$ определяются суммой комплексных функций потокосцеплений и ЭДС катушек $\widetilde{\Psi}_{к1}$, $\widetilde{\Psi}_{к2}$, $\widetilde{\Psi}_{к3}$ ($\widetilde{E}_{к1}$, $\widetilde{E}_{к2}$, $\widetilde{E}_{к3}$). Возвращаясь к § 24.5, рис. 24.10, 24.11 и уравнению (24.29), вспомним, что задача суммирования q одинаковых по модулю комплексов $F_{1m} = F_{2m} = F_{3m} = \ldots = F_{qm}$, смещенных на одинаковые углы α_Z, уже была решена при определении МДС фазы. Поэтому и потокосцепление $\Psi_{гm}$ и ЭДС $E_г$ катушечной группы, складывающиеся из q одинаковых по модулю комплексов $\Psi_{к1m} = \Psi_{к2m} = \Psi_{к3m} = = \Psi_{кm}$ или $E_{к1} = E_{к2} = E_{к3} = E_к$, смещенных на одинаковые углы α_Z, могут быть выражены аналогичным образом:

$$\Psi_{гm} = q\Psi_{кm}k_р = qw_к k_у k_р; \quad E_г = qE_к k_р, \tag{27.8}$$

где $k_р = k_{р1}$ — коэффициент распределения для основной гармонической по (24.29).

Комплексная функция потокосцепления группы совпадает по направлению с осью симметрии комплексных функций катушек и, как видно из сопоставления рис. 27.5 и 27.4, повернута относительно действительной оси комплексной плоскости на угол $(\omega t - \alpha_ф)$, где $\alpha_ф = = p\gamma_ф$ — электрический угол оси катушечной группы или оси фазы. Заметим, что ось катушечной группы (ось фазы) является осью симметрии катушечной группы. Угол, определяющий положение этой оси, вычисляется как среднее арифметическое углов катушек группы

$$\gamma_ф = \frac{\gamma_{к1} + \gamma_{к2} + \ldots + \gamma_{кq}}{q} = \frac{\alpha_{к1} + \alpha_{к2} + \ldots + \alpha_{кq}}{pq} = \frac{\alpha_ф}{p}. \tag{27.9}$$

Электродвижущая сила катушечной группы отстает от потокосцепления группы на угол $\pi/2$ и может быть записана в виде

$$\widetilde{E}_{\text{г}} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}}\widetilde{\Psi}_{\text{г}m}. \qquad (27.10)$$

27.4. Потокосцепление и ЭДС фазы обмотки

Фаза обмотки образуется из последовательно-параллельно включенных катушечных групп (см. § 22.3). В фазе двухслойной обмотки содержится $2p$ одинаковых катушечных групп (по одной группе на каждом полюсном делении). На рис. 27.6 в качестве примера показаны катушечные группы фазы A четырехполюсной трехфазной обмотки ($2p = 4$), полная схема которой изображена на рис. 22.5. Соседние катушечные группы фазы смещены относительно друг друга на одно полюсное деление τ или на угловой полупериод

$$\gamma_p/2 = 2\pi/(2p) = \pi/p,$$

т.е. на электрический угол

$$\alpha_p/2 = p\gamma_p/2 = \pi.$$

Поэтому потокосцепления и ЭДС обратных катушечных групп фазы $\widetilde{\Psi}_{\text{г}Xm}$, $\widetilde{E}_{\text{г}X}$ находятся в противофазе с потокосцеплениями и ЭДС

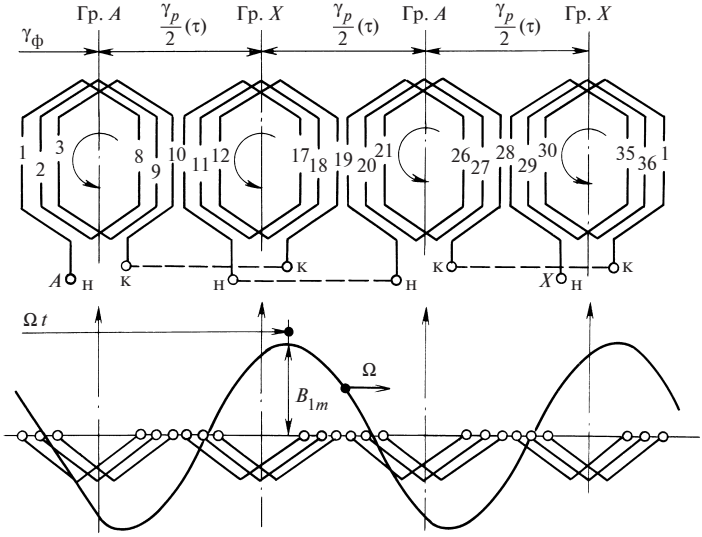


Рис. 27.6. Индуктирование вращающимся полем ЭДС в катушечных группах фазы

прямых катушечных групп $\widetilde{\Psi}_{\text{г}Am}$, $\widetilde{E}_{\text{г}A}$. Если фаза обмотки состоит из a одинаковых параллельных ветвей, то в каждую параллельную ветвь включается $2p/a$ катушечных групп, причем прямые катушечные группы включаются согласно с выбранным положительным направлением для фазы (концом к концу фазы), а обратные — встречно (началом к концу фазы). Именно таким образом включены в параллельные ветви катушечные группы на рис. 22.5, 22.6. При этом положительное направление обхода параллельной ветви (от ее конца X к ее началу A) совпадает с положительным направлением обхода катушечной группы (от ее конца «к» к ее началу «н») во всех прямых согласно включенных группах (A) и оказывается противоположным положительному направлению обхода во всех обратных катушечных группах (X).

При таком включении групп достигаются арифметическое суммирование их потокосцеплений и ЭДС в пределах параллельной ветви и одинаковость потокосцеплений и ЭДС всех параллельных ветвей (рис. 27.7).

Потокосцепление и ЭДС фазы равны соответственно потокосцеплению и ЭДС параллельной ветви:

$$\widetilde{\Psi}_{\text{ф}m} = \frac{p\widetilde{\Psi}_{\text{г}Am} - p\widetilde{\Psi}_{\text{г}Xm}}{a} = \frac{2p}{a}\widetilde{\Psi}_{\text{г}Am}; \qquad (27.11)$$

$$\widetilde{E}_{\text{ф}} = \frac{p\widetilde{E}_{\text{г}A} - p\widetilde{E}_{\text{г}X}}{a} = \frac{2p}{a}\widetilde{E}_{\text{г}A}. \qquad (27.12)$$

Электродвижущая сила фазы может быть непосредственно выражена через потокосцепление фазы

$$\widetilde{E}_{\text{ф}} = \frac{2p}{a}\widetilde{E}_{\text{г}A} = -j\frac{2p\omega}{a\sqrt{2}}\widetilde{\Psi}_{\text{г}Am} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}}\widetilde{\Psi}_{\text{ф}m}. \qquad (27.13)$$

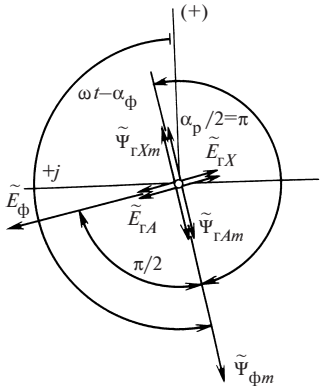
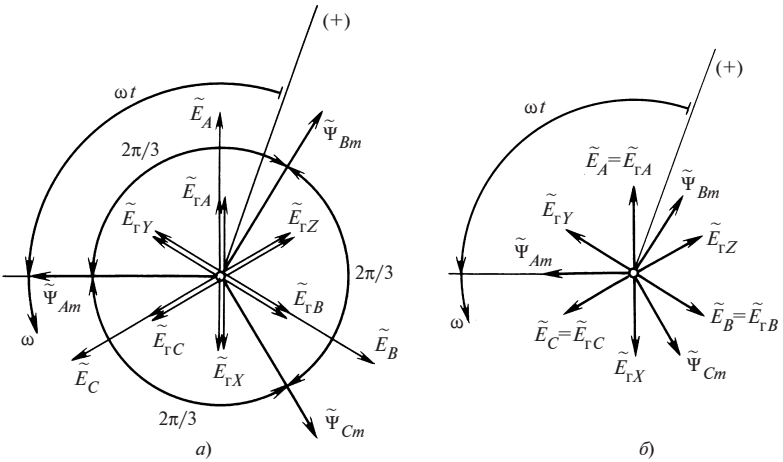


Рис. 27.7. Временна́я диаграмма потокосцеплений и ЭДС фазы двухслойной обмотки

Потокосцепление фазы (см. рис. 27.6, 27.7) совпадает по направлению с потокосцеплением основной группы обмотки, ось которой принимается за ось фазы и располагается под углом $\alpha_{\text{ф}} = p\gamma_{\text{ф}}$ к началу отсчета.

Электродвижущая сила фазы отстает на угол $\pi/2$ от потокосцепления фазы (рис. 27.7, 27.8).



а) *б*)

Рис. 27.8. Векторные диаграммы потокосцеплений и ЭДС фаз и катушечных групп трехфазной обмотки:

а — число параллельных ветвей фазы $a = 2$; *б* — число параллельных ветвей фазы $a = 4$

Модуль потокосцепления или ЭДС фазы в $2p/a$ раз превышает модуль потокосцепления или ЭДС катушечной группы. Векторные диаграммы на рис. 27.7, 27.8 построены для фазы *A*, состоящей из катушечных групп по рис. 27.7. На рис. 27.7 число параллельных ветвей $a = 1$, $2p/a = 4$ (см. штриховые линии на рис. 27.6 и 22.6, *а*), на рис. 27.8, *а* число параллельных ветвей $a = 2$, $2p/a = 2$; на рис. 27.8, *б* числа $a = 4$, $2p/a = 1$ (см. рис. 22.6, *б*).

Амплитуда потокосцепления фазы (27.8), (27.11)

$$\Psi_{\text{ф}m} = \frac{2p}{a}\Psi_{\text{г}m} = wk_{\text{о}}\Phi_m, \qquad (27.14)$$

где $w = 2pw_{\text{к}}q/a$ — число последовательных витков фазы; $k_{\text{о}} = k_{\text{у}}k_{\text{р}}$ — обмоточный коэффициент фазы (для основной гармонической поля); Φ_m — амплитуда магнитного потока на полупериоде.

Действующее значение ЭДС фазы [см. (27.13)]

$$E_{\text{ф}} = \frac{\omega}{\sqrt{2}}\Psi_{\text{ф}m} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}fwk_{\text{о}}\Phi_m, \qquad (27.15)$$

где $\omega = \Omega_p$ — электрическая угловая скорость вращения основной гармоники поля.

Пример 27.1. Для машины переменного тока с такими же данными, как в примере 25.3, при питании первичной обмотки током $I_1 = I_0 = 10{,}4$ А с частотой $f = 50$ Гц образуется основная гармониче-

ская вращающегося поля, амплитуда индукции которой $B_{0m} = 0{,}7$ Тл найдена в примере 25.3. Определить максимальный поток этого поля Φ_m, амплитуду его потокосцепления с фазой первичной обмотки и действующее значение ЭДС фазы E_ϕ.

Максимальный поток (27.2):

$$\Phi_m = (2/\pi)\tau l_\delta B_{0m} = 0{,}01302 \text{ Вб, где } \tau = \pi D/(2p) = 0{,}157 \text{ м.}$$

Амплитуда потокосцепления с фазой первичной обмотки (27.14):

$$\Psi_{\phi m} = w_1 k_{р1} k_{к1} \Phi_m = 0{,}963 \text{ Вб.}$$

Действующее значение ЭДС (27.15):

$$E_\phi = (2\pi/\sqrt{2}) f w_1 k_{р1} k_{у1} \Phi_m = 213{,}4 \text{ В,}$$

где $f_1 = \Omega_1 p/(2\pi) = 50$ Гц — частота ЭДС (27.3); $\Omega_1 = 2\pi f/p = 157$ рад/с — угловая скорость вращения основной гармонической поля (25.3).

27.5. Потокосцепления и ЭДС многофазной обмотки. Пространственно-временна́я диаграмма потокосцеплений и ЭДС

Все фазы симметричной многофазной обмотки имеют одинаковую структуру. При этом соседние фазы, например фазы A и B, положение осей которых в пространстве относительно неподвижной оси характеризуется углами γ_A и γ_B, оказываются смещенными по отношению друг к другу на угол (см. рис. 22.6)

$$\gamma_{BA} = \gamma_B - \gamma_A = 2\pi/(mp) = \gamma_p/m$$

или на электрический угол

$$\alpha_{BA} = \alpha_B - \alpha_A = p\gamma_{BA} = 2\pi/m.$$

Модули потокосцеплений $\widetilde{\Psi}_{Am}$, $\widetilde{\Psi}_{Bm}$, $\widetilde{\Psi}_{Cm}$ и ЭДС $\widetilde{E}_A$, $\widetilde{E}_B$, $\widetilde{E}_C$ фаз получаются одинаковыми (рис. 27.8):

$$\Psi_{Am} = \Psi_{Bm} = \Psi_{Cm} = \Psi_m;$$

$$E_A = E_B = E_C = E.$$

Если рассматривается прямое вращающееся поле, т.е. поле, перемещающееся от фазы A к фазе B и затем к фазе C, то потокосцепления и ЭДС многофазной обмотки образуют на комплексной плоскости

симметричную m-лучевую звезду, угол между соседними лучами которой равен $2\pi/m$ (в трехфазной обмотке $2\pi/3$, см. рис. 27.8).

Примем ось фазы A совпадающей с начальной неподвижной осью, $\alpha_A = p\gamma_A = 0$. Тогда мгновенные значения потокосцеплений выражаются в виде

$$\Psi_A = \Psi_m \cos(\omega t - \alpha_A) = \Psi_m \cos \omega t;$$
$$\Psi_B = \Psi_m \cos(\omega t - \alpha_{BA}) = \Psi_m \cos(\omega t - 2\pi/3);$$
$$\Psi_C = \Psi_m \cos(\omega t - \alpha_{CA}) = \Psi_m \cos(\omega t - 4\pi/3).$$

Или в виде реальной части соответствующих комплексных функций

$$\Psi_A = \mathrm{Re}[\widetilde{\Psi}_{Am}] = \mathrm{Re}[\Psi_m \mathrm{e}^{j\omega t}];$$
$$\Psi_B = \mathrm{Re}[\widetilde{\Psi}_{Bm}] = \mathrm{Re}[\widetilde{\Psi}_{Am} \mathrm{e}^{-j2\pi/3}];$$
$$\Psi_C = \mathrm{Re}[\widetilde{\Psi}_{Cm}] = \mathrm{Re}[\widetilde{\Psi}_{Am} \mathrm{e}^{-j4\pi/3}].$$

Мгновенные значения ЭДС фаз выражаются аналогичным образом в виде

$$e_A = \sqrt{2} E_A \cos(\omega t - \pi/2);$$
$$e_B = \sqrt{2} E_B \cos(\omega t - \pi/2 - \alpha_{BA}) = \sqrt{2} E_B \cos(\omega t - \pi/2 - 2\pi/3)$$

или в виде реальной части соответствующих комплексных функций

$$e_A = \mathrm{Re}[\sqrt{2}\widetilde{E}_A] = \mathrm{Re}[\sqrt{2} E_A \mathrm{e}^{j(\omega t - \pi/2)}];$$
$$e_B = \mathrm{Re}[\sqrt{2}\widetilde{E}_B] = \mathrm{Re}[\sqrt{2}\widetilde{E}_A \mathrm{e}^{-j2\pi/3}].$$

По аналогии с тем, как это было сделано для фазных токов (см. § 25.3, рис. 25.6), *потокосцепления (ЭДС) фаз могут быть изображены на пространственной комплексной плоскости одноперiодной модели в виде общих для всех фаз комплексных функций.*

Применительно к трехфазной обмотке, потокосцепления и ЭДС которой изображены на временно́й комплексной плоскости (см. рис. 27.8, *а*), комплексные функции потокосцепления $\widetilde{\Psi}_m = \Psi_m \mathrm{e}^{j\omega t}$ и ЭДС $\widetilde{E} = E_\phi \mathrm{e}^{j(\omega t - \pi/2)}$, соответствующие тем же фазным величинам, показаны на пространственной комплексной плоскости модели рис. 27.9. Обмотки фазы представлены в одноперiодной модели условно в виде одной катушки с указанным на ее сечении положительным направлением. Оси фаз проведены через середины катушечных групп, представленных одной катушкой. Мгновенные значения потокосцеплений

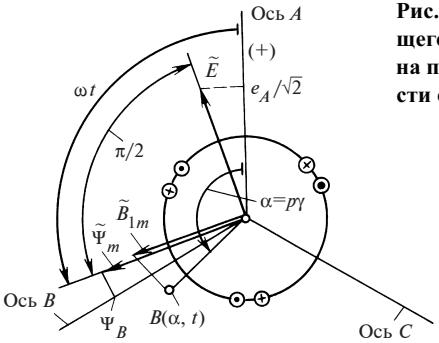


Рис. 27.9. Изображение индукции вращающегося поля, потокосцеплений и ЭДС фаз на пространственной комплексной плоскости одноперiодной модели

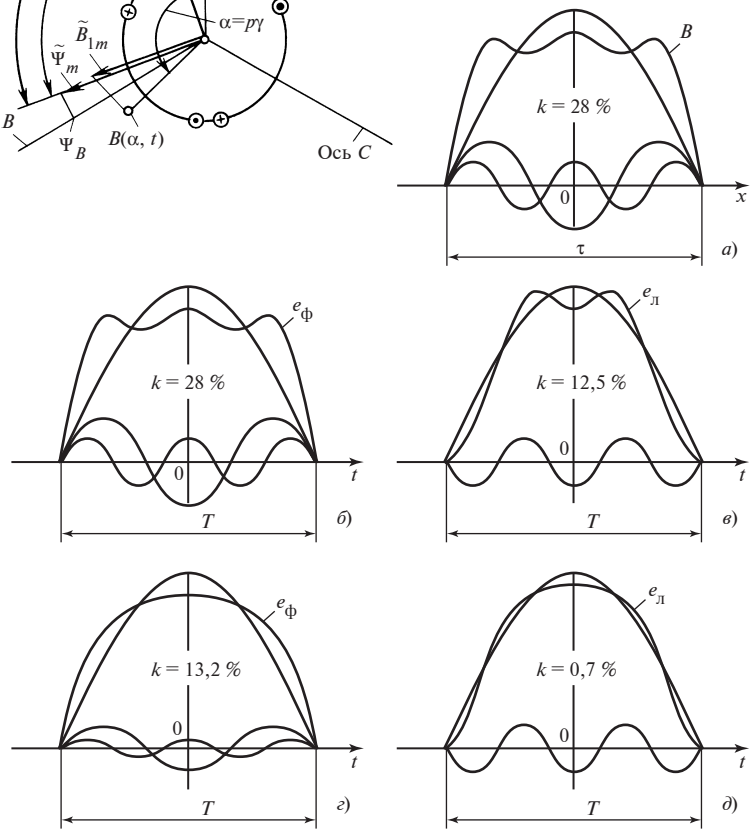


Рис. 27.10. Влияние исполнения трехфазной обмотки на форму кривой фазной и линейной ЭДС:

а — форма кривой индукции поля возбуждения; *б* — фазная ЭДС при $y_к = \tau$, $q = 1$; *в* — линейная ЭДС при $y_к = \tau$, $q = 1$; *г* — фазная ЭДС при $y_к = 0{,}83\tau$, $q = 2$; *д* — линейная ЭДС при $y_к = 0{,}83\tau$, $q = 2$

(или мгновенные значения ЭДС фаз, уменьшенные в $\sqrt{2}$ раз) определяются как проекции комплексной функции $\widetilde{\Psi}_m = \widetilde{\Psi}_{Am}$ или $\widetilde{E} = \widetilde{E}_A$ на ось соответствующей фазы.

Поскольку потокосцепление $\widetilde{\Psi}_m$ или ЭДС $\widetilde{E}$ по отношению к оси данной фазы на рис. 27.9 расположены совершенно так же, как потокосцепление (ЭДС) этой фазы по отношению к действительной оси временно́й комплексной плоскости, мгновенные значения величин при обоих способах изображения получаются одинаковыми.

На пространственной комплексной плоскости рис. 27.9 показана комплексная функция

$$\widetilde{B}_{1m} = \underline{B}_{1m} e^{j\omega t},$$

изображающая индукцию рассматриваемого (27.1) вращающегося поля. Сделано это так же, как на рис. 25.10 (напомним, что ось фазы *A* принята совпадающей с начальной неподвижной осью).

Из рис. 27.9 и соответствующих уравнений видно, что комплексные функции индукции вращающегося поля и потокосцепления, образованного этим полем, совпадают по направлению. Это связано с тем, что потокосцепление фазы проходит через максимум в то мгновение, когда на оси фазы наблюдается максимальная индукция (см. выше).

27.6. Потокосцепления и ЭДС, образованные высшими гармоническими несинусоидальных вращающихся магнитных полей

Вращающееся поле кроме основной (первой) гармонической индукции может содержать в той или иной мере выраженные высшие гармонические (см. гл. 25, 26).

Вращающееся поле, содержащее высшие гармонические, называется *несинусоидальным вращающимся полем*. Потокосцепления и ЭДС, образованные высшими гармоническими составляющими, могут быть рассчитаны по формулам, выведенным для первой гармонической, если ввести в эти формулы соответствующие параметры для высших гармонических (амплитуду индукции $B_{\nu m}$, полюсное деление τ_ν, угловую скорость волны индукции Ω_ν).

Из (27.14) следует, что ν-я гармоническая вращающегося поля образует с фазой обмотки потокосцепление (имеется в виду амплитудное значение)

$$\Psi_{\phi\nu m} = w k_{o\nu} \Phi_{\nu m}, \qquad (27.16)$$

где $k_{o\nu} = k_{y\nu} k_{p\nu}$ — обмоточный коэффициент фазы для ν-й гармонической; $k_{y\nu}$ — обмоточный коэффициент укорочения для ν-й гармонической (24.19); $k_{p\nu}$ — обмоточный коэффициент распределения для ν-й

гармонической (24.32), (24.33); $\Phi_{\nu m} = \frac{2}{\pi}\tau_\nu l_\delta B_{\nu m}$ — максимальный поток ν-й гармонической магнитного поля на полупериоде [по аналогии с (27.2)].

Из (27.15) следует, что действующая ЭДС фазы, индуктированная ν-й гармонической магнитного поля, равна:

$$E_{\phi\nu} = \frac{\omega_\nu}{\sqrt{2}}\Psi_{\phi\nu m} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_\nu w k_{o\nu}\Phi_{\nu m} = 2\sqrt{2} f_\nu w k_{o\nu}\left(\frac{\tau}{\nu}\right) l_\delta B_{\nu m}, \quad (27.17)$$

где $\omega_\nu = \Omega_y p_\nu = \Omega p\nu$ — электрическая угловая скорость гармоники, равная круговой частоте индуктированной ЭДС; $f_\nu = \omega_\nu / 2\pi$ — частота индуктированной ЭДС.

Электродвижущие силы, индуктированные высшими гармоническими поля, накладываются на ЭДС, индуктированную основной (первой) гармонической, и оказывают влияние на результирующую ЭДС фазы и на рабочие свойства электрической машины. В зависимости от способа образования несинусоидального вращающегося поля влияние его высших гармонических на индуктированную ЭДС проявляется различным образом. Рассмотрим это влияние для двух наиболее типичных несинусоидальных вращающихся полей: магнитного поля, образованного многофазной обмоткой (см. гл. 25), и магнитного поля, образованного вращающейся обмоткой возбуждения (см. гл. 26).

1. Для несинусоидального магнитного поля, образованного многофазной обмоткой, характерно постоянное изменение формы, связанное с тем, что его вращающиеся гармонические составляющие перемещаются с различными угловыми скоростями (см. § 25.6, рис. 25.13):

$$\Omega_\nu = \omega / p_\nu = \omega / (p\nu),$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота токов, питающих многофазную обмотку.

Нетрудно убедиться в том (27.17), что все вращающиеся гармонические составляющие этого поля индуктируют в обмотке ЭДС одной и той же частоты ω, совпадающей с частотой тока в обмотке:

$$\omega_\nu = 2\pi f_\nu = \Omega_\nu p\nu = \omega = 2\pi f.$$

Более подробный анализ показывает, что ЭДС от высших гармонических поля совпадают по фазе с ЭДС от основной гармонической поля и складываются с последней арифметически. *Искажения формы ЭДС за счет влияния высших гармонических поля многофазной обмотки не происходит: результирующая ЭДС получается синусоидальной.*

Влияние ν-й гармонической на действующее значение ЭДС зависит от отношения

$$\frac{E_{\phi\nu}}{E_{\phi}} = \frac{k_{o\nu}B_{\nu m}}{\nu k_o B_{1m}} = \frac{k_{o\nu}\Phi_{\nu m}}{k_o\Phi_m}$$

и даже при сосредоточенной обмотке ($q = 1$) без укорочения шага ($y_к = \tau$), когда $k_{o\nu} = k_o = 1$, оказывается в ν раз более слабым, чем влияние ν-й гармоники индукции (с амплитудой $B_{\nu m}$) на основную гармонику индукции (с амплитудой B_{1m}).

Правда, суммарная ЭДС от всех высших гармонических

$$E_{\sigma д} = \sum_{\nu \neq 1} E_{\phi\nu} = 2\sqrt{2} f w \tau l_\delta \sum_{\nu \neq 1} \frac{k_{o\nu}B_{\nu m}}{\nu}$$

может быть довольно значительна, особенно при отсутствии укорочения шага и при небольших значениях q.

В практически выполненных машинах отношение

$$\frac{E_{\sigma д}}{E_{\phi}} = \frac{\sum_{\nu \neq 1} E_{\phi\nu}}{E_{\phi}} = \sum_{\nu \neq 1} \frac{k_{o\nu}B_{\nu m}}{\nu k_o B_{1m}}$$

может находиться в диапазоне 0,005—0,05 (меньшие значения относятся к обмоткам с укороченным шагом $y_к \approx 0{,}83\tau$ и бóльшим числом пазов на полюс и фазу, $q >> 1$, для которых отношение $k_{o\nu}/\nu k_o << 1$; см. гл. 24).

Из-за того что процесс преобразования энергии в электрической машине связан главным образом с основной гармонической магнитного поля, поля высших гармонических принято относить к полям рассеяния и называть их полями дифференциального или разностного рассеяния, поскольку сумму этих полей можно рассматривать как разность между результирующим полем многофазной обмотки и полем основной гармонической.

Суммарная ЭДС, индуктированная полями высших гармонических, $E_{\sigma д} = \sum_{\nu \neq 1} E_{\phi\nu}$, называется *ЭДС дифференциального рассеяния* и рассматривается отдельно от ЭДС, индуктированной первой гармонической E_{ϕ} (см. § 28.7).

2. Для несинусоидального магнитного поля, образованного вращающейся обмоткой возбуждения, характерно сохранение формы кривой индукции при перемещении поля (см. § 26.3, рис. 26.5). Все его гармонические составляющие вращаются с одной и той же угловой скоростью, равной угловой скорости обмотки возбуждения

$$\Omega_\nu = \Omega.$$

Частота ЭДС, индуктированных гармоническими составляющими поля, пропорциональна порядку этих составляющих (27.17):

$$\omega_\nu = 2\pi f_\nu = \Omega_\nu p\nu = \Omega p\nu = \omega\nu = 2\pi f\nu,$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота ЭДС, индуктированной первой гармонической поля.

Таким образом, ЭДС, индуктированная ν-й пространственной гармонической поля, представляет собой ν-ю временну́ю гармоническую кривой изменения ЭДС во времени. Роль отдельных гармонических составляющих ЭДС зависит от отношения

$$\frac{E_{\phi\nu}}{E_\phi} = \frac{k_{o\nu}B_{\nu m}}{k_o B_{1m}}, \qquad (27.18)$$

при вычислении которого учтено, что $f_\nu = \nu f$.

Чем больше эти отношения для отдельных гармонических составляющих, тем в большей мере несинусоидальна результирующая кривая ЭДС. Вместе с тем процессы преобразования энергии как в электрических машинах, так и в трансформаторах протекают наиболее экономично (с наименьшими потерями) при синусоидальной форме напряжений (ЭДС) и токов. Одной из причин увеличения потерь при несинусоидальной форме напряжения является появление уравнительных токов, вызванных высшими гармоническими ЭДС при совместной работе нескольких электрических машин, обмотки которых соединены параллельно.

При проектировании электрических машин всегда стремятся получить возможно более синусоидальное напряжение в их обмотках. Для оценки возможного отклонения от синусоидальной формы напряжения в ГОСТ 183-74 «Машины электрические. Общие технические требования» введено понятие *коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения* (или тока), определяемого в виде выраженного в процентах отношения корня квадратного из суммы квадратов амплитуд (или действующих значений) высших гармонических составляющих данной периодической кривой к амплитуде (или действующему значению) ее основной гармонической:

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{\nu\neq 1} E_{\nu m}^2}}{E_{1m}} 100\,\%.$$

Для того чтобы уменьшить несинусоидальность напряжения, в первую очередь стремятся сделать возможно более синусоидальной форму кривой индукции поля возбуждения (каким образом это дела-

ется в сосредоточенной и распределенной обмотках возбуждения, см. гл. 26). Но, несмотря на принятые меры, коэффициент искажения синусоидальности кривой поля возбуждения может превышать требуемые значения, и, если форма кривой ЭДС во времени будет повторять форму кривой индукции в пространстве, электрическая машина не будет удовлетворять требованиям ГОСТ. Однако такое повторение формы кривой индукции в кривой ЭДС (ср. рис. 27.10, *а* и *б*) наблюдается только в фазе сосредоточенной обмотки, имеющей по одной катушке в группе ($q = 1$) и выполненной без укорочения шага ($y_к = \tau$). В этом случае $k_о = k_{оν} = 1$ и, как следует из (27.18), относительные значения высших гармонических ЭДС по отношению к первой совпадают с относительными значениями высших гармонических индукции в кривой поля:

$$E_{фν}/E_ф = B_{νm}/B_{1m}.$$

При соединении фаз трехфазной обмотки звездой в линейном напряжении исчезают гармонические ЭДС, порядок которых кратен трем, т.е. $ν = 3k = 3, 9, 15$ и т.д., где $k = 1, 3, 5\ldots$ Происходит это потому, что гармонические ЭДС такого порядка во всех фазах получаются одинаковыми ($e_{Aν} = e_{Bν} = e_{Cν}$) и в линейных ЭДС, вычисляемых как разность фазных ЭДС, взаимно уничтожаются:

$$e_{ABν} = e_{Aν} - e_{Bν} = 0.$$

Если трехфазная обмотка соединена треугольником, то гармонические порядка, кратного трем, в линейном напряжении также исчезают (см. ч. 1). Это связано с тем, что в контуре треугольника ЭДС такого порядка суммируются арифметически, образуя уравнительный ток

$$\underline{I}_ν = 3\underline{E}_{Aν}/(3\underline{Z}_ф),$$

при этом высшие гармонические линейного напряжения соответствующего порядка обращаются в нуль:

$$\underline{U}_{Aν} = \underline{E}_{Aν} - \underline{Z}_ф\,\underline{I}_ν = 0.$$

Таким образом, форма кривой линейного напряжения трехфазной (многофазной) обмотки оказывается улучшенной по сравнению с формой кривой индукции (см. рис. 27.10, *в*) даже при наименее совершенном исполнении обмотки ($y_к = \tau$, $q = 1$). Дальнейшее улучшение формы кривой как фазного, так и линейного напряжения трехфазных обмоток достигается за счет применения распределенных обмоток ($q > 1$)

с укороченным шагом ($y_к \approx 0{,}83\tau$). Для таких обмоток для всех высших гармонических, кроме зубцовых (см. гл. 24, рис. 24.9, 24.12),

$$\frac{k_{o\nu}}{k_o} = \frac{k_{y\nu}k_{p\nu}}{k_y k_p} << 1$$

и, следовательно,

$$\frac{E_{\phi\nu}}{E_\phi} = \frac{k_{o\nu}B_{\nu m}}{k_o B_{1m}} << \frac{B_{\nu m}}{B_{1m}},$$

что означает уменьшение искажения синусоидальности формы ЭДС по сравнению с формой кривой индукции. Как видно из рис. 27.10, *г* и *д*, при $y_к \approx 0{,}83\tau$ и $q \geq 2$ удается получить практически синусоидальную форму кривой ЭДС даже при существенно несинусоидальной форме кривой индукции поля возбуждения.

Следует заметить, что в таких обмотках действующее значение фазной или линейной ЭДС практически не отличается от действующего значения первой гармонической ЭДС

$$E_{\phi\Sigma} = \sqrt{E_\phi^2 + E_{\phi 3}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2 + \ldots} \approx E_\phi .$$

Пример 27.2. Для машины переменного тока с такими же данными, как в примере 25.3, при питании первичной обмотки током $I_1 = I_0 = 10{,}4$ А с частотой $f = 50$ Гц образуется первая зубцовая гармоническая магнитного поля порядка $\nu = 23$, амплитуда индукции которой $B_{\nu m} = 0{,}142$ Тл найдена в примере 25.4. Определить максимальный магнитный поток $\Phi_{\nu m}$ этого поля на полупериоде, амплитуду его потокосцепления с фазой первичной обмотки $\Psi_{\phi\nu m}$ и действующее значение ЭДС фазы $E_{\phi\nu}$.

Максимальный поток первой зубцовой гармонической магнитного поля (27.16):

$$\Phi_{\nu m} = (2/\pi)\tau_\nu l_\delta B_{\nu m} = 1{,}15 \cdot 10^{-4} \text{ Вб}, \quad \tau_\nu = \tau/\nu = 6{,}83 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Амплитуда потокосцепления с фазой первичной обмотки (27.16):

$$\Psi_{\phi\nu m} = w_1 k_{p\nu} k_{y\nu} \Phi_{\nu m} = 8{,}51 \cdot 10^{-3} \text{ Вб}.$$

Действующее значение ЭДС (27.17):

$$E_{\phi\nu} = (2\pi/\sqrt{2}) f_\nu \Psi_{\phi\nu m} = 1{,}89 \text{ В},$$

где $f_\nu = \Omega_\nu p\nu/(2\pi) = 50$ Гц — частота ЭДС; $\Omega_\nu = 2\pi f/(p\nu) = 6{,}83$ рад/с — угловая скорость вращения первой зубцовой гармонической.

Глава двадцать восьмая

ИНДУКТИВНОСТИ МНОГОФАЗНЫХ ОБМОТОК

28.1. Главное поле и поле рассеяния

Рассмотрим магнитное поле в электрической машине с двумя многофазными обмотками, одна из которых расположена на статоре, другая — на роторе.

Считая относительную магнитную проницаемость магнитопроводов статора и ротора бесконечно большой ($\mu_r = \infty$), можно представить магнитное поле такой машины в установившемся режиме в виде суммы двух полей: главного поля и поля рассеяния.

Главным называют магнитное поле, соответствующее основной гармонической распределения радиальной составляющей индукции в зазоре. Это поле играет главную роль в процессе преобразования энергии. При $\mu_r = \infty$ главное поле можно представить состоящим из двух взаимно неподвижных полей: главного поля статора, образованного токами в обмотке статора, и главного поля ротора, образованного токами в обмотке ротора. Разумеется, распределение индукции каждого из этих полей в зазоре содержит только основную гармоническую. В свою очередь, главное поле статора (ротора) можно представить как сумму главных полей, образованных отдельными фазами обмотки статора (ротора).

Магнитным полем рассеяния называют поле, образованное такими системами токов в обмотках статора и ротора, которые не создают главного поля. Иными словами, поле рассеяния образуется в том случае, если основные гармонические индукции полей статора и ротора взаимно скомпенсированы.

Полное потокосцепление многофазной обмотки может быть представлено в виде суммы *главного потокосцепления и потокосцепления рассеяния*.

Главное потокосцепление обмотки обусловлено созданным ею главным полем, замыкающимся через зазор и сцепленным с обеими обмотками машины. *Потокосцепление рассеяния* обусловлено той частью магнитного поля рассеяния, которая сцеплена с данной обмоткой.

28.2. Главная индуктивность фазы

Главная индуктивность фазы определяется главным потокосцеплением, образованным током в этой фазе. Найдем главную индуктивность фазы A первичной обмотки. Предположим, что по обмотке фазы протекает в положительном направлении амплитудный ток $i_A = \sqrt{2}I_A$ (рис. 28.1, на котором фаза A условно представлена одной катушкой). Основная гармоническая МДС фазы с амплитудой (24.28)

$$F_{\phi 1m} = \frac{2\sqrt{2}I_A w_1 k_{o1}}{\pi p}$$

образует в зазоре косинусоидально распределенное магнитное поле взаимной индукции, индукция которого на оси фазы равна (25.18):

$$B_{1m} = \mu_0 F_{\phi 1m} \lambda_0 = \frac{2\sqrt{2}I_A w_1 k_{o1} \mu_0}{\pi p \delta k_\delta}.$$

Основная гармоническая МДС фазы и нормальная составляющая индукции магнитного поля в зазоре показаны на рис. 28.1, *а*, картина линий магнитного поля фазы — на рис. 28.1, *б*. Имея в виду, что ось

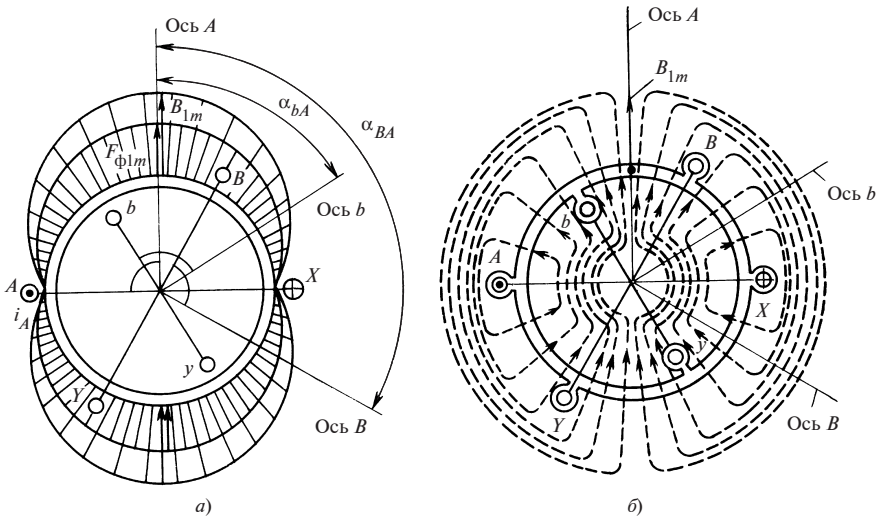


Рис. 28.1. Главное магнитное поле фазы *A* в одноперiодной модели машины:

а — распределение нормальной составляющей индукции поля фазы *A*; *б* — картина магнитного поля фазы *A*

магнитного поля совпадает с осью фазы, можно определить его потокосцепление с фазой (27.2), (27.13), (27.14):

$$\Psi_{AAm} = w_1 k_{o1} \Phi_m = \frac{2}{\pi} \tau l_\delta w_1 k_{o1} B_{1m}.$$

Это потокосцепление пропорционально числу линий поля взаимной индукции, пересекающих поверхность, опирающуюся на контур катушки AX, которая условно изображает состоящую из многих катушек фазу A.

Главную индуктивность фазы найдем, исходя из общего определения:

$$L_{AA} = \frac{\Psi_{AAm}}{i_A} = \frac{4\mu_0}{p\pi^2} (w_1 k_{o1})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}. \qquad (28.1)$$

Из формулы видно, что главная индуктивность фазы зависит от геометрических размеров области зазора (l_δ, τ, δ, k_δ), магнитных свойств среды зазора (μ_0) и обмоточных данных первичной обмотки (p, w, k_{o1}). В рассматриваемом здесь случае равномерного зазора она не зависит от взаимного расположения ротора и статора.

Пример 28.1. Для машины с такими же данными, как в примере 25.3, определить главные индуктивности фаз первичной L_{AA} и вторичной L_{aa} обмоток.

Главная индуктивность фазы первичной обмотки:

$$L_{AA} = \frac{4\mu_o}{p\pi^2} (w_1 k_{o1})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta} = 0{,}0447 \text{ Гн},$$

где $k_{o1} = k_{p1} k_{y1} = 0{,}925$; $k_\sigma = 1{,}3$; $w_1 = 80$ [см. пример 25.3]; $\tau = \pi D/(2p) = 0{,}157$ м; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Главная индуктивность фазы вторичной обмотки:

$$L_{aa} = \frac{4\mu_0}{p\pi^2} (w_2 k_{o2})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta} = 0{,}0377 \text{ Гн},$$

где $w_2 = 2pq_2 w_{к2}/a_2 = 72$; $k_{o2} = k_{p2} k_{y2} = 0{,}944$; $k_{p2} = \sin\frac{\pi}{6} \Big/ \left(q_2 \sin\frac{\pi}{6q_2}\right) = 0{,}96$; $k_{y2} = \sin\frac{\pi y_2}{2\tau_2} = 0{,}984$; $\tau_2 = m_2 q_2 = 9$.

28.3. Главная взаимная индуктивность между фазами обмотки

Главная взаимная индуктивность между фазами зависит от электрического угла между осями рассматриваемых фаз данной обмотки. Для определения главной взаимной индуктивности между фазами *A* и *B* многофазной обмотки, электрический угол между осями которых равен $\alpha_{BA} = p\gamma_{BA}$, необходимо найти потокосцепление главного магнитного поля фазы *A* (см. рис. 28.1, *а* и *б*) с фазой *B*. В § 27.2 было показано, что потокосцепление поля с фазой, пропорционально косинусу электрического угла между осью поля и осью фазы. Поэтому потокосцепление поля фазы *A* (при токе $i_A = \sqrt{2}I_A$) с фазой *B* равно:

$$\Psi_{BAm} = \Psi_{AAm}\cos\alpha_{BA}.$$

Главная взаимная индуктивность между фазами *A* и *B* в соответствии с определением равна:

$$L_{BA} = \frac{\Psi_{BAm}}{i_A} = \frac{\Psi_{AAm}}{i_A}\cos\alpha_{BA} = L_{AA}\cos\alpha_{BA}. \qquad (28.2)$$

Для трехфазной обмотки, представленной на рис. 28.1, углы $\alpha_{BA} = 2\pi/3$, $\alpha_{CA} = 4\pi/3$. При таких углах $\cos\alpha_{BA} = \cos\alpha_{CA} = -1/2$ и главные взаимные индуктивности между фазами получаются отрицательными:

$$L_{BA} = L_{CA} = -L_{AA}/2.$$

Из рис. 28.1, *б* видно, что плоскость катушки фазы *B* пересекается в 2 раза меньшим числом линий поля, чем плоскость катушки фазы *A*. Причем плоскость катушки фазы *A* пересекается линиями поля в положительном направлении (в направлении оси фазы *A*), а плоскость катушки фазы *B* пересекается линиями поля в отрицательном направлении (в направлении, противоположном оси фазы *a*). Этими особенностями потокосцепления определяется взаимная индуктивность и ее знак.

28.4. Главная взаимная индуктивность между фазой первичной и фазой вторичной обмоток

Так же как и предыдущая, эта взаимная индуктивность зависит от косинуса электрического угла между осями рассматриваемых фаз первичной и вторичной обмоток. Кроме того, при определении потокосцепления поля фазы *A* первичной обмотки (фазы первичной обмотки обозначаются большими буквами латинского алфавита в индексе), например, с фазой *b* вторичной обмотки (фазы вторичной об-

мотки обозначаются малыми буквами латинского алфавита в индексе) необходимо учесть, что фаза вторичной обмотки имеет иное число витков w_2 и иной обмоточный коэффициент k_{o2}.

Если электрический угол между осями фаз A и b (см. рис. 28.1) равен в данное мгновение α_{bA}, то потокосцепление с фазой b определяется:

$$\Psi_{bAm} = w_2 k_{o2} \Phi_m \cos\alpha_{bA} = \Psi_{aAo} \cos\alpha_{bA}.$$

Соответственно главная взаимная индуктивность между фазами A и b

$$L_{bA} = \frac{\Psi_{bAm}}{i_A} = L_m \cos\alpha_{bA}, \qquad (28.3)$$

где $L_m = \frac{4\mu_0}{p\pi^2}(w_1 k_{o1} w_2 k_{o2})\frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}$ — максимальная взаимная индуктивность между фазой первичной и фазой вторичной обмоток (например, фазами A и b, когда оси этих фаз совпадают и электрический угол между ними α_{bA} равен 0).

Из (28.3) видно, что при вращении ротора с угловой скоростью Ω угол $\alpha_{bA} = \Omega pt$ линейно возрастает, а взаимная индуктивность L_{bA} изменяется гармонически. В показанном на рис. 28.1, *б* расположении фазы b взаимная индуктивность положительна, поскольку линии поля пересекают плоскость катушки by в положительном направлении (в направлении ее оси).

Пример 28.2. Для машины с такими же данными, как в примере 25.3, определить максимальную взаимную индуктивность между фазой первичной и фазой вторичной обмоток.

Максимальная взаимная индуктивность между фазой первичной и фазой вторичной обмоток [см. пример 28.1]:

$$L_m = \frac{4\mu_0}{p\pi^2}(w_1 k_{o1} w_2 k_{o2})\frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta} = 0{,}0411 \text{ Гн}.$$

28.5. Главная индуктивность обмотки

Кроме индуктивностей и взаимных индуктивностей, рассмотренных выше, которые рассчитываются на основании общего определения для этих понятий, в теории электрических машин оказывается удобным ввести понятие индуктивностей, рассчитываемых с учетом влияния всех фаз обмотки.

Под главной индуктивностью обмотки понимается индуктивность фазы обмотки (например, фазы A), определяемая как отношение

максимального потокосцепления, образованного всеми фазами первичной обмотки с фазой A, к амплитуде тока фазы A*. Для трехфазной обмотки

$$L_{11} = \frac{\widetilde{\Psi}_{Am}}{\widetilde{I}_A\sqrt{2}} = \frac{\widetilde{\Psi}_{AAm} + \widetilde{\Psi}_{ABm} + \widetilde{\Psi}_{ACm}}{\widetilde{I}_A\sqrt{2}}.$$

Выразив потокосцепления через токи, главные индуктивности, главные взаимные индуктивности $\widetilde{\Psi}_{AAm} = \widetilde{I}_A L_{AA}\sqrt{2}$; $\widetilde{\Psi}_{ABm} = \widetilde{I}_B L_{AB}\sqrt{2}$; $\widetilde{\Psi}_{ACm} = \widetilde{I}_C L_{AC}\sqrt{2}$, учитывая [см. (28.2)], что $L_{AB} = L_{AC} = -L_{AA}/2$ и для симметричных систем токов прямой или обратной последовательности

$$\widetilde{I}_B + \widetilde{I}_C = -\widetilde{I}_A,$$

увидим, что главная индуктивность обмотки составляет 3/2 главной индуктивности фазы:

$$L_{11} = \frac{3}{2}L_{AA} = \frac{6\mu_0}{p\pi^2}(w_1 k_{o1})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}.$$

В общем случае для m_1-фазной обмотки главная индуктивность обмотки равна:

$$L_{11} = \frac{m_1}{2}L_{AA} = \frac{2m_1\mu_0}{p\pi^2}(w_1 k_{o1})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}. \qquad (28.4)$$

Главную индуктивность обмотки можно найти и иным путем, определив максимальное потокосцепление основной гармонической вращающегося поля, образованного всеми фазами обмотки с одной из фаз обмотки.

Результат, естественно, получаем таким же, как в (28.4).

Пример 28.3. Для машины с такими же данными, как в примере 25.3, определить главные индуктивности первичной L_{11} и вторичной L_{22} обмоток (см. пример 28.1).

Главная индуктивность первичной обмотки:

$$L_{11} = (3/2)L_{AA} = 0{,}0670 \text{ Гн}.$$

Главная индуктивность вторичной обмотки:

$$L_{22} = (3/2)L_{aa} = 0{,}0565 \text{ Гн}.$$

* Эта индуктивность одинакова для симметричных систем токов прямой и обратной последовательности и имеет иное значение для токов нулевой последовательности.

28.6. Главная взаимная индуктивность между фазой первичной обмотки и вторичной обмоткой

Главная взаимная индуктивность между фазами разных обмоток также рассчитывается по максимальному потокосцеплению с фазой первичной обмотки, которое образовано всеми фазами вторичной обмотки (или, иными словами, вращающимся полем вторичной обмотки). Она равна отношению указанного потокосцепления к амплитуде тока во вторичной обмотке. Максимальное потокосцепление с фазой A (при совпадении оси этой фазы с осью фазы a) получается при амплитудном значении тока в фазе a, когда ось вращающегося поля совпадает с осью фазы A.

Амплитуда основной гармонической МДС вторичной m_2-фазной обмотки, образующей вращающееся поле по (25.9),

$$F_{12m} = \frac{m_2\sqrt{2}}{\pi}\,\frac{I_a w_2 k_{o2}}{p};$$

амплитуда основной гармонической индукции

$$B_{12m} = \frac{\mu_0 F_{12m}}{\delta k_\delta};$$

максимальное потокосцепление вращающегося поля с фазой A первичной обмотки

$$\Psi_{Am} = \frac{2}{\pi}\tau l_\delta w_1 k_{o1} B_{12m};$$

главная взаимная индуктивность между фазой первичной обмотки и вторичной обмоткой

$$L_{12m} = \frac{\Psi_{Am}}{\sqrt{2}I_a} = \frac{2m_2\mu_0}{p\pi^2}(w_1 k_{o1} w_2 k_{o2})\frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}. \qquad (28.5)$$

Нетрудно видеть, что этот параметр связан с максимальной взаимной индуктивностью между фазой первичной и фазой вторичной обмотки простой формулой

$$L_{12m} = m_2 L_m / 2,$$

аналогичной (28.4).

Следует отметить, что главная взаимная индуктивность между фазой вторичной обмотки и первичной обмоткой определяется

$$L_{21m} = m_1 L_m / 2$$

и при $m_1 \neq m_2$ отличается от взаимной индуктивности между фазой первичной обмотки и вторичной обмоткой L_{12m}.

Пример 28.4. Для машины с такими же данными, как в примере 25.3, определить главную взаимоиндуктивность между фазой первичной и вторичной обмоток.

При $m_1 = m_2 = 3$, исходя из примера 28.2, имеем

$$L_{12m} = L_{21m} = m_2 L_m / 2 = 0{,}0618 \text{ Гн}.$$

28.7. Индуктивность рассеяния обмотки

В соответствии с данным в § 28.1 определением поля рассеяния такое поле образуется, если основные гармонические магнитных полей в зазоре от токов в первичной и вторичной обмотках будут взаимно уравновешены:

$$\underline{B}_{11m} = \underline{B}_{12m}.$$

Если предположить, что первичная и вторичная обмотки взаимно неподвижны, оси фаз A и a совпадают (рис. 28.2), а зазор равномерен, то основная гармоническая магнитного поля в зазоре исчезнет при равных и взаимно уравновешенных амплитудах основных гармонических МДС обмоток, т.е. при условии

$$\underline{F}_{11m} = \frac{m_1\sqrt{2}}{\pi}\frac{\underline{I}_A w_1 k_{o1}}{p} = -\underline{F}_{12m} = -\frac{m_1\sqrt{2}\,\underline{I}_a w_2 k_{o2}}{\pi p}.$$

Это условие выполняется при токах в фазах вторичной обмотки, определенным образом связанных с токами в фазах первичной обмотки

$$\underline{I}_a = -\frac{m_1 w_1 k_{o1}}{m_2 w_2 k_{o2}}\underline{I}_A.$$

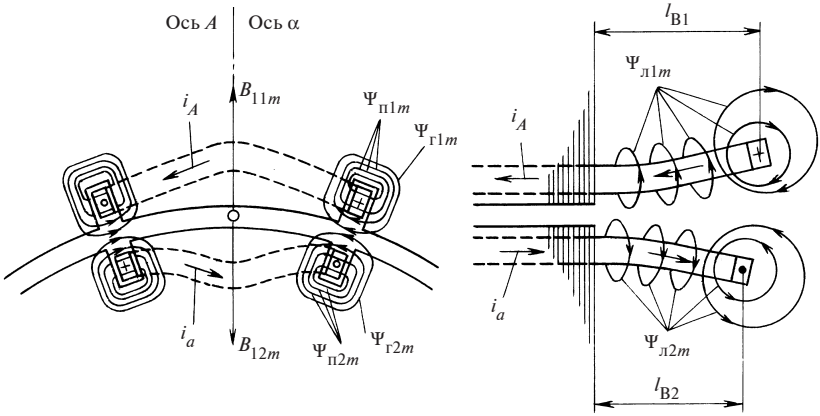


Рис. 28.2. Магнитное поле рассеяния многофазных обмоток на статоре и роторе

Токи в других фазах первичной (или вторичной) обмотки вместе с током в фазе A (или a) образуют симметричную систему токов прямой или обратной последовательности.

Максимальное потокосцепление поля рассеяния с фазой A первичной обмотки $\Psi_{\sigma m}$ наблюдается при амплитудном токе в этой фазе $i_A = \sqrt{2} I_A$ и амплитудном токе в фазе a вторичной обмотки, равном $i_a = -i_A \frac{m_1 w_1 k_{o1}}{m_2 w_2 k_{o2}} = -\sqrt{2} I_a$.

Именно такими токами в фазах A и a и соответствующими токами в других фазах первичной и вторичной обмоток образовано магнитное поле, изображенное на рис. 28.2. Расчет поля рассеяния при заданной системе токов производится методами теории электромагнитного поля в соответствии с общим описанием магнитного поля в электрической машине (см. § 18.2).

Затем рассчитываются потокосцепление поля рассеяния с фазой A обмотки в отдельных областях ($\Psi_{п1m}$, $\Psi_{г1m}$, $\Psi_{л1m}$, $\Psi_{д1m}$), суммарное потокосцепление рассеяния с фазой

$$\Psi_{\sigma 1 m} = \Psi_{п1m} + \Psi_{г1m} + \Psi_{л1m} + \Psi_{д1m}$$

и индуктивность рассеяния фазы

$$L_{\sigma 1} = \Psi_{\sigma 1 m} / \sqrt{2} I_A , \qquad (28.6)$$

которая, таким образом, определяется с учетом влияния других фаз первичной и вторичной обмоток. Аналогично рассчитывается индуктивность рассеяния вторичной обмотки

$$L_{\sigma 2} = \frac{\Psi_{\sigma 2 m}}{\sqrt{2} I_a} = \frac{\Psi_{п2m} + \Psi_{г2m} + \Psi_{л2m} + \Psi_{д2m}}{\sqrt{2} I_a} .$$

Линии поля, образующие потокосцепления пазового рассеяния $\Psi_{п1m}(\Psi_{п2m})$, рассеяния по головкам зубцов $\Psi_{г1m}(\Psi_{г2m})$ и лобового рассеяния $\Psi_{л1m}(\Psi_{л2m})$, показаны на рис. 28.2 (см. также гл. 23). Кроме того, должно учитываться потокосцепление рассеяния, называемое дифференциальным, образуемое высшими гармоническими МДС обмоток ($\Psi_{д1m}$ — для первичной обмотки, $\Psi_{д2m}$ — для вторичной).

Первичная и вторичная обмотки всегда имеют различные обмоточные данные (число фаз, число пазов на полюс и фазу). Обмоточные коэффициенты для высших гармонических МДС первичной и вторичной обмоток одного и того же порядка различны. Кроме того, высшие гармонические МДС вращаются с различными угловыми скоростями. Поэтому при токах в первичной и вторичной обмотках,

основные гармонические МДС которых взаимно уравновешены, высшие гармонические МДС взаимно не уравновешиваются.

Электродвижущая сила $E_{\sigma д}$, индуктированная высшими гармоническими МДС обмотки, рассматривалась в § 27.6. Потокосцепление дифференциального рассеяния первичной обмотки выражается через ЭДС дифференциального рассеяния

$$\Psi_{д1m} = \frac{\sqrt{2}E_{\sigma д1}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{2}\sum_{\nu \neq 1} E_{ф\nu 1}}{2\pi f} = \frac{2}{\pi} w_1 \tau l_\delta \sum \frac{k_{o1\nu} B_{\nu 1 m}}{\nu},$$

где $B_{\nu 1 m} = F_{\nu 1 m}\mu_0 / \delta k_\delta$.

Отпуская подробный вывод, приведем лишь формулу для индуктивности рассеяния фазы первичной обмотки, вытекающую из (28.6):

$$L_{\sigma 1} = 2\mu_0 w_1^2 \frac{l_1}{p q_1} \lambda_{\sigma 1}, \qquad (28.7)$$

где $\lambda_{\sigma 1} = \lambda_{п1} + \lambda_{г1} + \lambda_{л1} + \lambda_{д1}$ — коэффициент проводимости для потокосцепления рассеяния (безразмерные величины); l_1 — длина первичного магнитопровода.

Коэффициенты проводимости имеют смысл магнитных проводимостей для соответствующих полей рассеяния, отнесенных к единице расчетной длины катушечной стороны обмотки. Чем больше тот или иной коэффициент проводимости, тем больше соответствующая индуктивность рассеяния обмотки. Коэффициенты проводимости зависят от соотношения размеров, определяющих то или иное поле рассеяния. В целях облегчения расчетов формулы для вычисления этих коэффициентов выводятся при определенных допущениях в отношении конфигурации поля рассеяния, кроме того, магнитная проницаемость ферромагнитных частей машины считается бесконечно большой.

Коэффициенты проводимости для трехфазных двухслойных обмоток могут быть в первом приближении рассчитаны по следующим формулам.

1. Коэффициент приводимости пазового рассеяния (для полузакрытого паза трапециевидной формы по рис. 23.2)

$$\lambda_{п1} = (\lambda_{п1ш} + \lambda_{п1i})(3\beta_1 + 1)/4,$$

где $\lambda_{п1ш} = h_{ш1}/b_{ш1} + 2h_{ш.н1}/(b_{п1} + b_{ш1})$ — коэффициент проводимости для шлицевой части паза; $\lambda_{п1i} = 2h_{01}/[3(b_{п1} + b_{п.н1})]$ — коэффициент проводимости для токовой части паза; h_{01} — высота зоны, занятой проводниками обмотки; $\beta_1 = y_1/\tau$ — относительное укорочение шага обмотки.

2. Коэффициент проводимости по головкам зубцов (см. рис. 23.2):

$$\lambda_{г1} = \left[\frac{1}{2\sqrt{a_{01}}} - \frac{1}{\pi}\left(\ln\frac{2}{\sqrt{1+(1/a_{01})}} + \frac{1}{\sqrt{a_{01}}}\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{a_{01}}}\right)\right]\frac{3\beta_1+1}{4},$$

где $a_{01} = b_{ш1}^2/(2\delta k_{\delta 2})^2$; $k_{\delta 2}$ — коэффициент зазора для вторичного магнитопровода; $b_ш$ — ширина открытия паза в сторону зазора.

3. Коэффициент проводимости лобового рассеяния зависит от соотношения между длиной вылета лобовой части катушки и длиной магнитопровода (см. рис. 28.2).

$$\lambda_{л1} = 0{,}34\sqrt{\beta_{в1}+0{,}1}\,\frac{\beta_1\tau q_1}{l_1} \approx 0{,}3\,\frac{\beta_1\tau q_1}{l_1},$$

где $\beta_{в1} = \dfrac{l_{в1}}{y_1} = \dfrac{l_{в1}}{\beta_1\tau}$ — относительный вылет лобовой части.

4. Коэффициент проводимости дифференциального рассеяния зависит от соотношения между зубцовым делением t_{Z1} (см. рис. 24.3, где зубцовое деление обозначено t_Z) и длиной зазора δ:

$$\lambda_{д1} = t_{Z1}/(12\delta k_\delta).$$

Расчет коэффициентов проводимости для вторичной трехфазной обмотки может быть произведен по тем же формулам после замены индекса 1 на индекс 2.

Пример 28.5. Для машины с такими же данными, как в примере 25.3, определить индуктивность рассеяния фазы первичной обмотки $L_{σ1}$.

Решение. Используя результаты расчета примера 25.3, получаем:

$$L_{\sigma 1} = 2\mu_0 w_1^2\,\frac{l_\delta}{pq_1}\lambda_{\sigma 1} = 0{,}00129\ \text{Гн},$$

где $\lambda_{\sigma 1} = \lambda_{п1} + \lambda_{г1} + \lambda_{л1} + \lambda_{д1} = 3{,}45$; $\lambda_{п1} = \left(\dfrac{h_{ш1}}{b_{ш1}} + \dfrac{h_{01}}{3b_{п1}}\right)\dfrac{3\beta_1+1}{4} = 1{,}46$;

$$\lambda_{г1} = \left[\frac{1}{2\sqrt{a_{01}}} - \frac{1}{\pi}\left(\ln\frac{2}{\sqrt{1+(1/a_{01})}} + \frac{1}{\sqrt{a_{01}}}\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{a_{01}}}\right)\right]\frac{3\beta_1+1}{4} = -0{,}0459;$$

$a_{01} = b_{ш1}^2/(2\delta k_{\delta 2})^2 = 6{,}87$; $\beta_1 = y_1/\tau = 0{,}833$; $\lambda_{л1} = 0{,}3\beta_1\tau q_1/l_\delta = 0{,}843$; $\lambda_{д1} = t_{Z1}/(12\delta k_\delta) = 1{,}19$.

Глава двадцать девятая
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СИЛЫ И МОМЕНТЫ

29.1. Способы расчета электромагнитных сил и моментов в магнитном поле

Электрические машины предназначены для преобразования электрической энергии в механическую (или для обратного преобразования).

Механическая мощность $P_{мех}$, развиваемая вращающейся электрической машиной, пропорциональна электромагнитному моменту M, действующему на ее ротор, и угловой скорости вращения ротора Ω, т.е. $P_{мех} = M\Omega$. В линейной машине, подвижная часть которой перемещается поступательно, механическая мощность пропорциональна электромагнитной силе F, действующей на ее подвижную часть, и линейной скорости перемещения этой части v, т.е. $P_{мех} = Fv$.

Таким образом, важной задачей электромагнитного расчета любой электрической машины является определение электромагнитного момента M или электромагнитной силы F, которые приложены к ее перемещающейся части и играют решающую роль в процессе преобразования энергии, происходящем в электрической машине. В стационарных процессах этот момент или сила уравновешиваются внешним моментом $M_в$ или силой $F_в$, которые приложены к перемещающейся части. В переходных процессах суммой электромагнитного и внешнего моментов (электромагнитной и внешней силы) определяется ускорение подвижной части

$$d\Omega / dt = (M + M_в) / J_\Omega;$$

$$dv / dt = (F + F_в) / m,$$

где J_Ω и m — момент инерции и масса подвижной части.

Кроме электромагнитного момента и электромагнитной силы, приложенных к перемещающейся части машины, при проектировании электрической машины приходится рассчитывать электромагнитные силы F и моменты M, которые действуют в магнитном поле на различные элементы ее активных частей (провода обмоток, элементы магнитопровода — зубцы или полюсы сердечников).

От этих сил зависят механические напряжения, которые возникают в конструктивных и активных частях электрической машины. Эти силы должны учитываться при расчетах механической прочности. Без учета этих сил не могут быть правильно оценены такие важные явления в электрической машине, как изгибные колебания ротора, магнитные вибрации сердечников и обмоток и др.

Не менее важно знать электромагнитные силы, которые действуют на элементы активных и конструктивных частей трансформаторов и реакторов. Природа этих сил та же, что и в индуктивных электрических машинах. Эти силы действуют в магнитном поле на элементы объема, в которых имеются плотности токов $\bar{J}$ или наблюдаются изменения магнитной проницаемости ($\mu \neq \text{const}$).

Электромагнитные силы и моменты в нелинейных магнитных системах и в электрических машинах, наиболее сложных представителях этих систем, могут быть определены только на основании расчета электромагнитного поля.

Предполагается, что такое поле численно или аналитически рассчитано для данного мгновения t, когда перемещающаяся часть машины занимает определенное положение по отношению к ее неподвижной части. Причем известно пространственное распределение плотностей токов $\bar{J}$ (в том числе и вихревых токов), распределение индукций $\bar{H}$ и напряженностей $\bar{B}$ магнитного поля и, следовательно, магнитных проницаемостей $\mu = B/H$.

Для расчета электромагнитной силы $\bar{N}$ или момента $\bar{M}$, действующих на выделенный объем V в магнитном поле (рис. 29.1), теория электромагнетизма предлагает следующие три способа.

Первый способ. Определение электромагнитной силы или момента по изменению энергии магнитного поля при малом перемещении. Составляющая электромагнитной силы N_q по направлению координаты q, действующей на объем V, выражается через приращение энергии магнитного поля ΔW_q при малом линейном перемещении объема V на расстояние $\Delta q \to 0$:

$$N_q = \lim(\Delta W_q / \Delta q). \qquad (29.1)$$

Составляющая электромагнитного момента M_γ по направлению угловой координаты γ, действующего на объем V, выражается через приращение энергии магнитного поля ΔW_γ при малом угловом перемещении объема V на угол $\Delta\gamma \to 0$:

$$M_\gamma = \lim(\Delta W_\gamma / \Delta\gamma). \qquad (29.2)$$

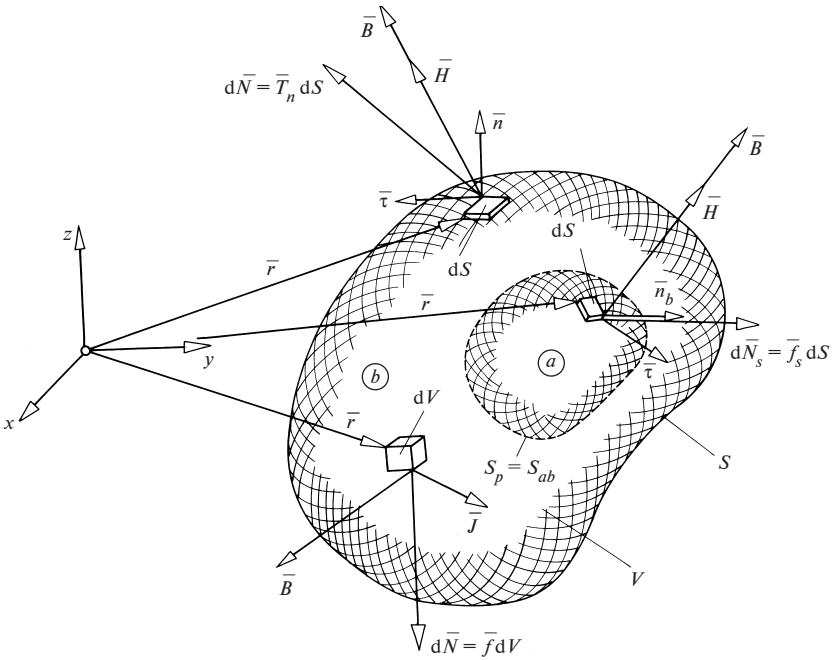


Рис. 29.1. Определение электромагнитных сил, действующих на элементы объема или поверхности в магнитном поле

Причем при определении силы N_q и момента M_γ перемещение объема V должно производиться в условиях постоянства токов $i_к$ всех контуров, возбуждающих магнитное поле ($i_к$ = const; $k \in 1, 2, \ldots, s$).

Обоснование этого способа применительно к определению вращающего электромагнитного момента, действующего на ротор электрической машины, дано в § 18.3.

Второй способ. Определение электромагнитной силы по ее объемной и поверхностной плотностям. На элемент объема dV в магнитном поле действует электромагнитная сила $d\bar{N} = \bar{f}\, dV$, пропорциональная этому объему и объемной плотности электромагнитной силы $\bar{f}$.

По формуле Максвелла плотность электромагнитной силы в магнитном поле определяется:

$$\bar{f} = [\bar{J} \times \bar{B}] - 0{,}5H^2 \operatorname{grad} \mu = \bar{q}_x f_x + \bar{q}_y f_y + \bar{q}_z f_z, \qquad (29.3)$$

где H — напряженность магнитного поля; $\bar{J}$ — плотность тока; $f_x = (\bar{f}\, \bar{q}_x)$ и другие компоненты вектора $\bar{f}$ по оси x и другим осям.

Кроме того, в тех случаях, когда в объеме V имеются поверхности разрыва магнитной проницаемости $S_{\text{р}}$ (см. рис. 29.1), необходимо учитывать силы $\mathrm{d}\bar{N}_s = \bar{f}_s\,\mathrm{d}S_{\text{р}}$, действующие на элементы $\mathrm{d}S$ этой поверхности. Эти силы пропорциональны значениям элементов $\mathrm{d}S_{\text{р}}$ и поверхностным плотностям электромагнитных сил $\bar{f}_s$.

Формула поверхностной плотности электромагнитной силы $\bar{f}_s$, приложенной к элементу границы $S_{\text{р}} = S_{ab}$ между средами a и b (см. рис. 21.1), может быть получена путем предельного перехода из (29.3):

$$\bar{f}_s = 0{,}5\bar{n}_b[H_\tau^2(\mu_a - \mu_b) + B_n^2(1/\mu_b - 1/\mu_a)], \qquad (29.4)$$

где μ_a, μ_b — магнитные проницаемости в средах a и b; $B_n^2 = B_{an}^2 = B_{bn}^2$ — квадрат нормальной составляющей индукции в средах a или b на поверхности $S_{\text{р}}$; $H_\tau^2 = H_{a\tau}^2 = H_{b\tau}^2$ — квадрат тангенциальной составляющей напряженности поля в средах a и b на поверхности $S_{\text{р}}$; $\bar{n}_b$ — внешняя (по отношению к среде a) нормаль, направленная в сторону среды b.

Поверхностная плотность электромагнитной силы, действующей на границу между средами a и b, всегда направлена по нормали к границе в сторону среды с меньшей магнитной проницаемостью.

Суммируя элементарные силы, действующие на элементы объема V и на элементы поверхностей разрыва магнитной проницаемости, найдем электромагнитную силу, приложенную к объему V, и ее компоненты:

$$\bar{N} = \int_V \bar{f}\,\mathrm{d}V + \int_{S_{\text{р}}} \bar{f}_s\,\mathrm{d}S_{\text{р}} = \bar{q}_x N_x + \bar{q}_y N_y + \bar{q}_z N_z, \qquad (29.5)$$

где $N_x = \int_V f_x\,\mathrm{d}V + \int_{S_{\text{р}}} f_{sx}\,\mathrm{d}S_{\text{р}}$ и т.д.; $f_{sx} = \bar{q}_x \bar{f}_s$ — компоненты $\bar{f}_s$ по оси x и т.д.

Суммируя элементарные моменты $\mathrm{d}\bar{M} = [\bar{r} \times \bar{f}]\mathrm{d}V$ и $\mathrm{d}\bar{M}_s = [\bar{r} \times \bar{f}_s]\mathrm{d}S_{\text{р}}$, найдем электромагнитный момент относительно начала системы координат в точке 0, действующий на объем V, и его составляющие относительно осей x, y и z:

$$\bar{M} = \int_V [\bar{r} \times \bar{f}]\,\mathrm{d}V + \int_{S_{\text{р}}} [\bar{r} \times \bar{f}_s]\mathrm{d}S_{\text{р}} = \bar{q}_x M_x + \bar{q}_y M_y + \bar{q}_z M_z, \quad (29.6)$$

где $M_x = \bar{q}_x \overline{M} = \int\limits_V (yf_z - zf_y)\mathrm{d}V + \int\limits_{S_\mathrm{p}} (yf_{sz} - zf_{sy})\mathrm{d}S_\mathrm{p}$; $M_y = q_y \overline{M} =$

$= \int\limits_V (zf_x - xf_z)\mathrm{d}V + \int\limits_{S_\mathrm{p}} (zf_{sx} - xf_{sz})\mathrm{d}S_\mathrm{p}$; $M_z = \bar{q}_z \overline{M} = \int\limits_V (xf_y - yf_x)\mathrm{d}V +$

$+ \int\limits_{S_\mathrm{p}} (xf_{sy} - yf_{sx})\mathrm{d}S_\mathrm{p}$.

Третий способ. Определение электромагнитной силы или момента по натяжению в магнитном поле. Сила $\mathrm{d}\overline{N} = \overline{T}_n \mathrm{d}S$, действующая в магнитном поле на элемент поверхности S, охватывающей объем V (см. рис. 29.1), пропорциональна значению этого элемента $\mathrm{d}S$ и натяжению в магнитном поле $\overline{T}_n$. Под натяжением в магнитном поле понимается сила, действующая извне на единицу элемента поверхности $\mathrm{d}S$, внешняя нормаль к которой равна $\bar{n}$:

$$\overline{T}_n = \lim(\Delta\overline{N}/\Delta S), (\Delta S \to 0).$$

По формуле Максвелла определяем натяжение в магнитном поле:

$$\overline{T}_n = (1/\mu)(B_n\overline{B} - 0{,}5\bar{n}B^2) = \bar{q}_x T_{nx} + \bar{q}_y T_{ny} + \bar{q}_z T_{nz}, \qquad (29.7)$$

где $\overline{B}$, B_n — вектор индукции и его нормальная составляющая; μ — магнитная проницаемость; $\bar{q}_x$, $\bar{q}_y$, $\bar{q}_z$ — единичные векторы по осям x, y, z прямоугольной системы координат; $T_{nx} = (\bar{q}_x \overline{T}_n)$ и другие компоненты вектора $\overline{T}_n$ по оси x и другим осям.

Из формулы видно, что натяжение на элементе поверхности $\mathrm{d}S$ со стороны внешней нормали $\bar{n}$ зависит не только от индукции магнитного поля и магнитной проницаемости среды в месте расположения элемента $\mathrm{d}S$, но и от направления нормали $\bar{n}$ к этому элементу.

В некоторых случаях, особенно для двумерных магнитных полей, вектор натяжения по (29.7) целесообразно представить в виде суммы нормальной и тангенциальной составляющих:

$$\overline{T}_n = \overline{T}_{nn} + \overline{T}_{n\tau}, \qquad (29.8)$$

где $\overline{T}_{nn} = \bar{n}T_{nn} = \bar{n}(B_n^2 - B_\tau^2)/(2\mu)$ — нормальная составляющая натяжения; $\overline{T}_{n\tau} = \tau B_n B_\tau/\mu$ — тангенциальная составляющая натяже-

ния; $\bar{B}_n = B_n\bar{n}$ — нормальная составляющая индукции; $\bar{B}_\tau = B_\tau\bar{\tau}$ — тангенциальная составляющая индукции; $\bar{n}$, $\bar{\tau}$ — внешние нормальная и тангенциальная составляющие к элементу поверхности dS, на котором определяется натяжение.

Сила $\bar{N}$, действующая на объем V в магнитном поле, может быть найдена путем суммирования элементарных сил $\mathrm{d}\bar{N} = \bar{T}_n\,\mathrm{d}S$, приложенных к элементам поверхности S, охватывающей объем V:

$$\bar{N} = \oint_S \bar{T}_n \mathrm{d}S = \bar{q}_x N_x + \bar{q}_y N_y + \bar{q}_z N_z, \qquad (29.9)$$

где $N_x = \oint_S T_{nx}\,\mathrm{d}S$; $N_y = \oint_S T_{ny}\,\mathrm{d}S$; $N_z = \oint_S T_{nz}\,\mathrm{d}S$.

Через натяжение легко выразить элементарный момент (относительно начала системы координат 0), действующий на элемент поверхности dS. Если положение элемента характеризуется вектором

$$\bar{r} = \bar{q}_x x + \bar{q}_y y + \bar{q}_z z,$$

то этот элементарный момент равен:

$$\mathrm{d}\bar{M} = [\bar{r} \times \mathrm{d}\bar{N}] = [\bar{r} \times \bar{T}_n]\mathrm{d}S.$$

Суммируя элементарные моменты относительно точки 0, найдем электромагнитный момент относительно точки 0, действующий на объем V, и его составляющие относительно осей x, y, z:

$$\bar{M} = \oint_S [\bar{r} \times \bar{T}_n]\mathrm{d}S = \bar{q}_x M_x + \bar{q}_y M_y + \bar{q}_z M_z, \qquad (29.10)$$

где $M_x = \bar{q}_x\bar{M} = \oint_S (yT_{nz} - zT_{ny})\mathrm{d}S$; $M_y = \bar{q}_y\bar{M} = \oint_S (zT_{nx} - xT_{nz})\mathrm{d}S$;

$M_z = \bar{q}_z\bar{M} = \oint_S (xT_{ny} - yT_{nx})\mathrm{d}S$.

Можно показать, что результат расчета электромагнитных сил и моментов не зависит от того, каким из трех изложенных способов он произведен. Эти способы различаются лишь по трудоемкости их реализации и точности.

Применение первого способа целесообразно только в том случае, если энергию магнитного поля электрической машины удается выразить через индуктивности и взаимоиндуктивности электрических контуров в функции угла γ, характеризующего положение ротора по отношению к статору (см. § 18.3, где это удалось сделать для машины

с линейной магнитной цепью). В тех случаях, когда электромагнитные процессы в машине описываются через величины магнитного поля, первый способ из-за сложности его реализации существенно уступает второму и третьему способам.

Третий способ проще, чем второй, так как он, в отличие от второго способа, связан с проведением интегрирования по поверхности и не требует интегрирования по объему. Поэтому в тех случаях, когда не нужно знать распределение сил или моментов по выделенному объему, предпочтительнее третий способ, которым можно определить только результирующую силу или момент, действующие на этот объем.

29.2. Электромагнитный вращающий момент

Для определения мгновенного электромагнитного момента, действующего на ротор, нужно знать мгновенные фазные токи в обмотках ротора и статора. Затем должно быть рассчитано распределение магнитной индукции в области поля машины с учетом зубчатости магнитопроводов статора и ротора и их взаимного расположения. После этого можно найти мгновенный электромагнитный момент, действующий на ротор вторым или третьим способом. Для расчета момента вторым способом необходимо просуммировать по (29.6) элементарные моменты $[\bar{r} \times \bar{f}]\,\mathrm{d}V$, действующие на элементы объема магнитопровода и проводов обмоток с токами, а также элементарные моменты $[\bar{r} \times \bar{f}_s]\,\mathrm{d}S_\mathrm{p}$, действующие на границу магнитопровода, на которой происходит скачкообразное изменение магнитной проницаемости. Для расчета момента третьим способом нужно охватить ротор поверхностью S, расположенной в немагнитном зазоре, и просуммировать по (29.9) элементарные моменты $[\bar{r} \times \bar{T}_n]\,\mathrm{d}S$, действующие на элементы этой поверхности.

Однако математическая реализация такого подхода встречает на своем пути весьма большие трудности. До последнего времени задачу определения электромагнитного момента в такой постановке вообще не удавалось решить. Теперь, после разработки метода проводимостей зубцовых контуров, эта задача может быть решена численным путем при помощи ЭВМ. Аналитическое решение можно получить только в том случае, если требуется определить главную часть электромагнитного момента, связанную с основными гармониками МДС и индукции магнитного поля в зазоре. Сделать это можно в рамках допущений, оговоренных в § 23.1, после замены зубчатых магнитопроводов с многофазными обмотками на гладкие магнитопроводы, введения расчетного зазора между гладкими магнитопроводами

$$\delta_0 = \delta k_\delta ,$$

где $k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}$ — коэффициент зазора по (24.10), и эквивалентирования токов многофазных обмоток статора и ротора поверхностными токами, распределенными в виде бесконечно тонких слоев по поверхностям гладких магнитопроводов.

Определение поверхностного тока, эквивалентирующего токи многофазной обмотки. Считаются заданными мгновенные токи фаз двухслойной обмотки (i_A, i_B, i_C) и ее схема. Известны также число витков в катушках обмотки $w_к$ и число параллельных ветвей фаз a. Исходя из этих данных, можно найти ток в каждом из пазов зубчатого магнитопровода, например ток $i_{пk}$ в k-м пазу. А затем (после замены зубчатого магнитопровода гладким) распределить ток $i_{пk}$ по поверхности магнитопровода в зоне ширины паза $b_п$ в виде бесконечно тонкого слоя с поверхностной плотностью $A_{пk} = i_{пk}/b_п$.

Эквивалентирование токов в пазах поверхностным током иллюстрируется рис. 29.2, на котором повторены обмотка и картина токов в пазах на протяжении полюсного деления по рис. 25.8 при $i_A = \sqrt{2}I$; $i_B = i_C = -\sqrt{2}I/2$.

Под разрезом пазового слоя зубчатого магнитопровода изображен эквивалентный гладкий магнитопровод. Зазор увеличен в k_δ раз, а токи вынесены из пазов и распределены в виде тонких слоев с плотностью $A_{пk}$ в зоне пазов.

Ток паза $i_{пk}$ представляет собой сумму мгновенных токов в проводниках, расположенных в k-м пазу. Например, ток паза *3*, содержащего прямые проводники фазы A и обратные фазы C, при $a = 1$ равен:

$$i_{п3} = i_A w_к - i_C w_к = 3\sqrt{2} I w_к / 2 .$$

Ток $i_{пk}$ и соответствующая плотность поверхностного тока k-го паза $A_{пk} = i_{пk}/b_п$ считаются положительными, если ток направлен «на нас», т.е. по направлению оси Z.

В промежутках между пазами плотность поверхностного тока $A = 0$. Обращаясь к понятию матрицы структуры обмотки (§ 22.2),

можно определить токи в пазах и соответствующие им плотности поверхностных токов в матричной форме

$$\bar{A}_{\text{п}} = \bar{i}_{\text{п}} / b_{\text{п}} = \|G\| \bar{i}_{\text{ф}} / b_{\text{п}},$$

где $\bar{i}_{\text{п}}$, $\bar{i}_{\text{ф}}$ — векторы токов пазов и фаз (см. § 22.2); $A_{\text{п}} = \|A_{\text{п}1}, A_{\text{п}2}, ..., A_{\text{п}Z}\|^T$ — вектор, плотности поверхностных токов.

Для одного полюсного деления обмотки, представленной на рис. 29.2, матрица $\|G\|$ при $a = 1$ имеет вид:

$$\|G\| = \begin{array}{c} \begin{array}{cccccccccccc} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 \end{array} \\ \left\| \begin{array}{cccccccccccc} 2w_{\text{к}} & 2w_{\text{к}} & w_{\text{к}} & w_{\text{к}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -w_{\text{к}} & -w_{\text{к}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & w_{\text{к}} & w_{\text{к}} & 2w_{\text{к}} & 2w_{\text{к}} & w_{\text{к}} & w_{\text{к}} \\ 0 & 0 & -w_{\text{к}} & -w_{\text{к}} & -2w_{\text{к}} & -2w_{\text{к}} & -w_{\text{к}} & -w_{\text{к}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right\| \end{array} \begin{array}{c} T \\ A \\ B \\ C \end{array}$$

Вводя эту матрицу в (29.10), можно найти токи во всех пазах полюсного деления обмотки по рис. 29.2 и, в частности, ток $i_{\text{п}3}$, который

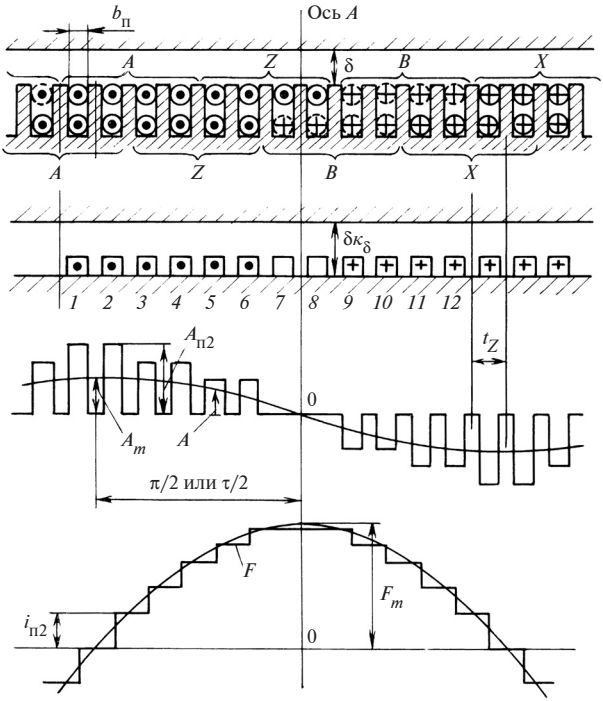


Рис. 29.2. Плотность поверхностного тока и МДС многофазной обмотки ($m = 3$, $q = 4$, $\tau = 2$, $y = 10$)

был найден ранее. Период кривой поверхностных токов получается таким же, как для токов в пазах; в окружности зазора укладывается p периодов. С изменением токов в пазах вид кривой плотности поверхностных токов непрерывно изменяется. Выразив токи в пазах как функции времени и раскладывая пространственное распределение плотности поверхностных токов в ряд Фурье, можно найти *основную гармоническую плотности поверхностных токов с числом периодов в окружности p и амплитудой* A_{1m}, показанную на рис. 29.2.

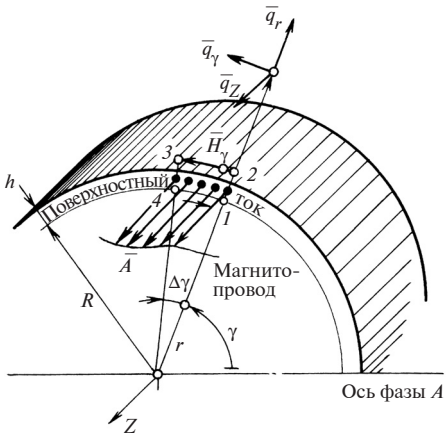


Рис. 29.3. Поверхностный ток и тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля

Однако такой путь определения основной гармонической поверхностного тока достаточно трудоемок. Значительно проще получить тот же результат, выразив плотность поверхностного тока через МДС или ее гармонические составляющие. Предварительно нужно найти тангенциальную составляющую напряженности магнитного поля в зазоре H_γ у поверхности гладкого цилиндрического магнитопровода, на которой распределен в виде бесконечного тонкого слоя толщиной $\Delta = 0$ поверхностный ток с линейной плотностью A (рис. 29.3). В полярной системе координат плотность тока A, так же как токи в пазах, направлена вдоль оси z и $A = A_Z$. Определим ток Δi элемента поверхности длиной $R\Delta\gamma$: $\Delta i = AR\Delta\gamma$. Охватим этот ток прямоугольным контуром *1*, *2*, *3*, *4*, имеющим радиальный размер h и тангенциальный $R(\Delta\gamma)$. Применяя закон полного тока к циркуляции напряженности по контуру *1*, *2*, *3*, *4*, в котором $h \to 0$, и замечая, что тангенциальная составляющая напряженности поля на стороне *1*, *4*, прилегающей к магнитопроводу с бесконечно большой магнитной проницаемостью, равна нулю, найдем

$$\oint\limits_{1234} H_l \, \mathrm{d}l = \int\limits_{2}^{3} H_l \, \mathrm{d}l = H_\gamma R\Delta\gamma = \Delta i \, .$$

Переходя к пределу при $\Delta\gamma \to 0$, получаем

$$H_\gamma = H_\tau = \lim \frac{\Delta i}{R\Delta\gamma} = A \, .$$

Такой получается напряженность H_γ на поверхности внутреннего магнитопровода. Повторив вывод для тока на поверхности внешнего магнитопровода, получим $H_\gamma = -A$. Таким образом, *тангенциальная составляющая напряженности поля* $H_\gamma = H_\tau$ на поверхности магнитопровода с $\mu = \infty$ равна по абсолютному значению плотности тока на этой поверхности $|A|$. Исходя из (23.3) и полагая при переходе к полярной системе координат $dx = R d\gamma$, можно представить тангенциальную составляющую напряженности поля как производную скалярного потенциала φ на поверхности магнитопровода по угловой координате (со знаком минус) $H_\gamma = -d\varphi/(R d\gamma)$. Наконец, используя (24.2) и вытекающие из него соотношения между МДС F и распределением потенциала φ на возбужденной поверхности ($F = \varphi$ при возбуждении внутреннего и $F = -\varphi$ при возбуждении наружного магнитопровода), можно выразить плотность тока на поверхности внутреннего или наружного магнитопровода в виде производной МДС:

$$A = -dF/(R d\gamma). \qquad (29.11)$$

Эту зависимость можно применить не только к плотности поверхностного тока в целом, но и к ее отдельным гармоническим составляющим, причем каждой гармонической МДС соответствует своя гармоническая плотности поверхностного тока.

Найдем основную гармоническую плотности поверхностного тока A, образованного при питании многофазной обмотки токами прямой последовательности с частотой $\omega = \omega_i$. Основная гармоническая МДС представляет собой в этом случае вращающуюся волну и описывается (25.10). Исходя из (29.11) и (25.10), получим

$$A = -\frac{dF}{R d\gamma} = A_m \cos\left(\omega_i t + \frac{\pi}{2} - \alpha\right). \qquad (29.12)$$

Амплитуда основной гармонической плотности поверхностного тока A_m выражается через амплитуду основной гармонической МДС

$$A_m = F_m \pi/\tau. \qquad (29.13)$$

Если для F_m воспользоваться (25.16), можно выразить A_m через сумму действующих токов в пазу $2w_к I/a = I_п$

$$A_m = \sqrt{2} A_0 k_у k_р,$$

где $A_0 = I_п/t_Z$ — *линейная токовая нагрузка*, найденная по сумме действующих токов в пазах.

Плотность поверхностного тока A в точке под углом α в начале отсчета можно представить также в виде проекции *комплексной функ-*

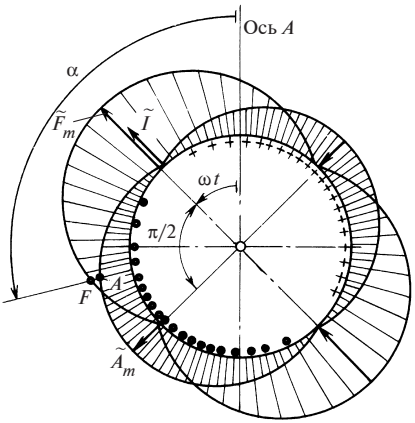


Рис. 29.4. Основная гармоническая плотности поверхностного тока (в однопериодной модели)

ции плотности поверхностного тока

$$\widetilde{A}_m = j\widetilde{F}_m \frac{\pi}{\tau} = \\ = A_m e^{j(\omega_i t + \pi/2)} \qquad (29.14)$$

на ось под углом α, т.е. $A = \mathrm{Re}[\widetilde{A}_m e^{-j\alpha}]$.

Используя (29.7), (29.9), нетрудно изобразить графически основную гармоническую поверхностного тока в том же масштабе, в котором представлены плотности поверхностных токов пазов. Это графическое изображение дано на рис. 29.2 и 29.4. На рис. 29.4 показана также комплексная функция плотности поверхностного тока $\widetilde{A}_m$.

Таким образом, мы приходим к заключению, что основная гармоническая линейной плотности поверхностного тока представляет собой вращающуюся волну с периодом 2τ и амплитудой A_m, перемещающуюся по отношению к магнитопроводу с той же угловой скоростью Ω_i (или электрической угловой скоростью ω_i в модели), что и основная гармоническая МДС. Независимо от направления, в котором вращается МДС, волна плотности поверхностного тока всегда повернута относительно волны МДС на электрический угол $\pi/2$ или смещена на $\tau/2$ против часовой стрелки.

Соотношение между тангенциальной составляющей напряженности поля и плотностью поверхностного тока ($H_\tau = H_\gamma = \pm A$) распространяется и на их основные гармонические, поэтому в магнитном поле в зазоре, образованном токами в пазах (или основной гармонической плотности эквивалентного поверхностного тока), всегда присутствует не только радиальная, но и тангенциальная составляющая. Амплитуда радиальной составляющей индукции магнитного поля выражается по (25.18) через амплитуду МДС F_m или через амплитуду плотности поверхностного тока по (29.13)

$$B_{rm} = \frac{\mu_0 F_m}{k_\delta \delta} = \frac{\mu_0 \tau A_m}{\pi k_\delta \delta}. \qquad (29.15)$$

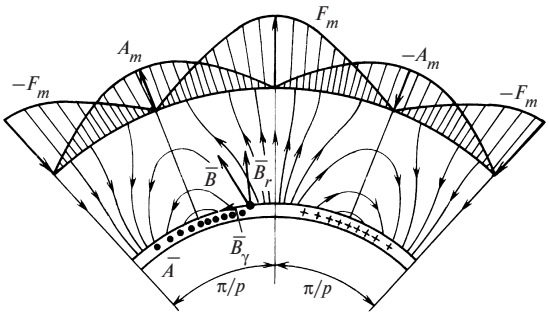


Рис. 29.5. Картина магнитного поля, возбужденного поверхностным током

Амплитуда тангенциальной составляющей индукции на поверхности возбужденного магнитопровода выражается через амплитуду поверхностного тока

$$B_{\tau m} = B_{\nu m} = \mu_0 H_{\nu m} = \pm \mu_0 A_m. \qquad (29.16)$$

Поскольку тангенциальная составляющая индукции на поверхности невозбужденного магнитопровода отсутствует, картина поля в зазоре, образованного основной гармонической, выглядит так, как показано на рис. 29.5. Правда, на рисунке показано поле при очень большом зазоре δ, примерно равном τ, когда, как вытекает из сравнения (29.15) и (29.16), амплитуда тангенциальной составляющей соизмерима с амплитудой радиальной составляющей индукции

$$B_{\tau m} / B_{r m} = \pi\delta / \tau.$$

При малых относительных зазорах $\delta/\tau << 1$, обычно встречающихся в электрических машинах, амплитуда радиальной составляющей поля значительно превышает амплитуду тангенциальной ($B_{rm} >> B_{\tau m}$) и поле получается почти радиальным. Однако без учета тангенциальной составляющей поля H_γ, образованной поверхностным током с плотностью A, нельзя понять природу образования электромагнитных сил и передачи энергии через зазор при работе машины.

Выражение вращающего электромагнитного момента через потокосцепления и токи фаз. Найдем электромагнитный вращающий момент, действующий на ротор асинхронной или синхронной машины. Предположим, что магнитопровод ротора имеет неявнополюсное исполнение. В пазах магнитопровода статора помещается многофазная первичная обмотка с числом фаз $m_1 \geq 2$, а в пазах магнитопровода ротора — либо вторичная многофазная обмотка с числом

фаз $m_2 \geq 2$ (в асинхронной машине), либо однофазная обмотка возбуждения (в синхронной машине).

Будем считать, что в первичной обмотке статора имеется система токов прямой последовательности I_1, изменяющихся с угловой частотой ω_1, а в роторе — либо система токов прямой последовательности I_2 в многофазной обмотке, изменяющихся с угловой частотой ω_2, либо постоянный ток I_{2m} в однофазной обмотке возбуждения, для которого $\omega_2 = 0$.

Ограничимся определением главной части электромагнитного момента, связанной с основными гармоническими МДС и индукции магнитного поля в зазоре. В этом случае можно принять допущения, оговоренные в § 23.1, заменить зубчатые магнитопроводы на гладкие с расчетным зазором между ними $\delta_0 = \delta k_\delta$ [см. (24.10)] и эквивалентировать токи многофазных обмоток статора и ротора поверхностными токами, распределенными в виде бесконечно тонких слоев по поверхностям гладких магнитопроводов. В частности, система симметричных токов прямой последовательности $\widetilde{I}_2$ в многофазной обмотке ротора с угловой частотой ω_2, образующая основную гармоническую МДС

$$\widetilde{F}_{2m} = \sqrt{2} m_2 \widetilde{I}_2 k_{o2} w_2 / (\pi p) = F_{2m} e^{j\omega_2 t},$$

эквивалентируется основной гармонической поверхностного тока по (29.14) с плотностью $\widetilde{A}_{2m} = j\widetilde{F}_{2m}\pi/\tau = A_{2m} e^{j(\omega_2 t + \pi/2)}$, где $A_{2m} = F_{2m}\pi/\tau$ — амплитуда плотности поверхностного тока ротора.

Основные гармонические плотности поверхностного тока $\widetilde{A}_{2m}$ и МДС ротора $\widetilde{F}_{2m}$ вращаются по отношению к ротору с электрической угловой скоростью ω_2, равной угловой частоте тока ротора, причем это вращение происходит в положительном направлении от фазы *a* к фазе *b*. Для того чтобы найти электрическую угловую скорость вращения основных гармонических плотности поверхностного тока $\widetilde{A}_{2m}$ и МДС ротора $\widetilde{F}_{2m}$ по отношению к статору (ω_2'), необходимо учесть, что ротор вращается в модели с электрической угловой скоростью $\omega = \Omega_p$ в положительном направлении, и добавить эту скорость к скорости перемещения $\widetilde{A}_{2m}$ и $\widetilde{F}_{2m}$ по отношению к ротору: $\omega_2' = \omega_2 + \omega$.

Теперь нужно вспомнить, что для получения однонаправленного преобразования энергии (см. § 21.2) требуется, чтобы сумма или раз-

ность угловых частот токов в обмотках статора и ротора (21.13) равнялась электрической угловой скорости ротора: $\omega_1 \pm \omega_2 = \omega = p\Omega$ (для определенности предположим, что $\omega < \omega_1$ и $\omega_2 = \omega_1 - \omega$).

Если это условие выполнено, то электрическая угловая скорость плотности поверхностного тока $\widetilde{A}_{2m}$ и МДС $\widetilde{F}_{2m}$ ротора не отличается от электрической угловой скорости МДС статора:

$$\omega_2' = \omega_2 + \omega = (\omega_1 - \omega) + \omega = \omega_1 = \Omega_1 p.$$

Поэтому основная гармоническая МДС статора образует вместе с основной гармонической поверхностного тока ротора, вращающейся с той же угловой скоростью, главное вращающееся магнитное поле машины с амплитудой радиальной составляющей индукции $B_{10m} = B_{0m}$. Угол между волной индукции B_0 и волной плотности поверхностного тока A_2 (или между соответствующими комплексными функциями $\widetilde{B}_{0m}$ и $\widetilde{A}_{2m}$) обозначим β_{02} и будем отсчитывать от $\widetilde{A}_{2m}$ к $\widetilde{B}_{0m}$ (рис. 29.6).

Электромагнитный момент относительно оси z, действующий на ротор, определим по объемной и поверхностной плотностям электромагнитных сил (второй способ, § 29.1). Предварительно заменим бесконечно тонкий слой поверхностного тока по (29.12) с плотностью $\bar{A}_2 = \bar{q}_z A_2 = \bar{q}_z A_{2m} \cos(\omega_1 t - \alpha - \beta_{02})$ слоем тока конечной малой толщины h с объемной плотностью тока

$$\bar{J}_2 = \bar{q}_z J_2 = \bar{A}_2 / h = \bar{q}_z J_{2m} \cos(\omega_1 t - \alpha - \beta_{02}), \qquad (29.17)$$

амплитуда которого $J_{2m} = A_{2m}/h$ (рис. 29.7).

После этой замены электромагнитный момент относительно оси z, воздействующий на ротор, можно рассчитать по (29.3), (29.4), (29.6):

$$M = M_z = \bar{q}_z \bar{M} = \bar{q}_z \int_V [\bar{r} \times \bar{f}] \, \mathrm{d}V + \bar{q}_z \int_{S_\mathrm{p}} [\bar{r} \times \bar{f}_s] \, \mathrm{d}S_\mathrm{p}, \quad (29.18)$$

имея в виду, что объем ротора V состоит из объема $V_\mathrm{м}$ гладкого магнитопровода, ограниченного цилиндрической поверхностью $R = \mathrm{const}$ и обладающего магнитной проницаемостью $\mu_a = \infty$, и из объема $V_\mathrm{т}$ токового слоя толщиной h с магнитной проницаемостью $\mu_b = \mu_0$, в котором протекает объемный ток плотностью $\bar{J}_2$.

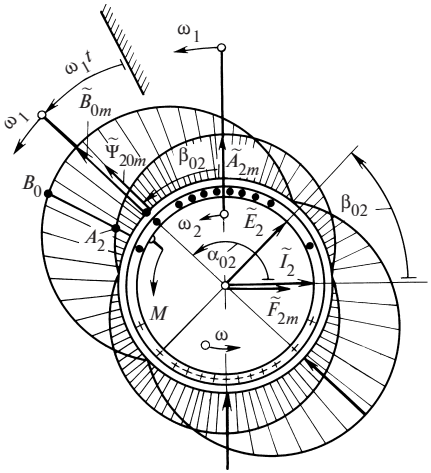


Рис. 29.6. Расположение вращающихся волн радиальной составляющей индукции B_r и плотности поверхностного тока A

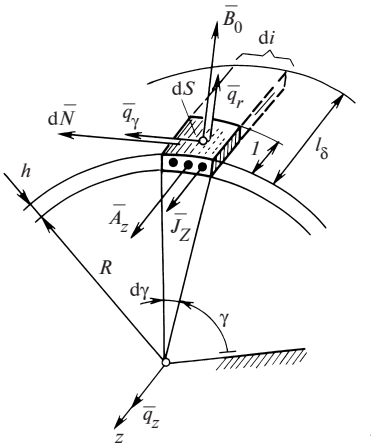


Рис. 29.7. Электромагнитная сила, действующая на элемент поверхностного тока

Поскольку поверхность разрыва магнитной проницаемости $S_{\text{р}}$, отделяющая магнитопровод от немагнитного зазора, является цилиндрической поверхностью, а нормаль $\bar{n}_b$ к этой поверхности имеет радиальное направление и в полярной системе координат равна радиальному орту $\bar{q}_r$, т.е. $\bar{n}_b = \bar{q}_r$. А это означает, как следует из (29.4), что поверхностная плотность электромагнитной силы $\bar{f}_s = n_b \bar{f}_s = q_r \bar{f}_s$ всегда нормальна к поверхности $S_{\text{р}}$, имеет радиальное направление и не участвует в образовании момента относительно оси z. В этом легко убедиться формально, учитывая, что в полярной системе координат на поверхности $S_{\text{р}}$ радиус-вектор $\bar{r} = \bar{q}_r R + \bar{q}_z z$. Действительно

$$\bar{q}_z \int_{S_{\text{р}}} [r \times \bar{f}_s] \, \mathrm{d}S_{\text{р}} = 0 .$$

Переходя к определению момента, действующего на объем ротора, можно выявить, что на объем магнитопровода момент не действует, так как в этом объеме $\bar{J} = 0$ и $\operatorname{grad}\mu = 0$, и, следовательно, $\bar{f} = 0$.

Таким образом, приходим к заключению, что момент по (29.18) действует только на объем $V_т$ токового слоя толщиной h, несущего объемный ток плотностью $\bar{J}_2$,

$$M = M_z = \bar{q}_z \int_{V_т} [\bar{r} \times \bar{f}] \, \mathrm{d}V. \qquad (29.19)$$

Из-за постоянства плотности тока $\bar{J}_2$ по толщине h и расчетной длине l токового слоя в качестве элемента его объема возьмем объем $\mathrm{d}V = 2\pi l_\delta h R \, \mathrm{d}\gamma$ (см. рис. 29.7).

По (29.3), заметив, что $\operatorname{grad}\mu_0 = 0$, найдем объемную плотность силы $\bar{f}$ для токового слоя:

$$\bar{f} = [\bar{J}_2 \times \bar{B}_0] = \bar{q}_\gamma A_2 B_0 / h,$$

где $\bar{J}_2 = \bar{q}_z A_2 / h$; $B_0 = \bar{q}_r \bar{B}_0$.

Вводя $\bar{f}$, $\bar{r} = \bar{q}_r R + \bar{q}_z z$ и $\mathrm{d}V$ в (29.19), после выполнения векторного и скалярного умножения и сокращения на h, получаем

$$M = M_z = l_\delta R^2 \int_0^{2\pi} B_0 A_2 \, \mathrm{d}\gamma. \qquad (29.20)$$

Найденный по (29.19) электромагнитный момент можно рассматривать как сумму вращающих моментов электромагнитных сил $\mathrm{d}N$, действующих на элементы поверхностного тока $\mathrm{d}i = A_2(R\,\mathrm{d}\gamma)$ в магнитном поле с радиальной составляющей индукции B_0:

$$\mathrm{d}M = R \, \mathrm{d}N = RB_0 \, \mathrm{d}i = B_0 A_2 R \, \mathrm{d}\gamma.$$

Воспользовавшись уравнениями для вращающейся волны индукции (25.18)

$$B_r = B_{0m} \cos(\omega_1 t - \alpha)$$

и вращающейся волны поверхностного тока (29.12)

$$A_2 = A_{2m} \cos(\omega_1 t - \alpha - \beta_{02}),$$

где $\alpha = p\gamma$, и приняв для упрощения $\omega_1 t = 0$, поскольку результат интегрирования получается одинаковым для любого мгновения времени, из (29.20) получим

$$M = \pi R^2 l_\delta B_{0m} A_{2m} \cos\beta_{02} = \frac{p^2 \tau^2}{\pi} l_\delta B_{0m} A_{2m} \cos\beta_{02}. \qquad (29.21)$$

Заметив, что амплитуда плотности поверхностного тока может быть выражена [см. (29.13), (25.9)] через ток в обмотке I_2

$$A_{2m} = \frac{\pi F_{2m}}{\tau} = \frac{\sqrt{2} m_2}{\tau} \frac{I_2 w_2 k_{o2}}{p},$$

а амплитуда индукции по (27.2) через магнитный поток

$$B_{0m} = \pi \Phi_m / (2\tau l_\delta),$$

можно представить вращающий момент как функцию магнитного потока и тока в обмотке

$$M = \frac{p m_2}{\sqrt{2}} (w_2 k_{o2} \Phi_m) I_2 \cos \beta_{02}.$$

Если учесть, что амплитуда полного потокосцепления с фазой вторичной обмотки по (27.14)

$$\Psi_{20m} = w_2 k_{o2} \Phi_m,$$

и заменить $\cos \beta_{02}$ на $\sin \alpha_{02} = \sin (\pi/2 + \beta_{02}) = \cos \beta_{02}$ (см. рис. 29.6), получим

$$M = \frac{p m_2}{\sqrt{2}} \Psi_{20m} I_2 \sin \alpha_{02}, \qquad (29.22)$$

где α_{02} — электрический угол между комплексными функциями $\widetilde{I}_2$ и $\widetilde{\Psi}_{20m}$ (угол отсчитывается от тока к потокосцеплению и считается положительным, если он направлен против часовой стрелки, т.е. по направлению вращения ротора; см. рис. 29.7 и 29.8).

Вращающий момент, действующий на ротор, также считается положительным, если он направлен против часовой стрелки, т.е. по направлению вращения ротора. В комплексной форме момент, действующий на ротор по (29.22), определяется выражением

$$M = \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} I_m [\widetilde{\Psi}_{20m} \widetilde{I}_2^*], \qquad (29.23)$$

где $\widetilde{I}_2^*$ сопряженная комплексная функция вторичного тока.

Исходя из (29.23), можно выразить момент, действующий на ротор, через потокосцепление главного поля статора с обмоткой ротора (рис. 29.8) $\widetilde{\Psi}_{21m} = 2 B_{Im} \tau l_\delta w_2 k_{o2} / \pi$. При этом следует иметь в виду, что $\widetilde{B}_{0m} = \widetilde{B}_{1m} + \widetilde{B}_{2m}$. Откуда следует, что $\widetilde{\Psi}_{20m} = \widetilde{\Psi}_{21m} + \widetilde{\Psi}_{22m}$, где

$$\widetilde{\Psi}_{20m} = 2 \widetilde{B}_{0m} \tau l_\delta w_2 k_{o2} / \pi; \; \widetilde{\Psi}_{22m} = 2 \widetilde{B}_{2m} \tau l_\delta w_2 k_{o2} / \pi.$$

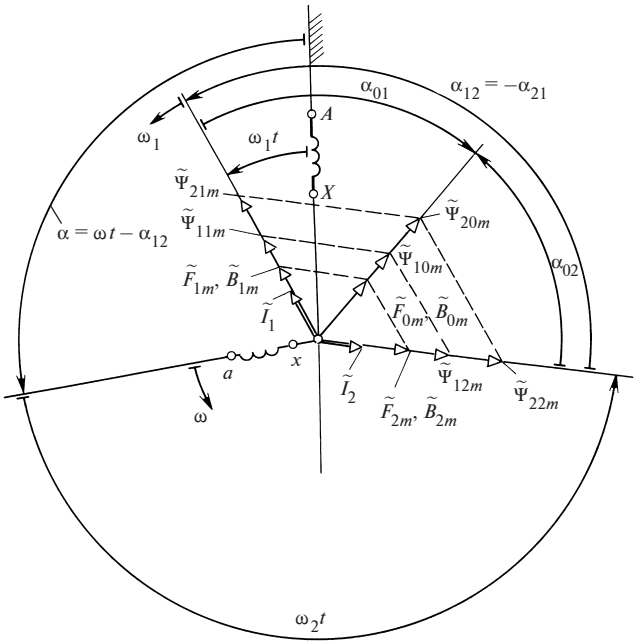


Рис. 29.8. Комплексные функции токов, потокосцеплений и индукций в электрической машине с многофазными обмотками на статоре и роторе

Подставляя в (29.23) вместо Ψ_{20m} сумму потокосцеплений Ψ_{21m} и $\tilde{\Psi}_{22m}$, получаем для момента, действующего на ротор, еще одну формулу:

$$M = \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \mathrm{Im}[(\tilde{\Psi}_{21m} + \tilde{\Psi}_{22m})\tilde{I}_2^*] =$$

$$= \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \{\mathrm{Im}[\tilde{\Psi}_{21m}\tilde{I}_2^*] + \mathrm{Im}[\tilde{\Psi}_{22m}\tilde{I}_2^*]\} =$$

$$= \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \mathrm{Im}[\tilde{\Psi}_{21m}\tilde{I}_2^*] = \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \Psi_{21m} I_2 \sin\alpha_{12}, \qquad (29.24)$$

где Ψ_{21m} — амплитуда потокосцепления главного поля обмотки статора с обмоткой ротора; α_{12} — угол между током $\tilde{I}_2$ и потокосцеплением $\tilde{\Psi}_{21m}$ (угол отсчитывается от тока к потокосцеплению и считается положительным, если он направлен против часовой стрелки, т.е. по направлению вращения ротора; см. рис. 29.8).

При выводе формулы (29.24) учтено, что от взаимодействия тока в обмотке ротора $\widetilde{I}_2$ с собственным полем, создающим потокосцепление Ψ_{22m}, вращающий момент не образуется:

$$\mathrm{Im}[\widetilde{\Psi}_{22m}\widetilde{I}_2^*] = \Psi_{22m}I_2\sin\alpha_{22} = 0.$$

Объясняется это тем, что угол α_{22} между потокосцеплением Ψ_{22m} и током I_2 равен нулю (см. рис. 29.8).

Совершенно такой же по абсолютной величине, но противоположный по направлению электромагнитный момент действует на статор. Если сохранить для момента статора правила знаков, принятые для ротора, а именно считать положительным момент, направленный против часовой стрелки, т.е. по направлению вращения ротора, то по аналогии с (29.22) и (29.23) можно выразить момент, действующий на статор, через потокосцепление $\widetilde{\Psi}_{10m}$ и ток $\widetilde{I}_1$:

$$M_1 = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}}\mathrm{Im}[\widetilde{\Psi}_{10m}\widetilde{I}_1^*] = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}}\Psi_{10m}I_1\sin\alpha_{01}, \qquad (29.25)$$

где $\widetilde{I}_1^*$ — сопряженная комплексная функция первичного тока; $\widetilde{\Psi}_{10m} = 2\widetilde{B}_{0m}\tau l_\delta w_1 k_{o1}/\pi$ — комплексная функция потокосцепления главного поля с обмоткой статора; α_{01} — угол между током $\widetilde{I}_1$ и потокосцеплением $\widetilde{\Psi}_{10m}$ (угол отсчитывается от тока к потокосцеплению и считается положительным, если он направлен против часовой стрелки, т.е. по направлению вращения ротора; см. рис. 29.8).

По аналогии с (29.24) можно выразить момент, действующий на статор, через потокосцепление $\widetilde{\Psi}_{12m}$ и ток $\widetilde{I}_1$:

$$M_1 = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}}\mathrm{Im}[\widetilde{\Psi}_{12m}\widetilde{I}_1^*] = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}}\Psi_{12m}I_1\sin\alpha_{21}, \qquad (29.26)$$

где $\Psi_{12m} = -2B_{2m}\tau l_\delta w_1 k_{o1}/\pi$ — амплитуда потокосцепления главного поля обмотки ротора с обмоткой статора; α_{21} — угол между током $\widetilde{I}_1$ и потокосцеплением $\widetilde{\Psi}_{12m}$ (угол отсчитывается от тока к потокосцеплению и считается положительным, если он направлен против часовой стрелки, т.е. по направлению вращения ротора; см. рис. 29.8).

Поскольку момент от взаимодействия тока статора I_1 с собственным полем, создающим потокосцепление $\Psi_{11m} = 2B_{1m}\tau l_\delta w_1 k_{o1}/\pi$, равен нулю (так как $I_1\Psi_{11m}\sin\alpha_{11} = 0$), результаты расчета M_1 по (29.25) и (29.26) всегда совпадают. Сопоставляя (29.6) с (29.24) и имея в виду очевидные равенства $m_1\Psi_{12m}I_1 = m_2\Psi_{21m}I_2$ и $\sin\alpha_{21} = -\sin\alpha_{12}$, приходим к заключению, что момент, действующий на статор, отличается от момента, действующего на ротор, только по своему направлению: $M_1 = -M$.

Формулы (29.22), (29.25) для моментов, действующих на ротор и статор, распространяются и на насыщенные машины с нелинейной магнитной цепью. Для таких машин амплитуды основной гармонической индукции B_{0m}, потока Φ_m и потокосцепления Ψ_{20m} и Ψ_{10m} должны быть рассчитаны с учетом нелинейности характеристик намагничивания ферромагнитных ветвей магнитной цепи.

Пример 29.1. Для машины переменного тока с такими же данными, как в примере 25.3, при питании первичной обмотки статора током $I_1 = 41$ А и вторичной обмотки ротора — током $I_2 = 37{,}7$ А, которые на пространственно-временной диаграмме изображаются комплексными функциями $\widetilde{I}_1 = \underline{I}_1 e^{j\omega_1 t}$ и $\widetilde{I}_2 = \underline{I}_2 e^{j\omega_1 t}$, где $\underline{I}_1 = 21{,}6 + j34{,}8 = 40{,}95e^{j1{,}015}$ и $\underline{I}_2 = -12 - j35{,}7 = 37{,}66e^{-j1{,}895}$, определить результирующую МДС, результирующее поле в зазоре, его потокосцепления с обмотками и электромагнитные моменты, действующие на ротор $M = M_2$ и на статор M_1.

МДС первичной обмотки (25.9):

$$\underline{F}_{1m} = \underline{I}_1(\sqrt{2}m_1 w_1 k_{o1})/(\pi p) = 1079 + j1739 = F_{1m}e^{j\alpha_1},$$

где $F_{1m} = 2046{,}4$ А; $\alpha_1 = 1{,}015$ рад.

МДС вторичной обмотки (25.9):

$$\underline{F}_{2m} = \underline{I}_2(\sqrt{2}m_2 w_2 k_{02})/(\pi p) = -550{,}7 + j1638 = F_{2m}e^{j\alpha_2},$$

где $F_{2m} = 1728{,}5$ А; $\alpha_2 = -1{,}895$ рад.

Результирующая МДС:

$$\underline{F}_{0m} = \underline{F}_{1m} + \underline{F}_{2m} = 528{,}3 + j101 = F_{0m}e^{j\alpha_0},$$

где $F_{0m} = 537$ А; $\alpha_0 = 0{,}188$ рад.

Амплитуда индукции результирующего поля [см. пример 25.3]:

$$B_{0m} = \mu_0 F_{0m}/(\delta k_\delta) = 0{,}741 \text{ Тл}.$$

Амплитуда потокосцепления результирующего поля с первичной обмоткой (29.25):

$$\Psi_{10m} = 2B_{0m}\tau l_{\delta} w_1 k_{o1}/\pi = 1{,}019 \text{ Вб},$$

где $w_1 = 80$; $k_{o1} = 0{,}925$ [см. пример 25.3].

Амплитуда потокосцепления результирующего поля с вторичной обмоткой (29.23):

$$\Psi_{20m} = 2B_{0m}\tau l_{\delta} w_2 k_{o2}/\pi = 0{,}936 \text{ Вб},$$

где $w_2 = 72$; $k_{o2} = 0{,}944$ [см. пример 28.1].

Угол между током $\underline{I}_2$ и потокосцеплением $\underline{\Psi}_{20m}$ (или МДС $\underline{F}_{0m}$):

$$\alpha_{02} = \alpha_0 - \alpha_2 = 2{,}083 \text{ рад}.$$

Угол между током $\underline{I}_1$ и потокосцеплением $\underline{\Psi}_{10m}$ (или МДС $\underline{F}_{0m}$):

$$\alpha_{01} = \alpha_0 - \alpha_1 = -0{,}827 \text{ рад}.$$

Электромагнитный момент, действующий на ротор (29.22):

$$M = M_2 = \frac{pm_2}{\sqrt{2}} \Psi_{20m} I_2 \sin \alpha_{02} = 130{,}5 \text{ Дж}.$$

Электромагнитный момент, действующий на статор (29.25):

$$M_1 = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} \Psi_{10m} I_1 \sin \alpha_{01} = -130{,}5 \text{ Дж}.$$

29.3. Тангенциальные электромагнитные силы в области паза с током

Электромагнитный момент M, действующий на ротор, суммируется из электромагнитных моментов $M_{пk}$, приложенных к объемам пазов с токами:

$$M = \sum_{k=1}^{Z_2} M_{пk}. \qquad (29.27)$$

Как отмечалось в начале § 29.2, определение момента M или моментов $M_{пk}$ с учетом двусторонней зубчатости и насыщения магнитопроводов представляет собой весьма сложную задачу, которую удалось решить только численным путем. Поэтому здесь, чтобы иметь возможность получить аналитическое решение, ограничимся нахождением момента $M_п = M_{пk}$, действующего на одиночный паз

с током $i_п$, при следующих трех допущениях: при отсутствии пазов на другом магнитопроводе; при бесконечно большой магнитной проницаемости магнитопроводов; при ширине зазора δ во много раз меньшей, чем радиус его кривизны R. После этого можно выразить электромагнитный момент $M_п$, действующий на объем области паза, через тангенциальную электромагнитную силу $N_п$, приложенную к этому объему:

$$M_п = M_{пk} = N_п R, \tag{29.28}$$

где $N_п = N_{пk}$ понимается как тангенциальная электромагнитная сила (сила по направлению оси x в прямоугольной системе координат), которая действует на область паза с током $i_п$ после замены криволинейного зазора плоским (рис. 29.9).

Сила $N_п$ возникает в результате взаимодействия нечетного магнитного поля от тока в пазу $i_п$ (см. § 24.1, рис. 24.2) и четного внешнего поля от МДС $F_{cm} = \varphi_{cm}$ (см. § 24.2, рис. 24.3).

Заданными считаются: ток в пазу $i_п$; МДС, создающая внешнее поле, $F_{cm} = \varphi_{cm}$, а также размеры $b_п$ (ширина паза), δ (ширина зазора) и h_i (расстояние от поверхности гладкого сердечника до тока $i_п$).

Индукцию результирующего поля в области паза можно представить в виде наложения индукций двух полей: индукции нечетного поля от тока $i_п$ (24.3)

$$B_s = \left| \frac{\mu_0 \varphi_{sm} t \sqrt{t - a_п}}{\delta (t - r)\sqrt{t + 1}} \right|, \tag{29.29}$$

где $\varphi_{sm} = i_п/2$, и индукции четного внешнего поля от МДС $F_{cm} = \varphi_{cm}$ по (24.6)

$$B_c = \frac{\mu_0 \varphi_{cm}}{\delta} \sqrt{\frac{t}{t + 1}}. \tag{29.30}$$

Индукции B_s и B_c зависят от параметра t, функцией которого (24.4) является и комплексная координата $z = x + jy$ (при $x \geq 0$ и $y \geq 0$). Порядок определения t, соответствующего заданной координате z, изложен в § 24.1. Как показано в § 24.1, 24.2, линии и четного, и нечетного полей имеют сложную форму только вблизи паза и в самом пазу (см. рис. 29.9), а при удалении от оси паза на некоторое небольшое расстояние $|x| \geq 0{,}5 b_п + 1{,}5\delta$ эти поля становятся практически равномерными: их линии делаются нормальными к поверхностям магнитопроводов и их индукции приобретают максимальные значения

$$B_{sm} = \mu_0 \varphi_{sm}/\delta = \mu_0 i_п/(2\delta);\ B_{cm} = \mu_0 \varphi_{cm}/\delta. \tag{29.31}$$

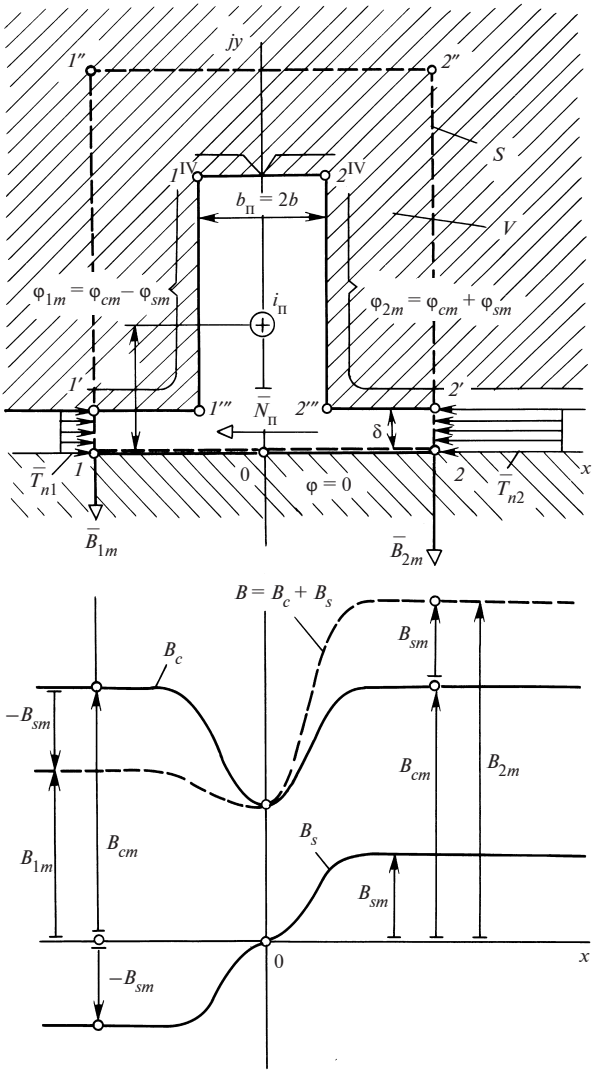


Рис. 29.9. Определение тангенциальной электромагнитной силы, действующей на одиночный паз гладкого магнитопровода с током

$\frac{\nu x}{\bar{r}}\pi = \nu\alpha = \alpha_\nu$

Для определения тангенциальной электромагнитной силы $\bar{N}_п = N_п \bar{q}_x$, действующей на область паза, наиболее удобно воспользоваться третьим способом (см. § 29.1), выражая натяжение в магнитном поле по (29.7) или (29.8). $\sqrt{2}I_a$

Согласно третьему способу выберем поверхность $S = 1\ 1'\ 1''\ 2''\ 2'\ 2$, показанную на рис. 29.9 штриховой линией, таким образом, чтобы она охватывала паз (ротора или статора), на который действует тангенциальная сила $\bar{N}_{\text{п}}$, и проходила через такие точки поля, индукцию в которых легко рассчитать. С этой целью поверхность S должна пересекать зазор на участках и $1\ 1'$ и $2\ 2'$, удаленных от оси паза на расстояние $|x| \geq 0{,}5b_{\text{п}} + 1{,}5\delta$, где поля — равномерные, а их индукции B_{1m} и B_{2m} легко выражаются через максимальные значения индукций для нечетного и четного полей по (29.31):

$$B_{1m} = B_{cm} - B_{sm}; \quad B_{2m} = B_{cm} + B_{sm}. \tag{29.32}$$

Заметим, что выбранная таким образом поверхность S включает не только элементы объема тока $i_{\text{п}}$ и границы самого паза (поверхности разрыва магнитной проницаемости $1^{\text{III}}\ 1^{\text{IV}}$ и $2^{\text{III}}\ 2^{\text{IV}}$), но и границы зазора (поверхности разрыва магнитной проницаемости $1^{\text{I}}\ 1^{\text{III}}$ и $2^{\text{I}}\ 2^{\text{III}}$), а также элементы объема немагнитного зазора $1\ 1^{\text{I}}\ 2^{\text{I}}\ 2$ и элементы объема магнитопровода $1^{\text{I}}\ 1^{\text{II}}\ 2^{\text{II}}\ 2^{\text{I}}\ 2^{\text{III}}\ 2^{\text{IV}}\ 1^{\text{IV}}\ 1^{\text{III}}$.

Однако такое расширение объема, занятого пазом, никак не скажется на определяемой тангенциальной силе $\bar{N}_{\text{п}} = N_{\text{п}}\bar{q}_x$, направленной по оси x. Объясняется это тем, что к объему паза добавляются объемы, внутри которых объемная плотность электромагнитных сил $\bar{f}$ по (29.3) и компонента по оси x поверхностной плотности электромагнитных сил $f_{sx} = \bar{q}_x\bar{f}$ по (29.4) равны нулю. В этом легко убедиться, если иметь в виду, что в объеме зазора $\bar{J} = 0$, $\mu = \mu_0$ и $\operatorname{grad}\mu_0 = 0$; в объеме магнитопровода $\bar{J} = 0$, $\mu = \infty$ и $\operatorname{grad}\mu = 0$, а на границах $1^{\text{I}}\ 1^{\text{III}}$, $2^{\text{III}}\ 2^{\text{I}}$ нормаль $\bar{n}_b = \bar{q}_y$ и $\bar{q}_x\bar{n}_b = \bar{q}_x\bar{q}_y = 0$ и, следовательно, $f_{sx} = 0$.

Принимая эти допущения и обращаясь к (29.9), найдем тангенциальную составляющую электромагнитной силы, приложенной к пазу:

$$N_{\text{п}x} = \oint_S T_{nx}\,\mathrm{d}S =$$

$$= \int_{S(11^{\text{I}})} T_{nx}\,\mathrm{d}S + \int_{S(1^{\text{I}}1^{\text{II}}2^{\text{II}}2^{\text{I}})} T_{nx}\,\mathrm{d}S + \int_{S(22^{\text{I}})} T_{nx}\,\mathrm{d}S + \int_{S(21)} T_{nx}\,\mathrm{d}S,$$

где $T_{nx} = \bar{q}_x\bar{T}_n$ — компонента по оси x вектора натяжения по (29.7).

Нетрудно обнаружить, что интеграл по участку поверхности в магнитопроводе $1^{\mathrm{I}}\,1^{\mathrm{II}}\,2^{\mathrm{II}}\,2^{\mathrm{I}}$ равен нулю, поскольку здесь $\mu = \infty$ и $\overline{T}_n = 0$. Равен нулю и интеграл по участку поверхности *2 1*, расположенному в зазоре и примыкающему к гладкому магнитопроводу с $\mu = \infty$. Поскольку на этой поверхности: $\bar{B} = \bar{q}_y B_y$, $B_y = B_n = B$, $\bar{n} = \bar{q}_y$, $\overline{T}_n = \bar{q}_y B^2/(2\mu_0)$ и, следовательно, $T_{nx} = \bar{q}_x \overline{T}_n = 0$.

Отличается от нуля интеграл на участке поверхности 11^{I} в зазоре:

$$\int\limits_{S(11^{\mathrm{I}})} T_{nx}\,\mathrm{d}S = l_\delta \int\limits_0^\delta q_x \overline{T}_{n1}\,\mathrm{d}y = 0{,}5 l_\delta \delta B_{1m}^2 / \mu_0,$$

где $\overline{T}_{n1} = (\bar{B}_{1m} B_{1mn} - 0{,}5\bar{n}B_{1m}^2)/\mu_0 = 0{,}5\bar{q}_x B_{1m}^2/\mu_0$, так как здесь $\bar{n} = -\bar{q}_x$; $\bar{B}_{1m} = -\bar{q}_y B_{1m}$; $B_{1mn} = \bar{B}_{1m}\bar{n} = \bar{B}_{1m}(-\bar{q}_x)$.

То же можно сказать об интеграле на участке поверхности 22^{I} в зазоре:

$$\int\limits_{S(22^{\mathrm{I}})} T_{nx}\,\mathrm{d}S = l_\delta \int\limits_0^\delta q_x \overline{T}_{n2}\,\mathrm{d}y = -0{,}5 l_\delta \delta B_{2m}^2 / \mu_0,$$

где $\overline{T}_{n2} = (\bar{B}_{2m} B_{2mn} - 0{,}5\bar{n}B_{2m}^2)/\mu_0 = -0{,}5\bar{q}_x B_{2m}^2/\mu_0$, так как здесь $\bar{n} = \bar{q}_x$; $\bar{B}_{2m} = -\bar{q}_y B_{2m}$; $B_{2mn} = \bar{B}_{2m}\bar{n} = \bar{B}_{2m}\bar{q}_x = 0$.

Суммируя интегралы по участкам поверхностей 11^{I} и 22^{I} и учитывая (29.31) и (29.32), получим следующую формулу для тангенциальной силы, действующей на область паза с током:

$$N_{\mathrm{п}} = \left|N_{\mathrm{п}x}\right| = \left| \int\limits_{S(11^{\mathrm{I}})} T_{nx}\,\mathrm{d}S + \int\limits_{S(22^{\mathrm{I}})} T_{nx}\,\mathrm{d}S \right| =$$

$$= 0{,}5 l_\delta \delta (B_{2m}^2 - B_{1m}^2)/\mu_0 = 2 l_\delta \delta B_{cm} B_{sm}/\mu_0 = i_{\mathrm{п}} B_{cm} l_\delta, \qquad (29.33)$$

где $B_{cm} = \mu_0 \varphi_{cm}/\delta$ — максимальная индукция внешнего четного поля в зазоре.

Используя (29.32), индукцию B_{cm} в (29.33) можно выразить как полусумму максимальных индукций в зазоре слева B_{1m} и справа B_{2m} от паза:

$$B_{cm} = (B_{1m} + B_{2m})/2, \qquad (29.34)$$

где $B_{1m} = \mu_0 \varphi_{1m}/\delta$; $B_{2m} = \mu_0 \varphi_{2m}/\delta$; φ_{1m} и $\varphi_{2m} = \varphi_{1m} + i_{\mathrm{п}}$ — потенциалы магнитопровода слева и справа от паза.

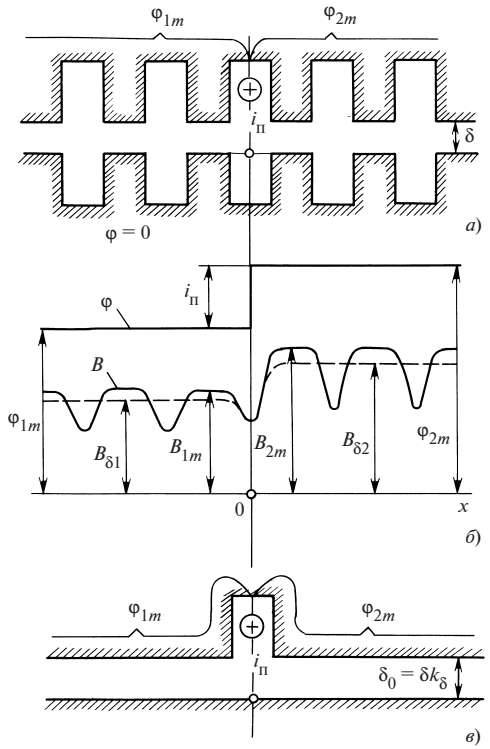


Рис. 29.10. Влияние зубчатости магнитопроводов на тангенциальную электромагнитную силу, действующую на паз с током

Формула (29.33) для определения тангенциальной силы $N_{\text{п}}$, действующей на паз с током, напоминает формулу силы $N = = iBl$, приложенной к проводу с током i во внешнем двухмерном магнитном поле с индукцией B. Однако существенное различие между этими формулами состоит в том, что индукция внешнего поля B_{cm} в формуле (29.33) измеряется не в той точке паза, где расположен ток $i_{\text{п}}$, а в зазоре на таком удалении от оси паза, где поле становится равномерным. Как будет показано далее, сила $N_{\text{п}}$ состоит из силы, приложенной непосредственно к току $i_{\text{п}}$ и силы, приложенной к граничной поверхности между магнитопроводом и пазом.

Формулу (29.33), выведенную для конфигурации немагнитного пространства между магнитопроводами по рис. 29.9, можно распространить на электрические машины с зубчатыми магнитопроводами статора. Зубчатые магнитопроводы такой машины показаны на рис. 29.10, *а*. Количество и размеры пазов этих магнитопроводов могут быть произвольными (на рисунке Z_1 принято равным Z_2 только для упрощения изображения).

В одном из пазов внешнего магнитопровода имеется ток $i_{\text{п}}$. Токами в пазах, расположенных за пределами рисунка, создаются потенциал φ_{1m} слева от паза с током и потенциал $\varphi_{2m} = \varphi_{1m} + i_{\text{п}}$ справа от этого паза. Потенциал ротора, так же как на рис. 29.9, принимается равным нулю. На рис. 29.10, *б* сплошной линией показано распределение индукции магнитного поля в зазоре при указанном распределении по-

тенциалов. Там же штриховой линией показано распределение индукций, которое получается при конфигурации немагнитного пространства между магнитопроводами по рис. 29.10, *в*, совпадающей с конфигурацией по рис. 29.9. Если распределение потенциалов на рис. 29.10, *в* принять таким же, как на рис. 29.10, *а*, а зазор между магнитопроводами увеличить в $k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}$ раз и сделать равным $\delta_0 = \delta k_\delta$, то максимальные значения индукции слева $B_{\delta 1}$ и справа $B_{\delta 2}$ от паза с током на рис. 29.10, *в* совпадут со средними значениями индукций слева B_{m1}/k_δ и справа B_{m2}/k_δ от паза с током на рис. 29.10, *а*. А это означает, что тангенциальная сила, действующая на паз по рис. 29.10 *а*, совпадает с силой, действующей на паз по рис. 29.10, *в*, и может быть определена по формуле (29.33), в которую вместо B_{cm} следует ввести B_δ, равную полусумме средних индукций слева $B_{\delta 1} = \mu_0 \varphi_{1m}/(\delta k_\delta)$ и справа $B_{\delta 2} = \mu_0 \varphi_{2m}/(\delta k_\delta)$ от паза с током на рис. 29.10, *а*:

$$N_\text{п} = i_\text{п} B_\delta l_\delta, \tag{29.35}$$

где $B_\delta = (B_{\delta 1} + B_{\delta 2})/2 = \mu_0 F/(\delta k_\delta)$ — средняя индукция в области паза с током; $F = (\varphi_{1m} + \varphi_{2m})/2$ — МДС на оси паза с током; k_δ — коэффициент зазора (24.10).

Выясним теперь, как распределена сила $N_\text{п}$ в объеме V (см. рис. 29.9), включающем область паза с током и охваченном поверхностью S ($1\ 1^\text{I}\ 1^\text{II}\ 2^\text{II}\ 2^\text{I}\ 2$). Выразим тангенциальную силу, действующую на элементы этого объема и элементы поверхностей разрыва магнитной проницаемости в этом объеме, через объемные и поверхностные плотности электромагнитных сил по второму способу (см. § 29.1).

Согласно уравнению (29.5) эта тангенциальная сила состоит из направленных по оси x силы $\int\limits_V f_x \, \mathrm{d}V$, приложенной к элементам объема V, и силы $\int\limits_{S_\text{р}} f_{sx} \, \mathrm{d}S_\text{р}$, приложенной к элементам поверхностей разрыва магнитной проницаемости $S_\text{р}$.

Тангенциальная сила $\int\limits_V f_x \, \mathrm{d}V$, приложенная к элементам объема, по изложенным ранее причинам действует только на элементы объема провода с током $i_\text{п}$ (силы, действующие на другие элементы объема V, равны нулю).

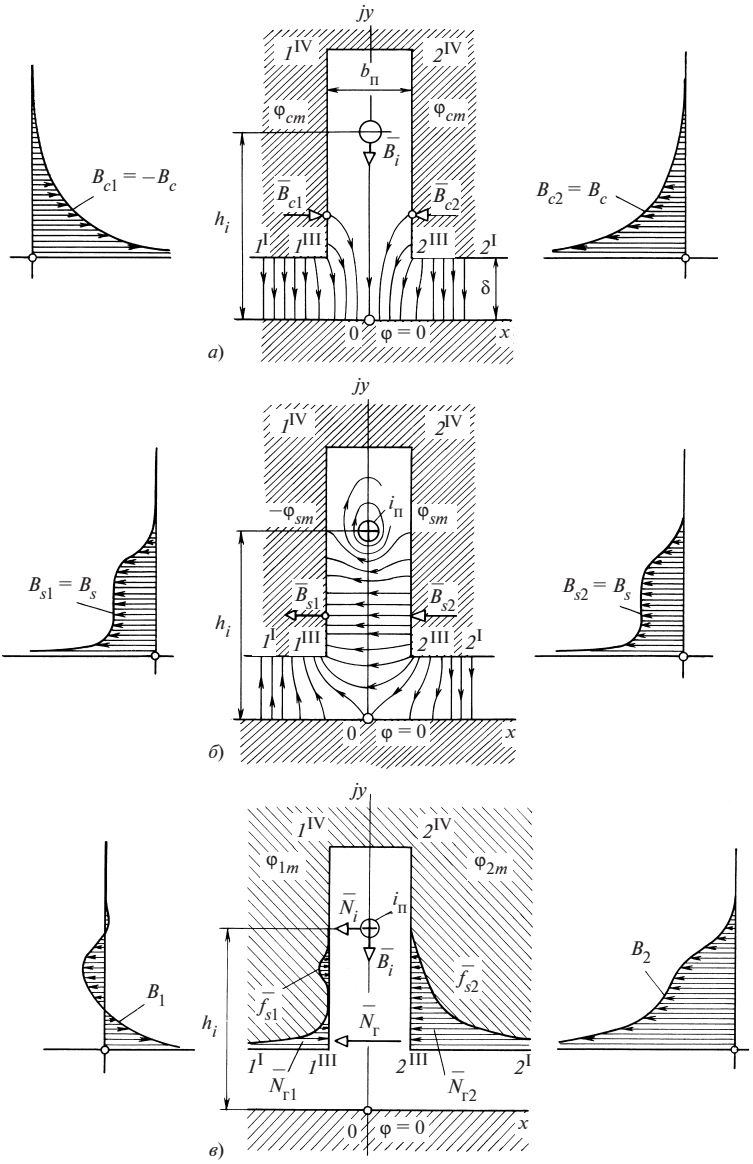


Рис. 29.11. Распределение тангенциальных электромагнитных сил в области паза с током:

а — внешнее четное магнитное поле от токов в других пазах ($i_п = 0$, $\varphi_{cm} \neq 0$); *б* — нечетное магнитное поле от тока $i_п$ в пазу ($i_п \neq 0$, $\varphi_{cm} = 0$); *в* — результирующее магнитное поле и электромагнитные силы в области паза с током ($i_п \neq 0$, $\varphi_{cm} \neq 0$)

По абсолютной величине тангенциальная сила, приложенная непосредственно к току паза $i_{\text{п}}$ (рис. 29.11, *а*), равна:

$$N_i = \left| \int\limits_V f_x \, \mathrm{d}V \right| = \left| \int\limits_{V_i} f_x \, \mathrm{d}V \right| = \left| l_\delta f_x Q_i \right| = i_{\text{п}} B_{cm} l_\delta \sqrt{r/(r+1)}, \quad (29.36)$$

где $f_x = \bar{q}_x \bar{f}$; $\bar{f} = [\bar{J} \times \bar{B}_i]$; $\bar{J} = -\bar{q}_z i_{\text{п}} / Q_i$; $\bar{B}_i = -\bar{q}_y B_i$; $B_i = B_c (x = 0, y = h_i) = B_{cm} \sqrt{r/(r+1)}$ — индукция внешнего поля в месте размещения тока $i_{\text{п}}$ (24.6); Q_i — сечение провода с током; r — значение параметра t, соответствующего комплексной координате точки $z = jh_i$, в которой расположен ток $i_{\text{п}}$ (см. § 24.1).

Тангенциальная сила $\bar{N}_{\text{г}} = \bar{q}_x \int\limits_{S_{\text{р}}} f_{sx} \, \mathrm{d}S_{\text{р}}$, приложенная к элементам поверхности разрыва магнитной проницаемости $S_{\text{р}}$, по изложенным ранее причинам действует только на левую $1^{\text{III}}\,1^{\text{IV}}$ и правую $2^{\text{III}}\,2^{\text{IV}}$ боковые границы паза [тангенциальные силы, действующие на другие участки поверхности $S_{\text{р}}$ в объеме V ($1^{\text{I}}\,1^{\text{III}}$, $2^{\text{I}}\,2^{\text{III}}$ и $1^{\text{IV}}\,2^{\text{IV}}$), равны нулю].

Таким образом, тангенциальная сила $\bar{N}_{\text{г}}$ складывается из сил $\bar{N}_{\text{г}1}$ и $\bar{N}_{\text{г}2}$, действующих на левую $1^{\text{III}}\,1^{\text{IV}}$ и правую $2^{\text{III}}\,2^{\text{IV}}$ границы паза (рис. 29.11, *в*):

$$\bar{N}_{\text{г}} = \bar{N}_{\text{г}1} + \bar{N}_{\text{г}2},$$

где $\bar{N}_{\text{г}1} = \int\limits_{S(1^{\text{III}}1^{\text{IV}})} \bar{f}_{s1} \, \mathrm{d}S$; $\bar{N}_{\text{г}2} = \int\limits_{S(2^{\text{III}}2^{\text{IV}})} \bar{f}_{s2} \, \mathrm{d}S$; $\bar{f}_{s1} = \bar{q}_x B_1^2 / (2\mu_0)$ и $\bar{f}_{s2} = -\bar{q}_x B_2^2 / (2\mu_0)$ — поверхностные плотности электромагнитных сил на левой $1^{\text{III}}\,1^{\text{IV}}$ и правой $2^{\text{III}}\,2^{\text{IV}}$ границах паза (29.4).

Модуль вектора $\bar{N}_{\text{г}}$ равен:

$$N_{\text{г}} = \left| \bar{q}_x (\bar{N}_{\text{г}1} + \bar{N}_{\text{г}2}) \right| = \left| \int\limits_{S(1^{\text{III}}1^{\text{IV}})} f_{s2x} \, \mathrm{d}S + \int\limits_{S(2^{\text{III}}2^{\text{IV}})} f_{s1x} \, \mathrm{d}S \right| =$$

$$= \left| l_\delta \int\limits_{y=\delta}^{\infty} (f_{s2x} + f_{s1x}) \mathrm{d}y \right| = \left| l_\delta \int\limits_{y=\delta}^{\infty} f_{s\Sigma x} \, \mathrm{d}y \right| = 2(l_\delta / \mu_0) \int\limits_{y=\delta}^{\infty} B_c B_s \, \mathrm{d}y,$$

где $f_{s1x} = \bar{q}_x \bar{f}_{s1} = B_1^2/(2\mu_0)$; $f_{s2x} = \bar{q}_x \bar{f}_{s2} = -B_2^2/(2\mu_0)$; $f_{s\Sigma x} = f_{s1x} + f_{s2x} = (B_1^2 - B_2^2)/(2\mu_0) = -2B_c B_s/\mu_0$; $B_1 = B_{s1} - B_{c1} = B_s - B_c$ и $B_2 = B_{s1} + B_{c1} = B_s + B_c$ — индукции на левой и правой границах паза (рис. 29.11, *б*); B_c и B_s — индукции четного и нечетного полей по (29.30) и (29.29) в функции параметра t.

Учитывая (29.29), (29.30) и (29.31), получаем

$$N_\text{г} = \frac{i_\text{п} B_{cm} l_\delta}{\delta} \int\limits_{y=\delta}^{\infty} \frac{t\sqrt{t}\,\sqrt{t - a_\text{п}}}{(t - r)(t + 1)}\,\mathrm{d}y\,.$$

Заметим, что интегрирование здесь проводится по следу границы $2^\text{III}\,2^\text{IV}$ в комплексной плоскости $z = x + jy$ от точки с координатой $z = 0{,}5b_\text{п} + j\delta$, которой соответствует $t = -1$, до точки с координатой $z = 0{,}5b_\text{п} + j\infty = j\infty$, которой соответствует $t = 0$ (см. § 24.1). Используя (24.4), выразим приращение $\mathrm{d}y$ через приращение $\mathrm{d}t$:

$$\mathrm{d}y = \frac{j\,\mathrm{d}y}{j} = \frac{\mathrm{d}z}{j} = \frac{\delta}{j\pi t}\sqrt{\frac{t+1}{t - a_\text{п}}}\,\mathrm{d}t\,,$$

и перейдем к интегрированию по параметру t в пределах от $t = -1$ до $t = 0$:

$$N_\text{г} = \frac{i_\text{п} B_{cm} l_\delta}{j\pi} \int\limits_{t=-1}^{0} \frac{\sqrt{t}\,\mathrm{d}t}{(t - r)\sqrt{t+1}} = i_\text{п} B_{cm} l_\delta (1 - \sqrt{r/(r+1)})\,. \qquad (29.37)$$

Полная тангенциальная сила $N_\text{п}$, действующая на область паза, складывается из силы $N_\text{г}$, приложенной к боковым границам паза, и силы N_i, приложенной к проводнику с током (см. рис. 29.10, *в*):

$$N_\text{п} = N_\text{г} + N_i = i_\text{п} B_{cm} l_\delta\,. \qquad (29.38)$$

Сравнивая с (29.33), видим, что второй способ дает тот же результат для полной тангенциальной силы, что и третий способ.

Приняв в качестве базисной силу $N_\text{п}$ по (29.38), можно выразить силы N_i по (29.36) и $N_\text{г}$ по (29.37) в долях этой силы:

$$\left.\begin{aligned} N_{i*} &= N_i/N_\text{п} = \sqrt{r/(r+1)} = B_{i*}; \\ N_{\text{г}*} &= N_\text{г}/N_\text{п} = 1 - \sqrt{r/(r+1)} = 1 - N_{i*}. \end{aligned}\right\} \qquad (29.39)$$

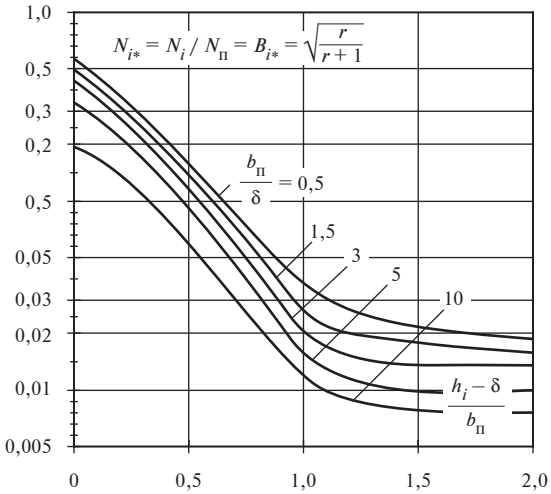


Рис. 29.12. Зависимость тангенциальной силы в относительных единицах $N_{i*} = N_i / N_п = B_{i*}$, приложенной к проводу с током, от его положения в пазу

Полученные формулы станут понятными, если вспомнить, что индукция внешнего поля в месте расположения тока $i_п$ равна $B_i = B_{cm}\sqrt{r/(r+1)}$ (29.36), и выразить эту индукцию в долях индукции B_{cm}:

$$B_{i*} = B_i / B_{cm} = \sqrt{r/(r+1)}, \qquad (29.40)$$

где r — значение параметра t для точки с комплексной координатой $z = jh_i$, в которой расположен ток $i_п$ (см. § 24.1).

Зависимости индукции в относительных единицах B_{i*} от h_i для пазов прямоугольной формы при различных соотношениях $b_п/\delta$ представлены на рис. 29.12. С достаточно хорошим приближением их можно распространить и на полузакрытые пазы по рис. 23.2, если заменить такой паз эквивалентным прямоугольным пазом шириной $b_п = b_ш$. Как видно из рис. 29.12, сила $N_{i*} = N_i/N_п$, равная индукции $B_{i*} = B_i/B_{cm}$, зависит как от ширины паза $b_п/\delta$, так и от положения тока в пазу, характеризуемого относительным расстоянием h_i/δ. При заданном значении $b_п/\delta$ сила N_{i*}, действующая на ток в пазу, достигает наибольшего значения при $h_i = \delta$, т.е. при $(h_i - \delta)/b_п = 0$. По мере углубления тока в паз индукция B_{i*} и сила N_{i*} резко уменьшаются. При токе, бесконечно углубленном в паз и размещенном в точке с координа-

той $z = j\infty$, которой соответствует параметр $t = r = 0$ (24.4), сила $N_{i*} = B_{i*} = 0$ (29.40). Однако, как видно из рис. 29.12, уже при сравнительно небольших углублениях тока в паз сила N_{i*} становится близкой к нулю, а сила $N_{г*}$, приложенная к границе между магнитопроводом и пазом, приближается к полной силе $N_{п*} = 1$, действующей на область паза. Например, при $h_i - \delta = 2b_п$ сила $N_i = (0{,}02 \div 0{,}008)N_п$, сила $N_г = (0{,}98 \div 0{,}992)N_п$.

Этот вывод имеет очень большое практическое значение: дело в том, что тангенциальная сила N_i, приложенная к проводу с током, передается на магнитопровод через изоляцию провода, вызывая в нем механические напряжения.

Благодаря тому что большая часть тангенциальной силы действует на боковые стенки паза, т.е. непосредственно на магнитопровод, а на провод с током, достаточно глубоко погруженный в паз, действует лишь малая часть этой силы, могут быть существенно снижены требования к механической прочности изоляции проводов. Если бы паз на магнитопроводе был ликвидирован, а ток $i_п$ был расположен прямо в зазоре, то при сохранении в зазоре той же индукции внешнего поля B_{cm} непосредственно на ток действовала бы сила $i_п B_{cm} l_\delta$, равная силе $N_п$, которая при размещении провода в пазу действовала бы на всю область паза и была бы приложена в основном к границам магнитопровода. Это привело бы к увеличению в $N_п / N_i = 1 / N_{i*} = 1 / B_{i*}$ раз [например, при $(h_i - \delta)/b_п = 2$ в 50—125 раз] механических напряжений в изоляции провода, через которую сила $N_п$ передавалась бы на магнитопровод.

Пример 29.2. Найти тангенциальную силу, приложенную к области паза с током, $N_п$ и составляющие этой силы при индукции внешнего поля в зазоре $B_\delta = 0{,}74$ Тл, расчетной длине магнитопровода $l_\delta = 0{,}186$ м, ширине зазора $\delta = 0{,}7 \cdot 10^{-3}$ м, ширине шлица паза $b_ш = 0{,}004$ м и токе в пазу $i_п = 1160$ А. Расчет провести при двух положениях тока в пазу: $h_i - \delta = 0$ и $h_i - \delta = 0{,}008$ м.

Независимо от положения тока в пазу тангенциальная сила, приложенная к области паза с током (29.35), определяется

$$N_п = i_п B_\delta l_\delta = 1160 \cdot 0{,}74 \cdot 0{,}186 = 159{,}6 \text{ Н}.$$

Для определения составляющих силы $N_п$ необходимо воспользоваться формулами (29.39) и рис. 29.12, имея в виду, что $b_п/\delta = b_ш/\delta =$

$= 5{,}75 \approx 5$. Тогда при $(h_i - \delta)/b_{ш} = 0$, чему соответствует относительная индукция $B_{i*} = 0{,}33$, на ток действует сила $N_i = N_{п}B_{i*} = 52{,}7$ Н, на границы паза — сила $N_{г} = N_{п}(1 - B_{i*}) = 106{,}9$ Н.

При углублении тока в паз на расстояние $h_i - \delta = 0{,}008$ м, которому соответствует $(h_i - \delta)/b_{ш} = 2$, индукция в относительных единицах $B_{i*} = 0{,}01$. Теперь на ток действует сила $N_i = 1{,}59$ Н, а на границы паза — сила $N_{г} = 158$ Н.

Глава тридцатая

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ ВО ВРАЩАЮЩЕМСЯ МАГНИТНОМ ПОЛЕ

30.1. Электромагнитная, электрическая и механическая мощности

Электромагнитная мощность, поступающая в элемент $\mathrm{d}S = 1 \cdot R\,\mathrm{d}\gamma$ поверхности ротора из зазора, определяется мощностью, развиваемой элементарным вращающим моментом при перемещении элемента тока с угловой скоростью Ω_1 (§ 29.2):

$$\mathrm{d}P_{\text{эм}} = \Omega_1\,\mathrm{d}M = B_r R\Omega_1 A_2(R\,\mathrm{d}\gamma). \qquad (30.1)$$

Представим угловую скорость перемещения элемента поверхностного тока как сумму механической угловой скорости Ω, которую он приобретает за счет механического вращения ротора, и угловой скорости Ω_2 вращения слоя тока относительно тела ротора, которая связана с периодическими изменениями электрических токов в обмотке ротора:

$$\Omega_1 = \Omega + \Omega_2.$$

Тогда электромагнитная мощность, поступающая в элемент поверхности, выразится как сумма механической мощности $\mathrm{d}P_{\text{мех}} = \Omega\,\mathrm{d}M$, передаваемой через данный элемент поверхности на вал машины, и электрической мощности $\mathrm{d}P_{\text{эл}} = \Omega_2\,\mathrm{d}M$, вносимой в элемент поверхностного тока или в обмотку, которую он эквивалентирует:

$$\mathrm{d}P_{\text{эм}} = \Omega_1\,\mathrm{d}M = \Omega\,\mathrm{d}M + \Omega_2\,\mathrm{d}M = \mathrm{d}P_{\text{мех}} + \mathrm{d}P_{\text{эл}}. \qquad (30.2)$$

Плотность потока и направление электромагнитной мощности (на единицу поверхности ротора) определяется радиальной составляющей $\Pi_{\text{эм}}$ вектора Пойнтинга [24]

$$\overline{\Pi}_{\text{эм}} = \bar{q}_r \Pi_{\text{эм}} = \overline{E}_{\text{эм}} \times \overline{H}_\gamma = \bar{q}_z \times \bar{q}_\gamma E_{\text{эм}} H_\gamma = -\bar{q}_r \overline{E}_{\text{эм}} H_\gamma,$$

которая определяется (рис. 30.1) как векторное произведение осевой составляющей вектора напряженности электрического поля $\overline{E}_{\text{эм}} = \bar{q}_z E_{\text{эм}}$ на тангенциальную составляющую вектора напряженности

магнитного поля $\bar{H}_\gamma = \bar{q}_\gamma H_\gamma$ (в этих уравнениях $\bar{q}_\gamma$, $\bar{q}_z$, $\bar{q}_r$ — единичные орты по направлениям соответствующих координат в цилиндрической системе).

Если вспомнить, что тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля на поверхности ротора равна плотности поверхностного тока (§ 29.2) $H_\gamma = A_2$, и иметь в виду, что при определении полной энергии, поступающей в элемент поверхности, нужно учитывать напряженность электрического поля, рассчитанную по полной линейной скорости перемещения волны поверхностного тока $\bar{v}_1 = \bar{q}_\gamma v_1 = \bar{q}_\gamma R\Omega_1$, т.е. считать

$$\bar{E}_{\text{эм}} = \bar{B}_r \times \bar{v}_1 = \bar{q}_r \times \bar{q}_\gamma B_r v_1 = \bar{q}_z B_r R\Omega_1,$$

то радиальную составляющую вектора Пойнтинга можно выразить как

$$\bar{\Pi}_{\text{эм}} = \bar{q}_r \Pi_{\text{эм}}, \qquad (30.3)$$

где $\Pi_{\text{эм}} = -E_{\text{эм}} H_\gamma = -B_r R\Omega_1 A_2$.

Естественно, что электромагнитная мощность, поступающая в элемент поверхности ротора ($1 \cdot R\,\mathrm{d}\gamma$) и выраженная через радиальную составляющую вектора Пойнтинга

$$\mathrm{d}P_{\text{эм}} = \Pi_{\text{эм}} R\,\mathrm{d}\gamma = -B_r R\Omega_1 A_2 (R\,\mathrm{d}\gamma) = -\Omega_1\,\mathrm{d}M,$$

получается такой же, как в (30.1) (знак минус означает, что поток мощности направлен внутрь ротора, т.е. в обратном направлении к радиальному орту ($\bar{q}_r$). Таким же образом можно представить электрическую мощность, поступающую в элемент поверхностного тока. Однако здесь напряженность электрического поля следует определять по скорости волны поверхностного тока, связанной только с изменением электрических токов в обмотке:

$$\bar{v}_2 = \bar{q}_\gamma v_2 = \bar{q}_\gamma R\Omega_2;$$

$$\mathrm{d}P_{\text{эм}} = \Pi_{\text{эм}} R\,\mathrm{d}\gamma = -(B_r R\Omega_2) A_2 R\,\mathrm{d}\gamma = -\Omega_2\,\mathrm{d}M, \qquad (30.4)$$

где $\bar{\Pi}_{\text{эл}} = \bar{E}_{\text{эл}} \times \bar{H}_\gamma = \bar{q}_r \Pi_{\text{эл}}$; $\Pi_{\text{эл}} = -E_{\text{эл}} H_\gamma = -B_r R\Omega_2$ (знак минус здесь также указывает направление потока энергии, см. рис. 30.1).

Соответственно механическую мощность $\mathrm{d}P_{\text{мех}} = \Omega\,\mathrm{d}M$ можно выразить через радиальную составляющую вектора Умова $\bar{У}$ — плотность механической мощности, передаваемой через элемент поверхности механически напряженного тела.

Радиальная составляющая вектора Умова определяется для вращающегося тела как произведение тангенциального механического

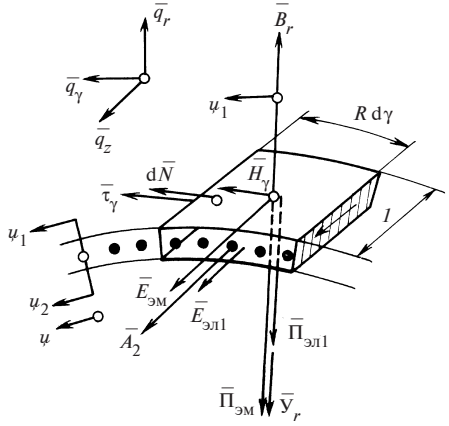


Рис. 30.1. Плотность потоков электромагнитной ($П_{эм}$), электрической ($П_{эл}$) и механической ($У_r$) мощностей на поверхности магнитопровода ротора

напряжения τ_γ на тангенциальную линейную скорость перемещения элемента поверхности $v_\gamma = v = R\Omega$:

$$\left.\begin{aligned} \bar{У}_r &= \bar{q}_r У_r; \\ У_r &= -\tau_\gamma v_\gamma = \\ &= -A_2 B_r R\Omega. \end{aligned}\right\} \qquad (30.5)$$

Тангенциальное механическое напряжение τ_γ возникает на наружной поверхности ротора в связи с тем, что она несет элементы поверхностного тока с действующими на них тангенциальными силами $\mathrm{d}N$

$$\bar{\tau}_\gamma = \frac{\mathrm{d}\bar{N}}{R\,\mathrm{d}\gamma} = \frac{(\bar{q}_z A_2 R\,\mathrm{d}\gamma)\bar{q}_r B_r}{R\,\mathrm{d}\gamma} = \bar{q}_\gamma \tau_\gamma\,, \qquad (30.6)$$

где $\tau_\gamma = A_2 B_r$ [Н/м^2].

Механическая мощность, поступающая в элемент поверхности ротора,

$$\mathrm{d}P_{мех} = У_r R\,\mathrm{d}\gamma = -A_2 B_r R\Omega R\,\mathrm{d}\gamma = -\Omega\,\mathrm{d}M \qquad (30.7)$$

получается такой же, как в (30.2), в котором она выражена через электромагнитный момент.

Интегрированием по поверхности ротора могут быть определены электромагнитная и электрическая мощности, поступающие в ротор при преобразовании энергии:

$$\left.\begin{aligned} P_{эм} &= l_\delta \int_0^{2\pi} \mathrm{d}P_{эм} = \Omega_1 l_\delta \int_0^{2\pi} \mathrm{d}M = \Omega_1 M; \\ P_{эл} &= l_\delta \int_0^{2\pi} \mathrm{d}P_{эл} = \Omega_2 l_\delta \int_0^{2\pi} \mathrm{d}M = \Omega_2 M; \\ P_{мех} &= l_\delta \int_0^{2\pi} \mathrm{d}P_{мех} = \Omega l_\delta \int_0^{2\pi} \mathrm{d}M = \Omega M. \end{aligned}\right\} \qquad (30.8)$$

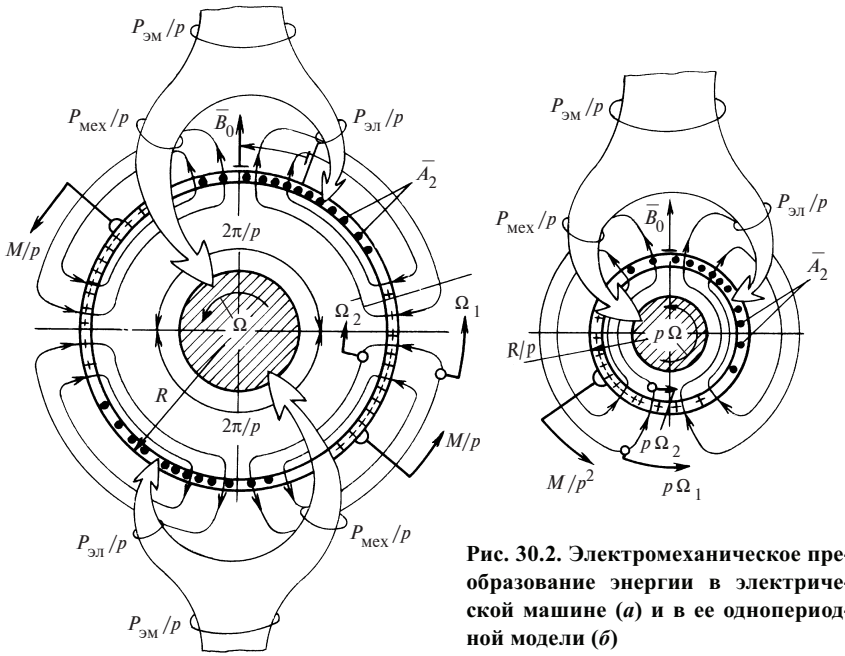


Рис. 30.2. Электромеханическое преобразование энергии в электрической машине (*а*) и в ее одноперiодной модели (*б*)

Очевидно, справедливо соотношение

$$P_{эм} = P_{эл} + P_{мех},$$

вытекающее из (30.2).

Электромагнитная мощность $P_{эм}$ представляет собой полную мощность, передаваемую вращающимся полем в ротор (рис. 30.2). Часть этой мощности $P_{эл}$ выделяется в виде тепла в самой обмотке или в электрической сети, присоединенной к этой обмотке. В этом можно убедиться, преобразуя (30.8), используя (29.22) и (27.15) и имея в виду, что угол $\beta_{02} = \alpha_{02} - \pi/2$ является одновременно углом между током I_2 и ЭДС взаимной индукции E_2 в обмотке ротора. Найдем:

$$P_{эл} = \Omega_2 M = m_2 \frac{p\Omega_2 \Psi_{20}}{\sqrt{2}} I_2 \sin \alpha_{02} = m_2 E_2 I_2 \cos \beta_{02},$$

где $p\Omega_2 = \omega_2$ — угловая частота ЭДС E_2, индуктированной в обмотке ротора вращающимся полем.

Наконец, оставшаяся часть мощности преобразуется в механическую мощность

$$P_{мех} = \Omega M,$$

передаваемую через механически нагруженный вал (как поток вектора Умова).

30.2. Электромеханическое преобразование энергии в машине и в ее модели

Как мы видели в предыдущих главах, однопериодная модель машины представляет собой удобный и наглядный объект для изучения явлений в электрической машине. Это утверждение в полной мере относится и к процессам преобразования энергии. В модели, показанной на рис. 30.2, сохраняются размеры полюсного деления τ, амплитуды основных гармонических волн индукции вращающегося поля B_{0m} и линейной плотности поверхностного тока ротора A_2, а также смещение этих волн в долях периода, вследствие которого в модели волны смещаются на угол β_{02}, в p раз больший, чем угол смещения между этими волнами β_{02}/p в машине (рис. 30.2, *а*, на котором поле машины имеет $p = 2$ периода).

Кроме того, в модели сохраняются линейные окружные скорости волн и элементов магнитопровода v_1, v_2 и v на наружной поверхности ротора, поскольку радиус этой поверхности в модели в p раз меньше, а угловые скорости в p раз больше:

$$v_1 = (R/p)\Omega_1 p = \Omega_1 R;\ v_2 = (R/p)\Omega_2 p = \Omega_2 R;\ v = (R/p)\Omega p = \Omega R.$$

На поверхностный ток ротора модели действует такая же тангенциальная электромагнитная сила, как на поверхностный ток в пределах периода в машине, т.е. сила N/p, равная $1/p$ части полной тангенциальной силы (см. выше):

$$N = l_\delta \int_0^{2\pi} \mathrm{d}N.$$

Электромагнитный вращающий момент в модели в p^2 раз меньше, поскольку он равен произведению тангенциальной силы в модели машины N/p на радиус наружной поверхности ее ротора R/p:

$$\frac{N}{p}\frac{R}{p} = \frac{NR}{p^2} = \frac{M}{p^2}.$$

Однако мощности, поступающие в ротор модели, не отличаются от соответствующих мощностей, приходящихся на период самой машины. В этом можно убедиться, обращаясь к (30.8):

$$\Omega_1 p\frac{M}{p^2} = \frac{\Omega_1 M}{p} = \frac{P_{\text{эм}}}{p};\ \Omega_2 p\frac{M}{p^2} = \frac{\Omega_2 M}{p} = \frac{P_{\text{эл}}}{p};$$

$$\Omega p \frac{M}{p^2} = \frac{\Omega M}{p} = \frac{P_{\text{мех}}}{p}.$$

Те же соотношения мощностей можно получить, имея в виду, что в соответственных точках периодов полей в машине и в ее модели (т.е. в точках под углами γ и $\alpha = p\gamma$) наблюдаются одинаковые индукции B_r, линейные плотности поверхностного тока A и линейные скорости перемещения поля и элементов ротора v_1, v_2 и v, при которых плотности мощностей $P_{\text{эм}}$, $P_{\text{эл}}$, $P_{\text{мех}}$, характеризующиеся радиальными составляющими векторов Пойнтинга и Умова (30.3)—(30.5), получаются также одинаковыми.

Таким образом, модель удобно использовать не только при расчете полей в зазоре, МДС, ЭДС, потокосцеплений, токов и при построении соответствующих пространственно-временны́х диаграмм, на которых эти величины представляются пространственно-временны́ми или временны́ми комплексами, но и при анализе потоков мощностей. При этом нужно иметь в виду, что мощности в модели уменьшены в p раз. Поэтому p-периодная машина в отношении преобразования энергии может быть заменена системой из p моделей, имеющих

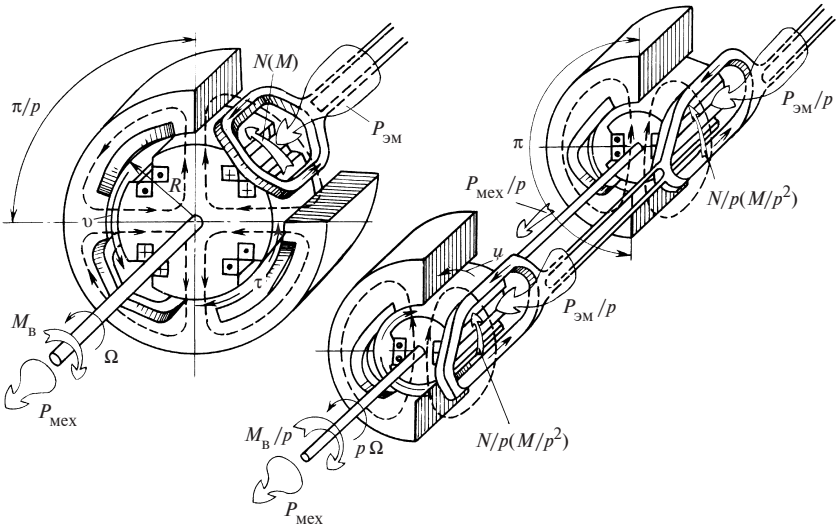


Рис. 30.3. Электрическая машина и эквивалентная ей система из p одноперио́дных моделей

общий вал, присоединенных к тем же электрическим сетям и вращающихся с увеличенной в p раз скоростью*.

Ясно, что такая система моделей будет преобразовывать точно такие же мощности. Многопериодная электрическая машина с $p = 2$ и эквивалентная ей система, состоящая из $p = 2$ моделей, показаны на рис. 30.3. На рисунке изображена синхронная машина (см. ч. 5), в которой обмотка ротора питается постоянным током ($\omega_2 = 0$) и угловая скорость поля Ω_1 совпадает с угловой скоростью ротора Ω. Поэтому вся электромагнитная мощность $P_{эм} = \Omega_1 M$, передаваемая ротору, превращается в механическую мощность $P_{мех} = \Omega M$, а электрическая мощность $P_{эл}$, сообщаемая обмотке ротора, равна нулю:

$$P_{эл} = \Omega_2 M = 0.$$

Указанные на рисунке направления потоков мощностей, электромагнитных сил и вращающих моментов соответствуют режиму двигателя (внешний вращающий момент, действующий на вал двигателя, обозначен $M_{вш}$).

* Вместо объединения p моделей с той же длиной магнитопроводов l_δ, что и в самой машине, можно использовать одну однопериодную модель с увеличенной в p раз длиной.

Глава тридцать первая

ПОТЕРИ ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЭНЕРГИИ. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

31.1. Вводные замечания

Как было показано в гл. 21, преобразование электрической энергии $P_{эл}$ в механическую $P_{мех}$ или обратное преобразование происходит во вращающихся электрических машинах при выполнении следующих необходимых условий:

а) при непрерывном вращении ротора машины, через вал которого передается механическая энергия;

б) при протекании по обмоткам машины токов, частоты которых определенным образом связаны между собой и с угловой скоростью ротора;

в) при периодическом изменении тех магнитных потоков, которые сцеплены с обмотками, преобразующими энергию.

Следовательно, в машине часть энергии будет рассеиваться в виде потерь энергии на трение вращающихся частей, называемых *механическими потерями*, потерь энергии при протекании токов по проводникам обмоток, называемых *электрическими потерями*, и потерь при периодическом изменении потоков в магнитопроводах, называемых *магнитными потерями*.

Все виды потерь энергии принято характеризовать тепловой энергией, выделяющейся в единицу времени, или мощностью потерь энергии ΣP. *Мощность потерь энергии* называется в дальнейшем сокращенно *потерями*.

Исходя из закона сохранения энергии, можно заключить, что полезная мощность, преобразованная в машине, меньше мощности, поступающей в машину для преобразования, на величину потерь мощности.

Коэффициент полезного действия машины η при электромеханическом преобразовании определяется как отношение полезной мощности, преобразованной в машине, к затраченной мощности, поступающей в машину; КПД равен:

$$\left.\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{эл}}{P_{мех}} = 1 - \frac{\Sigma P}{P_э + \Sigma P} \quad \text{в режиме генератора} \\ \text{и} \\ \eta &= \frac{P_{мех}}{P_{эл}} = 1 - \frac{\Sigma P}{P_{мех} + \Sigma P} \quad \text{в режиме двигателя.} \end{aligned}\right\} \qquad (31.1)$$

Коэффициент полезного действия всегда меньше единицы ($\eta < 1$), причем чем меньшую долю составляют потери от полезно преобразованной мощности, тем ближе КПД машины к единице. Для предотвращения чрезмерного нагревания машины потери, выделяющиеся в ней в виде тепла, должны быть удалены во внешнюю среду при помощи системы охлаждения, в которой циркулирует тот или иной теплоноситель — газ (чаще всего воздух) или жидкость.

31.2. Электрические потери

В целях уменьшения электрических потерь проводники обмоток должны иметь возможно меньшее удельное сопротивление ρ_t. Наиболее подходящим материалом для проводников обмоток является медная мягкая проволока круглого или прямоугольного сечения, отличающаяся малым содержанием примесей. Ограниченное, но расширяющееся применение в качестве проводникового материала имеет алюминий, имеющий большее удельное сопротивление.

При протекании по проводникам обмоток переменных токов необходимо учитывать то, что из-за поверхностного эффекта, вызываемого полями рассеяния, плотности токов неравномерно распределяются по сечению. Неравномерность распределения переменного тока связана с неодинаковым индуктивным сопротивлением отдельных элементов проводника. В проводниках, расположенных в пазах магнитопроводов электрических машин, эта неравномерность проявляется в значительно большей мере, чем в проводниках, окруженных немагнитной средой, например воздухом. Таким образом, только для постоянных токов или токов весьма малой частоты можно рассчитывать потери в обмотке по активному сопротивлению R_0, соответствующему равномерному распределению тока по сечению проводника:

$$R_0 = \rho_t \frac{2wl_{ср}}{Sa}, \qquad (31.2)$$

где $2wl_{ср}$ — длина последовательно включенных проводников обмотки (или фазы обмотки); $l_{ср}$ — средняя длина полувитка; S =

$= (a_э b_э) c_a c_b$ — площадь сечения эффективного проводника; $a_э$, $b_э$ — размеры прямоугольного элементарного проводника соответственно по высоте и ширине паза; c_a, c_b — число элементарных проводников соответственно по высоте и ширине эффективного проводника; a — число параллельных ветвей обмотки; $\rho_t = \rho_{20}[1 + \alpha(t - 20°)]$ — удельное сопротивление материала проводника при расчетной рабочей температуре t, обычно равной 75 °С; ρ_{20} — удельное сопротивление материала проводника при температуре 20 °С (см. Прилож. 1); $\alpha = 0{,}004\ °C^{-1}$ — температурный коэффициент сопротивления для меди или алюминия.

Пример 31.1. Для машины с такими же данными, как в примере 25.3, рассчитать активные сопротивления первичной и вторичной обмоток при $t = 75$ °С и электрические потери в них при токах $I_1 = 41$ А и $I_2 = 37{,}7$ А; принять сечения эффективных проводов обмоток: $S_1 = 6{,}15 \cdot 10^{-6}$ м^2 и $S_2 = 8{,}97 \cdot 10^{-6}$ м^2; средние длины полувитков $l_{1ср} = 0{,}4$ м и $l_{2ср} = 0{,}356$ м; материал проводов — медь. Поверхностный эффект не учитывать.

По (31.3) при $k_R = 1$ имеем:

$$R_1 = 2w_1 l_{1ср}\rho_t/(S_1 a_1) = 0{,}111 \text{ Ом};$$

$$R_2 = 2w_2 l_{2ср}\rho_t/(S_2 a_2) = 0{,}122 \text{ Ом},$$

где $w_1 = 2pqw_{к1}/a_1 = 80$; $w_2 = 2pq_2 w_{к2}/a_2 = 72$; $\rho_t = \rho_{20}[1 + \alpha(t - 20)] = 0{,}0214 \cdot 10^{-6}$ Ом · м; $\rho_{20} = 0{,}0175 \cdot 10^{-6}$ Ом · м; $P_{э1} = m_1 R_1 I_1^2 = 559$ Вт; $P_{э2} = m_2 R_2 I_2^2 = 520$ Вт.

Электрические потери в m-фазной обмотке при переменных токах I в фазах

$$P_э = mRI^2 \qquad (31.3)$$

приходится рассчитывать по активному сопротивлению фазы обмотки $R = k_R R_0$, найденному с учетом неравномерности распределения тока по сечению проводника.

Неравномерность распределения переменных токов по сечениям проводников, размещенных в пазу магнитопровода, зависит от поля рассеяния в пазу. Поскольку линии этого поля перпендикулярны к оси паза и в пазу прямоугольной формы представляют собой почти прямые линии, нормальные к оси паза (рис. 31.1), поле рассеяния имеет одинаковое сцепление с любыми элементами проводника, располагающимися на одном уровне по высоте паза (например, элемен-

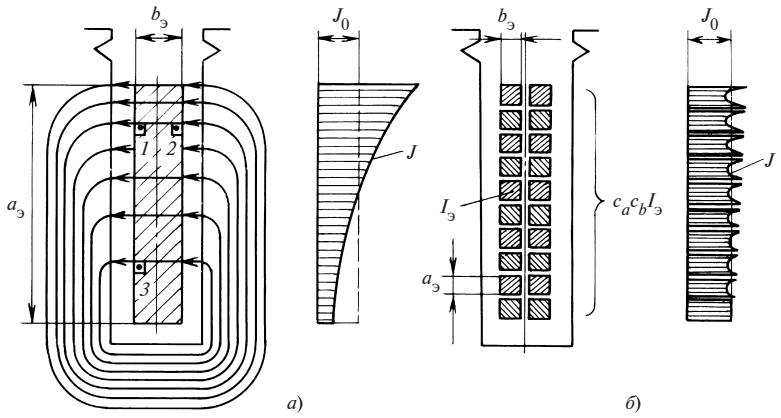


Рис. 31.1. Распределение плотности переменного тока (J) по сечению эффективного проводника:

а — сплошной эффективный проводник, $c_a = c_b = 1$, $u_п = 1$; *б* — эффективный провод, подразделенный на элементарные проводники, транспонированные по высоте паза, $c_a = 10$, $c_b = 2$, $u_п = 1$

тами *1* и *2*). Соответственно одинаковыми получаются индуктивные сопротивления таких элементов.

Наоборот, индуктивные сопротивления элементов проводника, занимающих различное положение по высоте паза, получаются неодинаковыми. Как видно из рис. 31.1, *а*, на котором в пазу имеется лишь один проводник, индуктивное сопротивление (или потокосцепление) элемента проводника *1*, расположенного ближе к зазору, меньше индуктивного сопротивления элемента *3*, расположенного ближе у дна паза. Этим объясняется также то обстоятельство, что по ширине проводника ток распределяется почти равномерно, а неравномерность в распределении проявляется лишь по высоте сечения. При наличии одного проводника в пазу бóльшая плотность тока наблюдается в элементах проводника, расположенных ближе к зазору (см. кривую распределения плотности тока на рис. 31.1, *а*). Плотность тока в этой части сечения может существенно превышать среднюю плотность тока в проводнике

$$J_0 = I/S = I/a_э b_э.$$

По углубленной в паз части сечения проводника протекает незначительная часть тока. Полезное сечение проводника уменьшается, а его активное сопротивление возрастает.

Коэффициент $k_R = R/R_0$, называемый *коэффициентом увеличения сопротивления обмотки вследствие поверхностного эффекта* (или коэффициентом Фильда), как понятно из сказанного, зависит только от высоты и числа сплошных эффективных проводников по высоте паза и не зависит от их ширины.

Задача определения активного сопротивления, а также индуктивного сопротивления рассеяния обмотки, расположенной в пазах прямоугольной формы, решена в работах А. Фильда, Ф. Эмде, И. Саммерса и в наиболее общей форме в работе Т.Г. Сорокера.

1. **Сплошные (по высоте паза) эффективные проводники.** Число сплошных эффективных проводников по высоте $m_э$ и ширине $n_э$ паза может быть произвольным. Каждый эффективный проводник содержит только один элементарный проводник по высоте паза ($c_a = 1$) и произвольное числа элементарных проводников по ширине паза ($c_b \geq 1$). Общее число эффективных проводников в пазу составляет $u_п = m_э n_э$. На рис. 31.1, *а* показан простейший частный случай, когда в пазу располагается один сплошной эффективный проводник ($m_э = n_э = c_a = c_b = 1$). Коэффициент увеличения сопротивления k_R для паза, заполненного сплошными (по высоте паза) эффективными проводниками, при произвольных $m_э$, $n_э$ и c_b зависит только от высоты эффективного проводника $a_э$ и числа эффективных проводников по высоте паза $m_э$. Проявление поверхностного эффекта в эффективных проводниках зависит от приведенной высоты элементарного проводника

$$\xi = a_э/\Delta, \tag{31.4}$$

представляющей собой отношение высоты элементарного проводника $a_э$ к глубине проникновения электромагнитного поля в проводник:

$$\Delta = \sqrt{\frac{2\rho_t b_п}{\omega \mu_0 b_1}}, \tag{31.5}$$

где $b_п$ — ширина паза; $b_1 = c_b b_э$ — ширина проводников в пазу; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота тока; μ_0 — магнитная проницаемость материала проводника (из меди или алюминия), равная магнитной постоянной.

Коэффициент k_R находится при допущении, что поверхностный эффект проявляется только в активной части полувитка, расположен-

ной в пазу, т.е. на длине l_δ, а в лобовой части витка на длине $(l_{ср} - l_\delta)$ — не проявляется:

$$k_R = 1 + \frac{l_\delta}{l_{ср}}(k_{Ra} - 1), \qquad (31.6)$$

где

$$k_{Ra} = \varphi(\xi) + \frac{1}{3}\psi(\xi)[k'_\beta m_э^2 - 1];$$

$$\varphi(\xi) = \xi(\mathrm{sh}\,2\xi + \sin 2\xi)/(\mathrm{ch}\,2\xi - \cos 2\xi);$$

$$\psi(\xi) = 2\xi(\mathrm{sh}\,\xi - \sin\xi)/(\mathrm{ch}\,\xi + \cos\xi);$$

$\varphi(\xi)$, $\psi(\xi)$ — функции Эмде на рис. 31.2 (при $\xi \le 1$ $\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45}\xi^4$, $\psi(\xi) = \frac{1}{3}\xi^4$; при $\xi > 2$ $\varphi(\xi) = \xi$, $\psi(\xi) = 2\xi$); $k'_\beta = \frac{9\beta + 7}{16}$ — коэффициент, учитывающий укорочение шага ($\beta = y_к/\tau$) для двухслойных обмоток (для однослойных обмоток $k'_\beta = 1$).

Как видно, коэффициент k_R (и потери в обмотке) возрастает с ростом приведенной высоты проводника $\xi = a_э/\Delta$ и числа эффективных проводников по высоте паза $m_э$.

Для *уменьшения потерь при протекании переменных токов* по эффективным проводникам (в тех случаях, когда при выполнении эффективного проводника сплошным потери получаются недопустимо большими) *прибегают к подразделению эффективного проводника на ряд элементарных проводников (по высоте паза) с транспозицией этих проводников в пазовой части (случай 2) или в лобовой части эффективного проводника* (случай 3).*

2. **Подразделенные эффективные проводники с транспозицией элементарных проводников в пазовой части.** Сечение паза с одним эффективным проводником, подразделенным на элементарные проводники с транспозицией в пазовой части, показано на рис. 31.1, *б*. В общем случае по высоте паза может располагаться $u_п$ эффективных проводников с транспозицией (обычно в двухслойной стержневой обмотке $u_п = 2$). Каждый виток эффективного проводника образуется из двух спаянных между собой в головках стержней с полной транспозицией элементарных проводников в пределах длины паза. Устройство такого стержня ясно из рис. 31.3. Благодаря тому что каждый из элементарных проводников, переходя из одного слоя по

* Подразделение на элементарные проводники без транспозиции не приводит к уменьшению потерь.

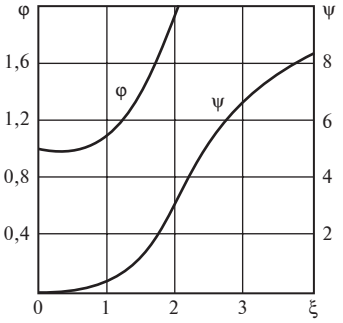


Рис. 31.2. Функции Эмде

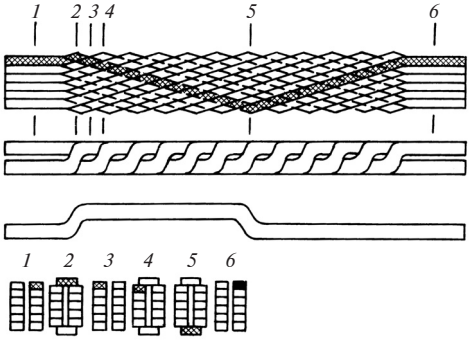


Рис. 31.3. Стержень с транспозицией элементарных проводников в пазовой части

высоте стержня в другой, занимает все возможные положения в стержне, индуктивные сопротивления элементарных проводников в эффективном стержне получаются одинаковыми и ток эффективного проводника распределяется между всеми элементарными проводниками одинаковым образом:

$$I_э = I / c_a c_b .$$

Неравномерность распределения тока проявляется только в пределах данного элементарного проводника (см. кривую распределения плотности тока J по сечению элементарных проводников). Она получается большей в сечениях элементарных проводников, расположенных в зоне более интенсивного поля рассеяния (т.е. ближе к зазору). Однако даже в этих сечениях элементарных проводников неравномерность распределения тока получается значительно меньшей, чем в сплошном эффективном проводнике (ср. рис. 31.1, *а* и *б*). Плотность тока J на периферии элементарного проводника сравнительно мало отличается от средней плотности тока

$$J_0 = I_э / a_э b_э ,$$

поэтому потери в транспонированном эффективном проводнике получаются существенно меньшими, чем в сплошном того же сечения. Коэффициент k_R может быть рассчитан в этом случае по (31.4)—(31.6), причем число элементарных проводников по высоте паза равно $m_э = u_п c_a$, где $u_п$ — число эффективных транспонированных проводников по высоте паза.

3. **Подразделенные эффективные проводники с транспозицией элементарных проводников в лобовой части.** В этом случае транспозиция элементарных проводников выполняется в лобовой части катушки путем «скручивания» части эффективных проводников. На

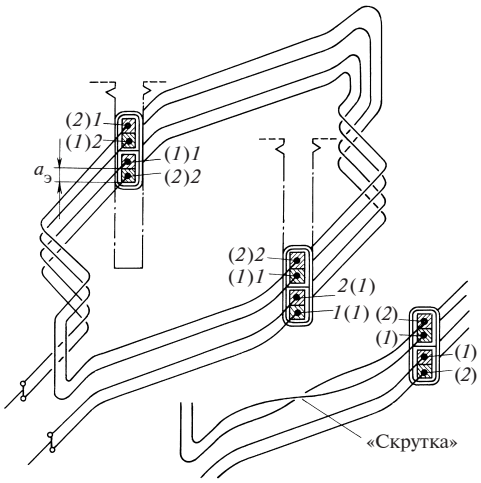


Рис. 31.4. Расположение элементарных проводников в эффективных проводниках катушки (под основным рисунком изображен фрагмент лобовой части катушки со «скруткой» эффективного проводника. В скобках указаны номера элементарных проводников в катушке со «скруткой» после каждого витка)

рис. 31.4 показана двухвитковая катушка с двумя элементарными проводниками в эффективном проводнике ($c_a = 2$, $u_п = 2$). Элементарные проводники эффективного проводника электрически соединяются друг с другом (спаиваются) на входе и на выходе катушки. В пределах катушки они изолированы друг от друга. Индуктивное сопротивление отдельных элементарных проводников (например, *1* или *2*) зависит от того, какие положения занимают эти проводники по высоте пазов, в которых лежит катушка. В катушке без «скрутки», изображенной полностью, и в катушке со «скруткой» эффективного проводника на 180° после каждого витка, лобовая часть которой показана ниже основного рисунка, комбинации положений элементарных проводников в пазах получаются различными.

В катушке со «скруткой» индуктивные сопротивления отдельных элементарных проводников несколько меньше отличаются друг от друга, чем в обмотке без «скрутки», равномернее получается и распределение токов по элементарным проводникам. Коэффициент k_R для такой обмотки рассчитывается по формуле

$$k_R = \varphi(\xi_э) + \frac{1}{2}L\psi(\xi_э) + L_S\frac{\xi^4}{6c_a^2}\left(\frac{l_{ср}}{l_δ}\right)\left(\frac{a_э}{a_и}\right)^2, \qquad (31.7)$$

в которой $\xi_э = c_a\xi\sqrt{\dfrac{a_и l_δ}{a_э l_{ср}}}$ — приведенная высота эффективного проводника; $\varphi(\xi_э)$, $\psi(\xi_э)$ — функции Эмде для $\xi_э$ по рис. 31.3; $a_э$, $a_и$ — высоты соответственно неизолированного и изолированного элементарных проводников; L и L_S — коэффициенты, определяемые по табл. 31.1 в зависимости от характера транспозиции.

Таблица 31.1. **Коэффициенты L и L_S**

Вид катушки	L	L_S
Без «скрутки»	$\frac{1}{2}\left(\frac{u_{\text{п}}^2}{4}-1\right)$	$\frac{u_{\text{п}}^2}{6}\left(4k'_{\beta}-\frac{3}{4}\right)+\frac{1}{6}$
Со «скруткой» после каждого витка	0	$\frac{2}{3}(u_{\text{п}}^2 k'_{\beta}-1)$

31.3. Магнитные потери

Потери в магнитопроводах электрических машин возникают в результате периодического изменения во времени магнитного поля.

В целях уменьшения этих потерь здесь также прибегают к подразделению магнитопровода на электрически изолированные элементарные магнитопроводы. При этом необходимое эффективное сечение магнитопровода образуется как сумма сечений элементарных магнитопроводов (изолированных ферромагнитных пластин той или иной толщины). Толщина пластин и материал, из которого они изготавливаются, выбираются в зависимости от частоты перемагничивания. Как мы выяснили в § 21.2, частоты перемагничивания статора и ротора, совпадающие с частотами токов в соответствующих обмотках, в общем случае неодинаковы ($\omega_1 \neq \omega_2$)*. В асинхронных машинах соотношение между частотами зависит от частоты вращения, и выбор толщины пластин магнитопроводов должен производиться для номинальной частоты вращения. Для достижения равномерного распределения магнитного потока по сечению пластины и получения приемлемых магнитных потерь с ростом частоты приходится уменьшать толщину пластин и переходить к использованию легированных электротехнических сталей. Магнитопроводы, перемагничиваемые с частотой около 50 Гц, например статоры синхронных и асинхронных машин, набираются из пластин горячекатаной тонколистовой электротехнической стали марок 1211, 1311, 1312, 1411, 1412, 1511, 1512 обычно толщиной 0,5 мм. Эти стали постепенно вытесняются холоднокатаными изотропными электротехническими сталями (ГОСТ 21427.2-75) марок 2211, 2312, 2411 толщиной 0,5 мм, а также нелегированной сталью марки 2013, обладающими умень-

* Здесь имеется в виду машина переменного тока в наиболее типичном исполнении, в которой одна из обмоток располагается в пазах магнитопровода статора, а вторая — в пазах магнитопровода ротора. Если обмотки располагаются в пазах одного и того же магнитопровода, то в нем существует одновременно два магнитных поля, изменяющихся с различными частотами ω_1 и ω_2.

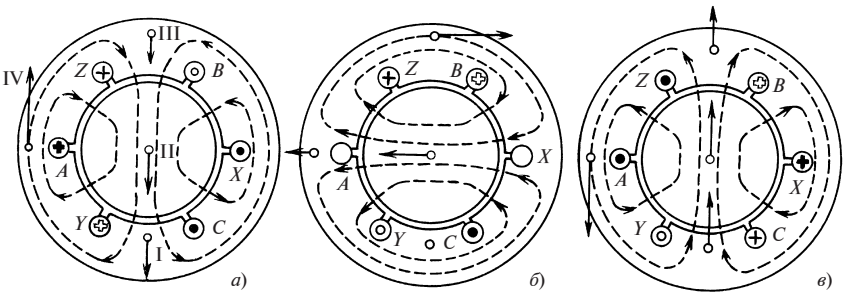


Рис. 31.5. Магнитное поле в зубцах и ярмах магнитопроводов трехфазной электрической машины:

а — $t = 0$; *б* — $t = T/4$; *в* — $t = T/2$

шенными удельными магнитными потерями. В крупных электрических машинах для полюсов применяется холоднокатаная анизотропная сталь, свойства которой (удельные потери и магнитная проницаемость) при намагничивании вдоль прокатки еще более благоприятны (это сталь марок 3411, 3412, 3413 толщиной 0,5 мм). При более высоких частотах перемагничивания (порядка 400—1000 Гц) используется высоколегированная электротехническая сталь марки 1521 и другая специальная сталь толщиной 0,35; 0,2; 0,1; 0,05 мм. Магнитопроводы, частота перемагничивания которых невелика (например, в роторах асинхронных машин, где она составляет несколько герц или долей герца) или равна нулю (в роторах синхронных машин, где магнитное поле постоянно по величине и направлению), могут быть набраны из пластин конструкционной стали. Толщина пластин для таких магнитопроводов выбирается из технологических соображений (например, условий штамповки) и может составлять 1,0; 1,5; 2,0; 4,0; 6,0 мм и более.

Довольно часто, особенно в механически напряженных роторах, магнитопроводы изготовляются массивными из стальных поковок или литой стали (иногда чугуна). Более подробные сведения о свойствах электротехнической и конструкционной стали имеются в [13, разд. 7].

Особенности перемагничивания элементов магнитопровода электрических машин. На рис. 31.5 показано вращающееся магнитное поле машины, образованное токами в трехфазной обмотке. Сравнивая картины поля в следующие друг за другом моменты времени с интервалом в четверть периода, можно заметить, что поле в различных элементах изменяется по-разному. В зубцах (например, в точке I) линии поля всегда направлены радиально и индукция поля изменяется периодически лишь по величине (таким же образом, как в трансформаторе). Эта разновидность изменения поля называется *пульсацион-*

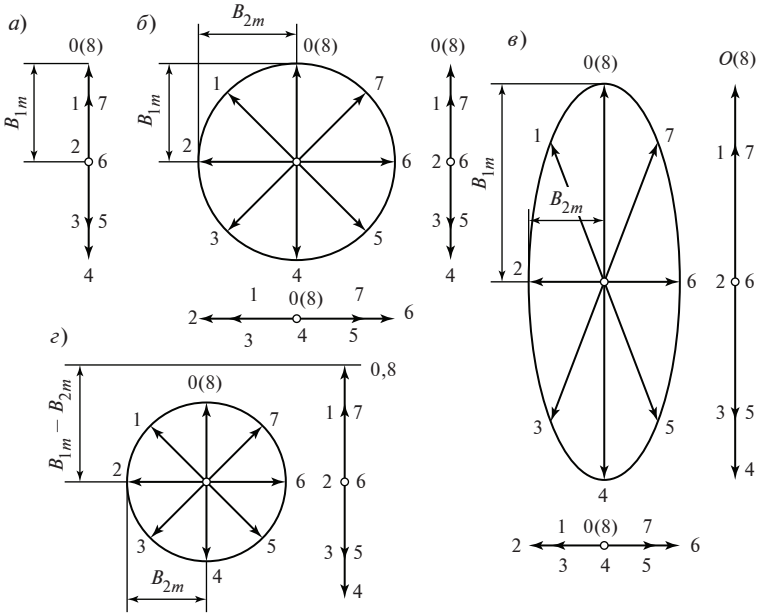


Рис. 31.6. Изменение вектора индукции при различных видах перемагничивания:

а — вектор индукции при пульсационном перемагничивании; *б* — вектор индукции при вращательном перемагничивании и его представление в виде суммы двух пульсирующих векторов; *в* — вектор индукции при смешанном или эллиптическом перемагничивании и его представление в виде суммы двух пульсирующих векторов; *г* — представление вектора индукции при смешанном или эллиптическом перемагничивании в виде суммы вращающегося и пульсирующего векторов

ным (или переменным) перемагничиванием. Вектор индукции при пульсационном перемагничивании с амплитудой B_{1m} показан в моменты 0, 1, 2, …, 8 через промежутки времени $T/8$ на рис. 31.6, *а*.

Иным образом происходит изменение поля в ярме внутреннего магнитопровода. В этом ярме (например, в точке II на рис. 31.5) поле остается постоянным и изменяется лишь по направлению. Вектор индукции такого магнитного поля вращается с угловой скоростью $\omega = 2\pi f$ относительно ярма, сохраняя свое значение, что позволяет называть эту разновидность изменения поля *вращательным перемагничиванием**.

* Вращательное перемагничивание наблюдается в ярме внутреннего магнитопровода только для одноперiодного поля ($p = 1$). При многопериодном поле ($p > 1$) во внутреннем ярме имеет место эллиптическое перемагничивание (см. ниже).

Изменение вектора индукции при вращательном перемагничивании показано на рис. 31.6, *б*. Вектор индукции $\vec{B}$ при вращательном перемагничивании может быть представлен как сумма двух пульсирующих векторов индукции, амплитуды которых $B_{1m} = B_{2m}$ равны модулю вращающегося вектора $|\vec{B}|$. Для этого достаточно сместить оси векторов на угол $\pi/2$ и ввести запаздывание во времени на четверть периода (или угол $\pi/2$) по отношению друг к другу (когда один из пульсирующих векторов достигает максимума, другой исчезает).

В наружном ярме индукция поля имеет как радиальную, так и тангенциальную составляющую, причем в точках, где тангенциальная составляющая в данное мгновение максимальна (например, в точке IV на рис. 31.5, *а*, где $B_\gamma = B_{1m}$), радиальная отсутствует ($B_r = 0$). Наоборот, в точках, где радиальная составляющая в данное мгновение максимальна (например, в точке III на рис. 31.5, *а*, где $B_r = B_{2m}$), тангенциальная составляющая отсутствует ($B_\gamma = 0$). Через четверть периода (см. рис. 31.5, *б*) в точке IV становится максимальной радиальная составляющая ($B_r = B_{2m}$), а тангенциальная исчезает ($B_\gamma = 0$). Обратное изменение происходит в точке III ($B_\gamma = B_{1m}$, $B_r = 0$).

Соотношение между амплитудами радиальной и тангенциальной составляющих поля (B_{1m} и B_{2m}) в различных точках внешнего ярма неодинаково. Амплитуды обеих составляющих максимальны на внутреннем ($B_{1m} = B_{1\max}$ и $B_{2m} = B_{2\max}$) радиусе ярма. По мере увеличения радиуса амплитуды обеих составляющих убывают, причем амплитуда тангенциальной составляющей B_{1m} уменьшается несущественно, а амплитуда радиальной на внешнем радиусе ярма обращается в нуль ($B_{2m} = 0$, если принять, что поле не выходит за пределы ярма). Таким образом, на внешнем радиусе ярма, где существует только одна изменяющаяся во времени составляющая поля, тангенциальная с амплитудой B_{1m}, перемагничивание имеет *пульсационный характер*. На внутреннем радиусе ярма, где существуют две неодинаковые по амплитуде пульсирующие составляющие, смещенные во времени и пространстве на угол $\pi/2$, перемагничивание получается *эллиптическим*. При эллиптическом перемагничивании вектор индукции не только вращается со скоростью, среднее значение которой равно $\omega = 2\pi f$, но и изменяется по значению от B_{1m} до B_{2m}. Из рис. 31.6, *в*, видно, что конец вектора при таком перемагничивании описывает эллипс.

Вектор индукции при эллиптическом перемагничивании может быть представлен в виде суммы двух пульсирующих векторов

$$\bar{B} = \bar{q}_x B_{1m} \cos \omega t + \bar{q}_y B_{2m} \sin \omega t, \qquad (31.8)$$

где B_{1m} — амплитуда вектора, пульсирующего по оси x; B_{2m} — амплитуда вектора, пульсирующего по оси y.

Как указано выше, геометрическим местом вектора $\bar{B}$ в общем случае (при $B_{1m} \neq B_{2m}$) является эллипс [уравнение (31.8), в котором время t является параметром, изображает в векторной форме эллипс]. В частном случае при вращательном перемагничивании ($B_{1m} = B_{2m}$) геометрическим местом вектора $\bar{B}$ является окружность. По виду орбиты конца вектора это перемагничивание называют также *круговым*. В другом частном случае при пульсационном перемагничивании $B_{2m} = 0$ (или $B_{1m} = 0$) геометрическое место вектора вырождается в прямую линию, совпадающую с осью x (или с осью y).

Эллиптическое перемагничивание называют также *смешанным*, поскольку оно может быть представлено как наложение вращательного перемагничивания и пульсационного перемагничивания. Переписав (31.8) в виде

$$\bar{B} = \bar{q}_x (B_{1m} - B_{2m}) \cos \omega t + [\bar{q}_x B_{2m} \cos \omega t + \bar{q}_y B_{2m} \sin \omega t],$$

можно заметить, что вектор индукции образуется как сумма вращающегося вектора, модуль которого равен B_{2m}, и пульсирующего вектора с амплитудой $(B_{1m} - B_{2m})$. Именно так представлено поле на рис. 31.6, *г*.

Магнитные потери при пульсационном и вращательном перемагничивании. Потери при пульсационном перемагничивании рассматривались при изучении трансформаторов (§ 2.7). Потери при вращательном перемагничивании отличаются от потерь при пульсационном перемагничивании. Сравнение потерь на гистерезис при вращательном и пульсационном перемагничивании дано на рис. 31.7. При вращательном перемагничивании потери представлены в зависимости от модуля вектора индукции, при пульсационном — от амплитуды индукции.

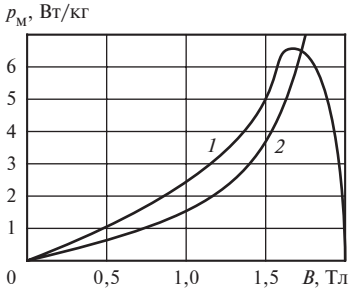


Рис. 31.7. Сравнение потерь на гистерезис при вращательном (*1*) и пульсационном (*2*) перемагничивании (для среднелегированной листовой электротехнической стали с 1,91 % Si)

При индукции $B < 0{,}7$ Тл, когда сталь слабо насыщена (магнитная проницаемость почти постоянна), имеется возможность рассматривать вращательное перемагничивание как наложение двух независимых явлений: пульсационных перемагничиваний по двум взаимно перпендикулярным осям. В этом диапазоне индукций потери на гистерезис при вращательном перемагничивании примерно в 2 раза больше, чем при пульсационном. При дальнейшем увеличении индукции сталь насыщается и из-за существенной нелинейности явления перемагничивания принцип наложения неприемлем.

Как видно из рис. 31.7, нелинейность зависимости $B = f(H)$ при $B > 0{,}7$ Тл проявляется в том, что отношение потерь на гистерезис при вращательном перемагничивании к потерям при пульсационном перемагничивании постепенно уменьшается и в диапазоне индукций 1—1,5 Тл составляет 1,65—1,45. При индукции около 1,7 Тл потери на гистерезис становятся одинаковыми, а при дальнейшем увеличении индукции потери при вращательном перемагничивании резко снижаются и становятся значительно меньшими, чем при пульсационном.

Потери на вихревые токи зависят только от индукции в стальном листе (и не связаны с напряженностью поля). Представляя индукцию поля при вращательном перемагничивании в виде суммы двух пульсационных составляющих, можно заключить, что *потери на вихревые токи при вращательном перемагничивании в 2 раза больше, чем при пульсационном с той же амплитудой индукции (независимо от индукции).*

Магнитные потери в элементах магнитопровода. При расчете магнитных потерь в перемагничиваемых элементах электрических машин, набранных из изолированных листов электротехнической стали, приходится учитывать характер перемагничивания этих элементов (пульсационное или вращательное перемагничивание), увеличение потерь, связанное с технологическими факторами, а также различного рода добавочные магнитные потери.

При расчете магнитных потерь в элементах магнитопроводов исходят из суммарных потерь в 1 кг массы листовой стали при пульсационном перемагничивании, частоте 50 Гц и индукции 1 Тл, измеряемых экспериментально при помощи аппарата Эпштейна. Эти потери называют удельными потерями при индукции 1 Тл и обозначают $p_{1,0/50}$ Вт/кг. Удельные потери $p_{1,0/50}$ для различных марок стали даны в [13].

Удельные потери при других частотах и индукциях ($B \le 1{,}6$ Тл) определяют по формуле

$$p_{\text{м}} = p_{1,0/50}\frac{f}{50}^{1,3} B^2, \qquad (31.9)$$

если f лежит в диапазоне 40—60 Гц, и по формуле, в которую входят отдельно потери на гистерезис, пропорциональные частоте, и потери на вихревые токи (вместе с дополнительными потерями), пропорциональные квадрату частоты, если f изменяется в более широком диапазоне:

$$p_{\text{м}} = \varepsilon \frac{f}{50} B^2 + \sigma \frac{f}{50}^2 B^2, \qquad (31.10)$$

где ε — удельные потери от гистерезиса при $B = 1$ Тл и $f = 50$ Гц, Вт/кг; σ — удельные потери от вихревых токов при $B = 1$ Тл и $f = 50$ Гц, Вт/кг.

Удельные потери в листах электротехнической стали измеряются в определенных условиях: при идеальной изоляции между листами, с обязательным отжигом стали после механической обработки (резки стали при помощи ножниц или штамповки), при синусоидальном изменении индукции. В реально выполненных конструкциях электрических машин технология изготовления магнитопроводов менее совершенна. В большинстве случаев листы стали после механической обработки не отжигаются, что увеличивает гистерезисные потери; из-за необходимости иметь достаточно большие давления запрессовки магнитопроводов изоляция между листами частично нарушается. Не удается также полностью исключить электрические контакты между отдельными листами на поверхности сопряжения со станиной (или валом), а также через заусенцы на зубцах магнитопроводов. Через эти контакты образуются дополнительные короткозамкнутые контуры для вихревых токов. Увеличение потерь в элементах магнитопроводов машин вследствие несовершенства технологии учитывается *технологическими коэффициентами повышения потерь*.

При расчете потерь в отдельных элементах магнитопровода приходится считаться также и с тем, что индукция при пульсационном перемагничивании изменяется несинусоидально (при измерении потерь при помощи аппарата Эпштейна индукция изменяется синусоидально).

Представляя индукцию в виде ряда Фурье, члены которого гармонически изменяются во времени, можно видеть, что этот ряд кроме основной гармонической индукции содержит и высшие гармонические индукции. Потери от высших гармонических индукций добавляются к потерям от основной гармонической, что дает основание называть потери от высших гармонических индукций *добавочными магнитными потерями*. В тех случаях, когда эти потери отдельно не рассчитываются, их учитывают при расчете магнитных потерь с помощью *коэффициентов добавочных потерь*.

Следует заметить, что добавочные магнитные потери могут выделяться и в магнитопроводах, частота токов в обмотках которых равна нулю (по обмоткам которых течет постоянный ток). Основная гармоническая индукции в таких магнитопроводах (например, в полюсах синхронных машин) изменяется с нулевой частотой, и, следовательно, основные магнитные потери отсутствуют. Наоборот, добавочные потери, связанные с высшими гармоническими индукциями, изменяющимися с большой частотой, могут быть значительными. Особенно в тех случаях, когда магнитопровод изготовлен из толстых стальных листов или даже массивным, а другой магнитопровод, расположенный по другую сторону зазора, имеет ярко выраженную зубчатость, вызывающую заметные пульсации индукции на поверхности рассматриваемого магнитопровода. Для таких магнитопроводов добавочные магнитные потери рассчитываются отдельно и включаются в общую сумму потерь.

Магнитные потери в ярме магнитопровода. При расчете этих потерь приходится учитывать, что в отдельных точках ярма перемагничивание имеет различный характер: эллиптический на границе с зубцовым слоем и пульсационный на периферии. Суммарный коэффициент увеличения потерь с учетом несовершенства технологии принимается для ярма равным $k_{да} = 1{,}3 \div 1{,}6$. Потери в ярме определяются

$$P_{ма} = k_{да} p_{ма} m_a, \qquad (31.11)$$

где m_a — масса стали ярма; $p_{ма}$ — удельные потери в ярме по (31.9) при индукции B_a и частоте перемагничивания f для основной гармонической индукции; B_a — амплитуда тангенциальной составляющей индукции в ярме для основной гармонической, определяемая в результате расчета магнитной цепи для рассматриваемой электрической машины (см. ч. 4, 5).

Магнитные потери в зубцах магнитопровода. Перемагничивание зубцов носит пульсационный характер. Поэтому здесь приходится учитывать увеличение потерь не только из-за несовершенства технологии и из-за добавочных потерь, связанных с высшими временны́ми гармоническими индукции. Зубцы имеют по сравнению с ярмом меньшие размеры; зона зубца, в которой проявляется влияние механической обработки (штамповки), составляет относительно большую часть от общего объема зубца. Поэтому коэффициент увеличения потерь по технологическим причинам для зубца больше, чем для ярма. Индукция в зубце, кроме основной гармонической с амплитудой B_Z содержит высшие гармонические со значительными амплитудами. Поэтому коэффициент добавочных потерь для зубцов $k_{дZ} = 1{,}7 \div 1{,}8$.

Потери в зубцах определяются

$$P_{\text{м}Z} = k_{\text{д}Z} p_{\text{м}Z} m_Z, \qquad (31.12)$$

где m_Z — масса стали зубцов; $p_{\text{м}Z}$ — удельные потери в зубцах по (31.9) или (31.10) при индукции B_Z и частоте перемагничивания f для основной гармонической индукции; B_Z — амплитуда индукции в среднем сечении зубца для основной гармонической, определяемая в результате расчета магнитной цепи (см. ч. 4, 5).

Так же как в трансформаторах, магнитные потери определяются индукцией магнитного поля взаимной индукции, поток которого пропорционален напряжению машины, и почти не зависят от тока. Поэтому магнитные потери, как видно из (31.9), (31.11), (31.12), пропорциональны квадрату напряжения машины и почти не изменяются при изменении токов в обмотках. Потери от перемагничивания магнитопроводов полями рассеяния обмоток пропорциональны квадрату тока. Эти потери относятся к категории *нагрузочных добавочных потерь*, зависящих от тока нагрузки.

Пример 31.2. Найти магнитные потери в магнитопроводе статора при $f_1 = 50$ Гц; $B_{Z1} = 1{,}5$ Тл; $B_{a1} = 1{,}27$ Тл; $m_{Z1} = 14{,}2$ кг; $m_{a1} = 36{,}7$ кг.

Магнитопровод набран из листов электротехнической стали марки 2011 толщиной 0,5 мм.

При $p_{1,0/50} = 3{,}5$ Вт/кг [9] получим:

$P_{\text{м}a} = k_{\text{д}a} p_{\text{м}a} m_{a1} = 300$ Вт, где $k_{\text{д}a} = 1{,}45$; $p_{\text{м}a} = p_{1,0/50}(f_1/50)^{1,3} B_{a1}^2 =$ $= 5{,}64$ Вт/кг;

$P_{\text{м}Z} = k_{\text{д}Z} p_{\text{м}Z} m_{Z1} = 196$ Вт, где $k_{\text{д}Z} = 1{,}75$; $p_{\text{м}Z} = p_{1,0/50}(f_1/50)^{1,3} B_{Z1}^2 =$ $= 7{,}87$ Вт/кг;

$P_{\text{м}} = P_{\text{м}a} + P_{\text{м}Z} = 496$ Вт.

31.4. Механические потери

К этому виду потерь относятся *потери на трение в подшипниках, потери на трение щеток о контактные кольца* (если таковые имеются), *потери на трение при вращении ротора в окружающей среде* (обычно газообразной, иногда жидкой), а *также потери на охлаждение*.

Потери в подшипниках зависят от их конструкции и вида применяемой смазки. В небольших машинах приемлемые потери получаются при использовании шариковых или роликовых подшипников с консистентной смазкой. В машинах большей мощности применяются подшипники скольжения, которые для уменьшения трения смазываются жидкими маслами. При прочих равных условиях потери в под-

шипниках возрастают с ростом частоты вращения, массы ротора и диаметра цапфы вала в зоне расположения подшипников.

Потери на трение ротора при его вращении в окружающей среде в первую очередь зависят от плотности и вязкости этой среды. С уменьшением этих величин потери уменьшаются. При вращении в жидкостях потери наиболее велики; при вращении в воздухе они во много раз меньше; при заполнении внутреннего пространства машины водородом они уменьшаются по сравнению с воздухом еще примерно в 10 раз.

В целях снижения этих потерь наружная поверхность ротора должна быть как можно более гладкой (не иметь выступов). При заданной мощности и частоте вращения эти потери больше в машине с относительно большим диаметром ротора (т.е. с большим отношением диаметра ротора к расчетной длине).

Потери на охлаждение представляют собой мощность, которая расходуется на приведение в движение вентиляторов или насосов, обеспечивающих циркуляцию теплоносителя в системе охлаждения. Эта мощность пропорциональна требуемому расходу теплоносителя, т.е. его количеству, проходящему через систему охлаждения в единицу времени, Q и напору, развиваемому вентилятором или насосом, H. Эта мощность получается тем большей, чем меньше КПД вентилятора или насоса $\eta_в$.

Мощность потерь на охлаждение определяется при гидравлическом или вентиляционном расчете машины (см. ч. 3) и получается тем меньшей, чем совершеннее гидродинамическая система охлаждения и чем удачнее подобран теплоноситель. Для жидких теплоносителей она меньше, чем для газообразных (это связано с тем, что благодаря значительно большей теплоемкости требуется меньший расход жидкого теплоносителя).

Глава тридцать вторая
ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

32.1. Классификация частей машины по назначению

Преобразование энергии в электрической машине происходит в пространстве, занятом электромагнитным полем. Части электрической машины, непосредственно предназначенные для энергопреобразовательного процесса, называются *активными частями*. К ним относятся магнитопроводы, проводники обмоток, промежутки между магнитопроводами и проводниками обмоток.

Однако для того чтобы машина могла осуществлять свое назначение, в ней должен быть предусмотрен еще целый ряд важных деталей, называемых *конструктивными частями*, которые не принимают непосредственного участия в процессе преобразования энергии.

Конструктивные части выполняют в машине следующие функции:

придают частям статора и ротора определенное положение в пространстве и обеспечивают (или ограничивают) их необходимые степени свободы перемещения;

передают электрическую энергию от сети к активной зоне машины;

передают механическую энергию от активной зоны к сопряженной машине;

осуществляют охлаждение машины;

электрически изолируют витки проводников обмоток друг от друга, от магнитопроводов и конструктивных частей;

защищают активные части машины от повреждений в результате воздействия окружающей среды (влаги, вредных газов, попадания в машину посторонних предметов);

обеспечивают безопасную эксплуатацию машины, предотвращая прикосновение обслуживающего персонала к ее вращающимся или находящимся под напряжением частям;

делают возможным монтаж машины на месте установки.

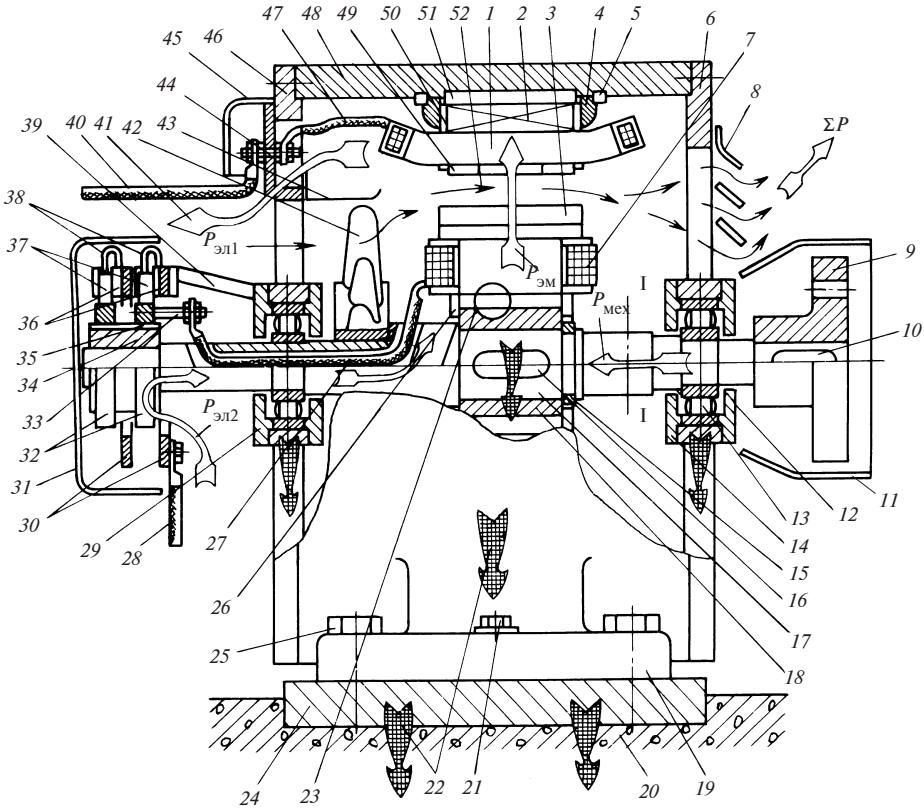


Рис. 32.1а. Конструктивная схема электрической машины
(продольный разрез)

Характерные части конструктивной схемы электрической машины иллюстрируются рис. 32.1, на котором представлена явно полюсная синхронная машина. Несмотря на то что рассматриваемая конструкция вполне конкретна, устройство и назначение многих ее элементов характерны для большинства электрических машин вообще.

На рис. 32.1 изображены активные части машины — обмотка статора *1*, обмотка ротора *7*, магнитопровод статора *2*, магнитопровод ротора, состоящий из сердечников полюсов *3* и ярма *18*. В данном исполнении магнитное поле в полюсах *3* и ярме ротора *18* постоянно и не изменяет направления; перемагничивание этих частей отсутствует, и они могут быть сделаны сплошными из цельной стальной заготовки.

В магнитопроводе статора магнитное поле периодически изменяется с частотой сети. В целях уменьшения потерь (см. § 31.3) магнито-

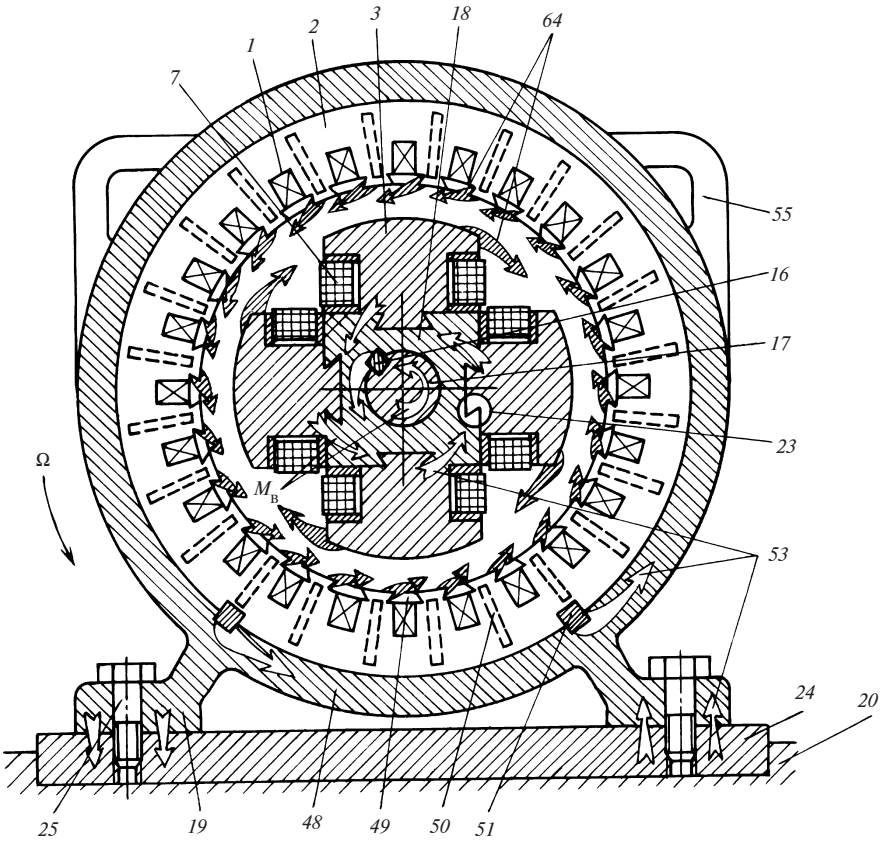


Рис. 32.1б. Конструктивная схема электрической машины
(поперечный разрез)

провод статора набирается из изолированных листов электротехнической стали, которые плотно сжимаются нажимными гребенками *50*, нажимными плитами *4* и шпонками *5*, вставленными в кольцевые выточки в станине *48*.

Тангенциальные электромагнитные силы, воздействующие на активные части статора, приложены в основном к зубцам статора (см. § 29.3). Эти силы передаются на фундамент по следующей цепочке сопряженных деталей статора: зубцы статора и ярмо статора *2*, шпонка *51*, станина *48*, лапы станины *19*, фундаментные болты *25*, фундаментная плита *24*, фундамент *20* (электромагнитные силы и силы, передающие внешний момент через фиксирующие детали, показаны на рис. 32.1 стрелками *54* и *53* соответственно).

Довольно значительные электромагнитные силы (особенно при переходных процессах) воздействуют и на проводники обмоток. Поэтому активные части проводников закрепляются в пазах клиньями *49*, а лобовые части крепятся при помощи бандажей или обмоткодержателей.

Тангенциальные электромагнитные силы, воздействующие на активные части ротора, приложены в основном к наконечникам полюсов *3*. Фиксация полюсов относительно вала, на который действует внешний момент, уравновешивающий момент тангенциальных электромагнитных сил, осуществляется при помощи хвостового сопряжения *23*, ярма ротора *18* и шпонки *16*.

В фиксации активных частей ротора в осевом направлении принимают дополнительное участие: накладки *26*, препятствующие смещению выступов хвостов во впадинах *23*, а также кольцевая шпонка *15*. Правильное положение оси ротора в пространстве и возможность его поворота относительно статора обеспечиваются при помощи осевых и радиальных опор. Последние выполнены в данной конструкции в виде роликовых подшипников *13*, *29*, укрепленных в подшипниковых щитах *6*, *46* при помощи крышек *14*, *12*.

Вес ротора передается на фундамент через подшипниковые щиты *6*, *46* и станину *48*, к которой щиты прифланцованы. К силе веса ротора добавляется сила веса статора (эти силы показаны на рис. 32.1 стрелками *22*).

Направления вращающих моментов, сил и потоков мощностей соответствуют при принятом направлении вращения ротора Ω режиму генератора. Потоки мощностей показаны стрелками *41*.

Передача механической мощности $P_{\text{мех}}$ (направление потока которой показано стрелкой *41*) от двигателя, сопряженного с генератором, к активным частям ротора происходит через ряд механически напряженных вращающихся деталей. От полумуфты *9* через шпонку *10* поток механической мощности поступает в вал *17*, далее через шпонку *16* передается к активным частям ротора: далее к магнитному ярму ротора *18*, хвостовому сопряжению *23* и полюсам *3*, к которым приложены в основном электромагнитные силы (см. § 29.3), показанные на поперечном разрезе стрелками *54*.

Поток электромагнитной мощности $P_{\text{эм}}$, передаваемый через зазор между магнитопроводами, направлен от ротора к статору.

Передача электрической мощности от катушек обмотки статора *1*, располагающейся в пазах статора *2*, производится через выводы *47*, выводные зажимы *44* и кабели *40*.

Электрическая энергия к катушкам обмотки ротора *7* поступает по кабелям *28* через проводящие сегменты *30*, выводные канатики *38* щеток *37*, имеющих возможность перемещаться в щеткодержателях

36, контактные кольца *32*, выводные контакты колец *33* и выводы *27*, пропущенные через отверстие в валу (сегменты *30* крепятся через изолирующие детали на траверсе *39*; кольца насаживаются на втулку *34*, изолированную цилиндром *35*).

Потери ΣP, выделяющиеся в машине в виде тепла, удаляются из нее потоком охлаждающего воздуха, направление движения которого показано стрелками *52*. Напор, необходимый для создания циркуляции охлаждающего воздуха, образуется осевым вентилятором *42*. Воздух попадает в машину через отверстия в подшипниковом щите *46*, проходит через направляющий кожух *43*, захватывается вентилятором и, пройдя через каналы в активных частях, выбрасывается из машины через отверстия в подшипниковом щите *6* и жалюзи в щитке *8*.

Специально предусмотренные щитки и короба (*8*, *45*, *31*, *11*) выполняют в машине двойные функции: предотвращают попадание в машину посторонних предметов, капель воды и исключают возможность прикосновения обслуживающего персонала к ее вращающимся и неизолированным токоведущим частям.

Кроме того, для безопасной эксплуатации корпус электрической машины должен быть надежно заземлен при помощи болта *21*, исключающего возможность поражения током при прикосновении к машине с нарушенной изоляцией.

Наконец, в конструкции машины должен учитываться способ ее монтажа на месте установки. В частности, должны быть предусмотрены выступы, к которым крепятся подъемные средства. На рис. 32.1 для этой цели служат скобы *55*.

Представленная здесь типичная конструкция сохраняется в основных чертах во всех вращающихся электрических машинах независимо от их принципа действия; изменяются лишь конфигурация магнитопроводов и схемы обмоток статора и ротора (конструкция различных типов электрических машин рассматривается детально в соответствующих разделах).

Устройство и размеры активных и конструктивных частей определяются способом охлаждения (гл. 37), способом защиты от воздействия окружающей среды, расположением оси вала и т.п. (исполнения электрических машин рассматриваются в гл. 33).

Конструкция активных и конструктивных частей машины должна быть выбрана таким образом, чтобы она удовлетворяла техническим требованиям (см. § 32.2) и могла надежно работать во всех режимах, для которых она предназначена.

32.2. Технические требования к конструкции электрических машин

Конструкция и технология изготовления электрической машины должны удовлетворять основным техническим требованиям, которые сформулированы в государственных стандартах.

Согласно ГОСТ 183-74 «Машины электрические. Общие технические требования», любая электрическая машина должна быть сконструирована таким образом, чтобы она могла надежно эксплуатироваться в номинальном режиме работы, для которого она предназначена (стандартизованы также предельные условия, в которых машина эксплуатируется: температура газообразной охлаждающей среды 40 °С, высота над уровнем моря не более 1000 м). Кроме того, машина должна выдерживать без повреждений перегрузки по току, отклонения напряжения, повышение частоты вращения, а также токи, напряжения и электромагнитные моменты при пуске в режиме двигателя и при различных переходных процессах, величины которых оговорены в указанном ГОСТ. Правильность выбора материалов и размеров активных и конструктивных частей проверяется при электромагнитном расчете, а также при расчете изоляции, механическом расчете напряжений и деформаций (гл. 34), гидравлическом (гл. 36) и тепловом (гл. 35) расчетах системы охлаждения. Изоляция между витками должна быть рассчитана на напряжение между витками, корпусная изоляция должна выдерживать напряжение между проводниками обмоток и сталью заземленного магнитопровода.

Конструкция и технология изготовления изоляции (изоляционные и пропиточные материалы, изоляционные расстояния, радиусы закругления проводников и т.п.) должны быть выбраны таким образом, чтобы максимальная напряженность электрического поля в изоляции при наибольшем рабочем напряжении не превосходила допустимых значений и тем самым обеспечивалась длительная электрическая прочность изоляции. Должна быть проверена также кратковременная электрическая прочность изоляции, под которой понимается способность многократно выдерживать воздействующие на нее атмосферные и коммутационные перенапряжения. Электрическая прочность и сопротивление изоляции машин проверяются во время испытаний корпусной и витковой изоляции [13], которые они должны выдерживать без повреждений.

Изоляция обмотки должна обладать достаточной механической прочностью при всех возможных видах механических воздействий при монтаже и в эксплуатации (статических, ударных, вибрационных). Требования к механической прочности изоляции облегчаются в связи с тем, что электромагнитные силы, передаваемые от проводни-

Таблица 32.1. **Температура обмоток, °С, при изоляции различного класса нагревостойкости**

Температура, °С	Класс нагревостойкости изоляции				
	A	E	B	F	H
Предельно допустимая для материала изоляция	105	120	130	155	180
Средняя допустимая для обмотки	100	115	120	140	165

ков к стенкам пазов в тангенциальном направлении, незначительны (§ 29.3) (главную роль играют пульсирующие силы от взаимодействия токов с полем рассеяния, прижимающие проводники ко дну паза).

Допустимая температура, при которой обеспечиваются электрическая и механическая прочность изоляции и ее нагревостойкость (способность сохранить свои свойства без существенных изменений в течение 15—30 лет), зависит от класса нагревостойкости, к которому относится изоляция (табл. 32.1). Более подробные сведения о предельно допустимой температуре обмоток при различных способах ее определения приводятся в [13, § 15.4].

При изготовлении электрических машин употребляются в основном следующие изоляционные материалы:

класса А — волокнистые материалы из целлюлозы, хлопка или шелка, пропитанные в жидком органическом изоляционном материале;

класса Е — некоторые синтетические пленки;

класса В — материалы на основе слюды (в том числе на органических подложках), асбеста или стекловолокна, применяемые с органическими связующими и пропитывающими составами;

класса F — материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые в сочетании с синтетическими связующими и пропитывающими составами;

класса Н — материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые в сочетании с кремнийорганическими связующими и пропитывающими составами.

При проектировании электрических машин подробные расчеты изоляции обычно не делаются, а используются проверенные в эксплуатации изоляционные конструкции на различные напряжения.

Глава тридцать третья
КОНСТРУКТИВНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

33.1. Конструктивные исполнения по способу монтажа

Классификация и условное обозначение электрических машин по конструктивному исполнению и способу монтажа устанавливается ГОСТ 2479-79.

Условное обозначение электрической машины состоит из буквенной части IM и следующих за ней четырех цифр. Первая цифра является номером группы, в которую входит машина по конструктивному исполнению. Условные обозначения каждой группы приведены в табл. 33.1. В каждой из девяти групп машины подразделяются в зависимости от способа монтажа (вторая и третья цифры в условном обозначении). Количество и исполнение концов вала обозначается четвертой цифрой. Условные обозначения концов вала приводятся в табл. 33.2.

Пример условного обозначения электрической машины с двумя подшипниковыми щитами, на лапах, с горизонтальным валом и одним цилиндрическим концом вала: IM1001.

Таблица 33.1. **Группы конструктивных исполнений электрических машин**

Условное обозначение группы	Конструктивное исполнение машин
IM1	Машины на лапах с подшипниковыми щитами
IM2	Машины на лапах с подшипниковыми щитами, с фланцем на подшипниковом щите (или щитах)
IM3	Машины без лап с подшипниковыми щитами, с фланцем на одном подшипниковом щите
IM4	Машины без лап с подшипниковыми щитами, с фланцем на станине
IM5	Машины без подшипников
IM6	Машины с подшипниковыми щитами и стояковыми подшипниками
IM7	Машины со стояковыми подшипниками (без подшипниковых щитов)
IM8	Машины с вертикальным валом, не охватываемые группами от IM1 до IM4
IM9	Машины специального исполнения по способу монтажа

Таблица 33.2. **Исполнение концов вала**

Условное обозначение	Исполнение концов вала
0	Без конца вала
1	С одним цилиндрическим концом вала
2	С двумя цилиндрическими концами вала
3	С одним коническим концом вала
4	С двумя коническими концами вала
5	С одним фланцевым концом вала
6	С двумя фланцевыми концами вала
7	С фланцевым концом вала на стороне привода и цилиндрическим концом вала на противоположной стороне
8	Все прочие исполнения концов вала

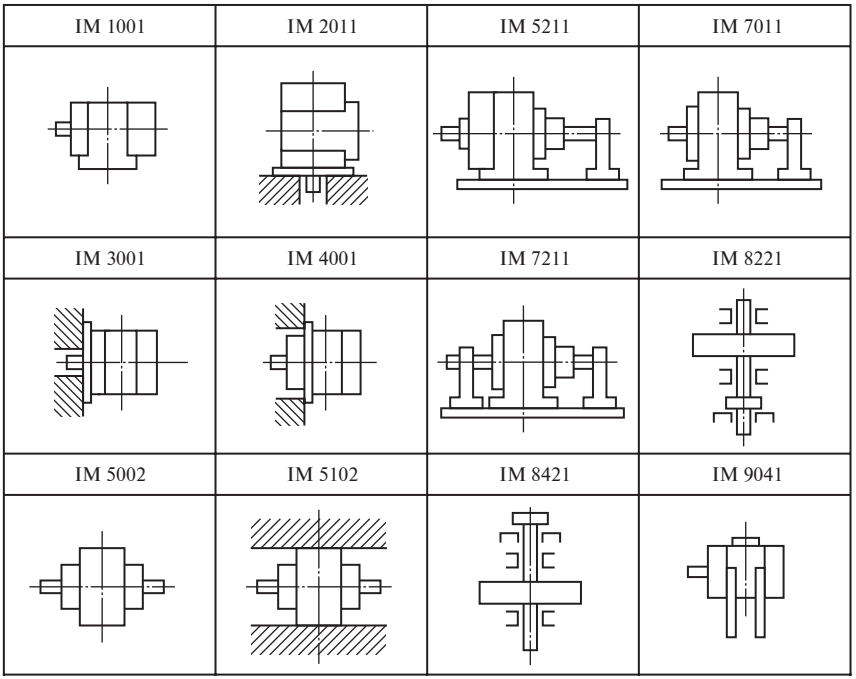


Рис. 33.1. Наиболее распространенные конструктивные исполнения электрических машин по способу крепления к фундаменту, расположению оси вала и конструкции подшипниковых узлов (см. табл. 33.2)

Наиболее распространенные по конструктивному исполнению и способу монтажа виды электрических машин схематически изображены на рис. 33.1.

33.2. Конструктивные исполнения по способу защиты от внешних воздействий

По степени защиты персонала от соприкосновения с токоведущими и движущимися частями, находящимися внутри машины, и попадания посторонних тел внутрь машины, а также степени защиты от проникновения воды внутрь машины имеются следующие исполнения.

1. Машина открытая электрическая (IP00).

2. Машина, защищенная от прикосновения и попадания посторонних предметов (IP10, IP20).

3. Машина, защищенная от капель воды (IP01), от прикосновения и попадания посторонних предметов (IP11, IP21, IP12, IP22, IP13, IP23, IP43).

4. Машина, защищенная от брызг, прикосновения и попадания посторонних предметов (IP44, IP54).

5. Машина, защищенная от водяных струй, прикосновения, попадания посторонних предметов и отложений пыли (IP55).

6. Машина, защищенная от захлестывания морской волной на палубе корабля, прикосновения, попадания посторонних предметов и отложений пыли (IP56).

7. Машина, защищенная от проникновения воды внутрь при кратковременном погружении в воду (IP57).

8. Машина, защищенная от проникновения воды внутрь при неограниченно длительном погружении в воду (IP58).

Кроме того, выпускаются машины, предназначенные для работы во взрывоопасной среде и в особых климатических условиях.

1. Взрывозащищенная машина для работы во взрывоопасной среде и устроенная таким образом, что при взрыве газов внутри машины возникающее пламя не может проникнуть в окружающую среду.

2. Влагостойкая электрическая машина для работы при большой влажности.

3. Холодостойкая электрическая машина для работы при возможном образовании инея.

4. Химостойкая машина для работы при воздействии химических реагентов.

5. Тропикостойкая электрическая машина для работы при возможном образовании плесневых грибов.

33.3. Конструктивные исполнения по способам охлаждения

По способу охлаждения электрические машины могут быть классифицированы по нескольким признакам.

I. В зависимости от наличия или отсутствия вентилятора различают:

1) машины с естественным охлаждением, не имеющие специальных вентиляторов (циркуляция охлаждающего воздуха осуществляется за счет вентилирующего действия вращающихся частей машины и явления конвекции). Этот тип охлаждения применяется обычно в открытых машинах;

2) машины с искусственным охлаждением за счет вытяжной (рис. 33.2, *е*) или нагнетательной (рис. 33.2, *а*, *б*, *г*, *д*) вентиляции, в которых движение охлаждающего газа (обычно воздуха) или жидкости обеспечивается специальным вентилятором. Машины с искусственным охлаждением могут быть подразделены на следующие группы:

машины с самовентиляцией, имеющие вентилятор на валу (защищенные или закрытые, рис. 33.2, *а*, *г*, *ж*);

машины с независимой вентиляцией, вентилятор которых приводится во вращение посторонним двигателем (обычно закрытые, рис. 33.2, *д*, *е*).

II. В зависимости от того, какие части в машинах с искусственным охлаждением обдуваются воздухом, различают:

1) обдуваемые машины (рис. 33.2, *а*) — закрытые машины, в которых осуществляется принудительное охлаждение только внешней наружной поверхности машины, иногда специально развитой при помощи выступающих ребер;

2) продуваемые машины (рис. 33.2, *б*, *г*, *ж*) — защищенные или закрытые машины, в которые воздух попадает извне, омывает нагретые поверхности активных частей (обмоток и магнитопровода) и затем выбрасывается наружу.

В обдуваемых закрытых машинах обычно при помощи встроенных вентиляторов усиливают циркуляцию воздуха внутри машин для интенсификации переноса тепла от активных частей, в которых выделяются потери, к частям, наружная поверхность которых охлаждается внешним обдувом (закрытые машины средней мощности для работы в пыльных помещениях, рис. 33.2, *в*).

III. В зависимости от направления движения охлаждающей среды относительно активных частей в машинах с внутренней вентиляцией различают:

1) машины с аксиальной вентиляцией (с внутренней вентиляцией, рис. 33.2, *в*);

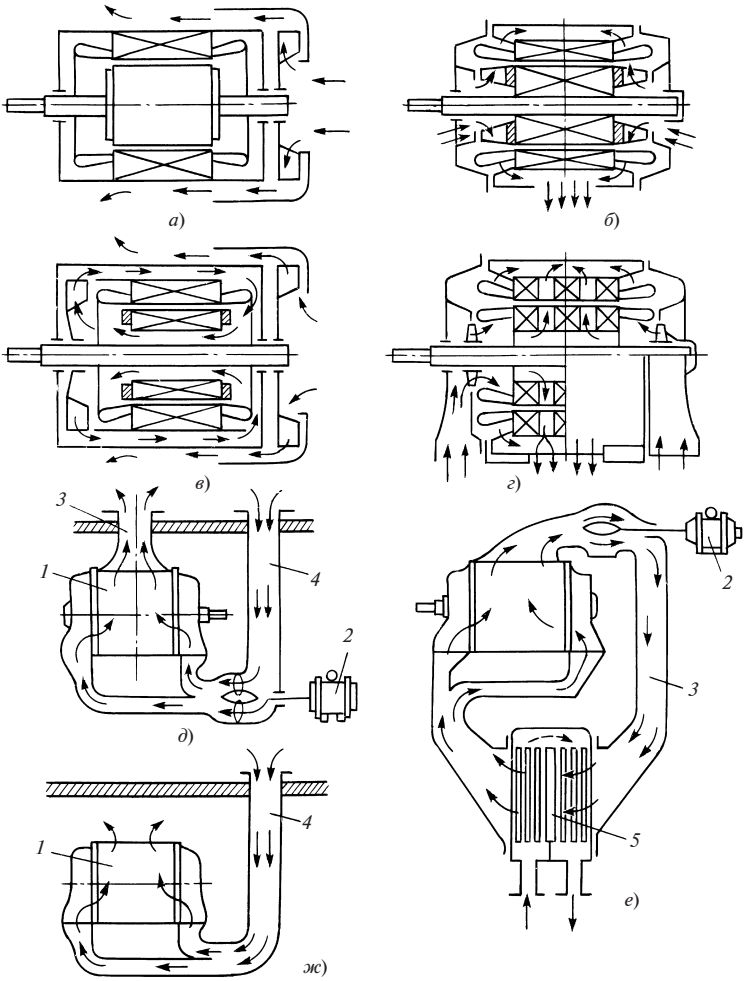


Рис. 33.2. Конструктивные схемы электрических машин с различными способами охлаждения:

а — обдуваемая машина с самовентиляцией; *б*, *г* — продуваемая машина с самовентиляцией; *в* — обдуваемая машина с встроенным вентилятором; *д* — машина с разомкнутой нагнетательной независимой системой вентиляции, с забором воздуха снаружи по трубопроводу и выбросом наружу по трубопроводу; *е* — машина с замкнутой независимой системой вентиляции; *ж* — машина с разомкнутой системой самовентиляции с забором охлаждающего воздуха снаружи; *1* — охлаждаемая машина; *2* — двигатель независимого вентилятора; *3* — трубопровод для нагретого воздуха (газа); *4* — трубопровод для холодного воздуха (газа); *5* — газоохладитель, охлаждаемый водой

2) машины с аксиально-радиальной вентиляцией (рис. 33.2, *г*);

3) машины с радиальной вентиляцией (рис. 33.2, *б*).

IV. В зависимости от способа охлаждения нагретого в машине газа (обычно воздуха) различают:

1) машины с разомкнутой, или протяжной, системой вентиляции — защищенные или закрытые машины, в которых охлаждающий газ засасывается из окружающего помещения или снаружи и выбрасывается в окружающее помещение или наружу.

Для машин малой и средней мощности, работающих в просторных помещениях с чистым воздухом, источником и местом выброса охлаждающего воздуха является помещение, в котором установлена машина (рис. 33.2, *б*, *г*).

Забор воздуха снаружи (из атмосферы) по трубопроводу и выброс его в окружающее помещение применяются в закрытых машинах, работающих в помещениях с загрязненным воздухом (рис. 33.2, *ж*).

Забор воздуха из окружающего помещения и выброс наружу по трубопроводу применяется в мощных машинах во избежание чрезмерного нагрева помещения.

Забор воздуха снаружи (из атмосферы) по трубопроводу и выброс его наружу по трубопроводу применяются в крупных машинах (например, гидрогенераторах), установленных в местностях с чистым воздухом, во избежание чрезмерного нагрева воздуха в помещении и движения его с большой скоростью (рис. 33.2, *д*);

2) машины с замкнутой системой вентиляции — закрытые машины, в которых циркулирует постоянный объем воздуха или другого газа, например водорода, охлаждаемого в газоохладителе водой (рис. 33.2, *е*); газоохладитель иногда встраивается в машину.

V. В зависимости от того, какое вещество применено в качестве охлаждающей среды, различают машины с воздушным, водородным, масляным и водяным охлаждением. В одной машине могут быть применены одновременно несколько охлаждающих веществ (например, водородное охлаждение ротора и масляное охлаждение статора турбогенератора).

Если охлаждение обеспечивается за счет испарения жидкости, то система охлаждения называется испарительной.

VI. В зависимости от способа охлаждения обмоток различают:

1) машины с косвенным (поверхностным) охлаждением, при котором охлаждающий газ или жидкость непосредственно не соприкасается с проводниками обмотки;

2) машины с непосредственным (внутренним) охлаждением, при котором охлаждающий газ или жидкость либо соприкасается с проводниками обмотки, либо протекает по специальным охлаждающим каналам, выполненным в виде встроенных в обмотку тонкостенных

коробок из немагнитного материала, покрытых тонким слоем изоляции. Система внутреннего охлаждения применяется в высокоиспользованных электрических машинах большой мощности, например крупных турбо- и гидрогенераторах, особо мощных и уникальных асинхронных короткозамкнутых двигателях (§ 62.1).

33.4. Исполнения машин по уровню шума

По уровню шума (звука) при работе электрические машины условно разделяются на следующие группы:

бесшумные машины — при $D < 35$ дБ по шкале А;

малошумные машины — при $35 < D < 55$ дБ;

нормальные машины — при $55 < D < 75$ дБ.

В целях уменьшения уровня общего шума машины воздействуют на его отдельные составляющие:

вентиляционный шум, возбуждаемый аэродинамическими факторами, причиной которого является создаваемое ротором и вентилятором турбулентное движение окружающего газа (воздуха, водорода);

магнитный шум, возбуждаемый колебаниями статора и ротора под воздействием электромагнитных сил;

механический шум, возбуждаемый вибрациями подшипников и других частей машины, включая их фундамент.

Уровень звука (шума) измеряется в децибелах (дБ) и определяется по формуле

$$D = 10 \log \frac{I}{I_0} = 20 \log \frac{p}{p_0},$$

в которой I — сила звука; p — звуковое давление; $I_0 = 10^{-12}$ Вт/м^2 и $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Па соответствует порогу восприятия человеческого уха.

Глава тридцать четвертая
МЕХАНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

34.1. Механический расчет деталей, по которым передается механическая мощность

Электрическая машина должна быть сконструирована таким образом, чтобы все ее детали обладали достаточной механической прочностью и правильно выбранной жесткостью, при которых они могут воспринять без повреждений воздействующие на них силы при допустимых деформациях. Прочность и жесткость деталей машины проверяются при механическом расчете, который сводится к определению механических напряжений и деформаций деталей под действием сил или моментов той или иной природы (механических, центробежных, электромагнитных).

Рассмотрим сначала механический расчет деталей, по которым передается поток механической мощности.

Поток механической мощности передается к зоне преобразования, где он превращается в электрическую мощность (см. рис. 32.1) через цепочку сопряженных деталей, в которую входят полумуфта *9*, вал *17*, ярмо ротора *18* и полюса *3*. Разберем подробнее природу образования потока механической мощности вдоль вала машины. В установившемся режиме (например, режиме генератора) на вал действуют взаимно уравновешенные вращающие моменты: внешний момент $M_{\text{вш}}$ (стрелка *53*), приложенный к его правой стороне и направленный в сторону вращения, и электромагнитный момент M (стрелки *54*), переданный через ярмо ротора и направленный в противоположную сторону. Элемент вала вблизи сечения I—I показан крупнее на рис. 34.1.

Воздействие этих вращающих моментов приводит вал в механически напряженное состояние. Вращающий момент от части вала, расположенной левее сечения I—I, передается к правой части вала через касательные механические напряжения τ_γ, приложенные к элементам $\mathrm{d}S$ этого сечения. Напряжения пропорциональны расстоянию элемента $\mathrm{d}S = (R\,\mathrm{d}\gamma)\mathrm{d}R$ от оси вала R и достигают наибольшего значения τ_0 на его наружной поверхности:

$$\tau_\gamma = -\tau_0 R / R_0.$$

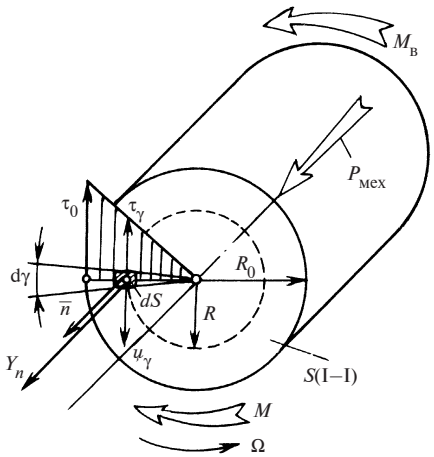


Рис. 34.1. Поток механической мощности, передаваемый вращающимся валом

Сумма элементарных вращающих моментов $\mathrm{d}M = R|\tau_\gamma \mathrm{d}S|$ должна быть равна вращающему моменту M:

$$M = \int\limits_{S_{I-I}} \mathrm{d}M = \frac{\tau_0}{R_0} \int\limits_0^{2\pi} \mathrm{d}\gamma \int\limits_0^{R_0} R^3 \mathrm{d}R = \tau_0 \left| \frac{\pi R_0^3}{2} \right|.$$

Максимальное касательное напряжение в сечении вала

$$\tau_0 = 2M/(\pi R_0^3), \qquad (34.1)$$

где πR_0^3 — удвоенный момент сопротивления сечения при кручении.

Это напряжение в номинальном режиме не должно превосходить допустимых напряжений для материала вала, и в зависимости от марки стали и условий работы выбирается в пределах от 40 до 100 МПа*.

Поток механической мощности через единицу поверхности сечения вращающегося тела (например, сечения I—I вала) определяется проекцией вектора Умова на внешнюю нормаль к этой поверхности.

Эта проекция вектора Умова определяется произведением тангенциальной составляющей $\tau_\nu = 2MR/(\pi R_0^4)$ *механического напряжения в данном элементе поверхности dS на тангенциальную составляющую* $\upsilon_\gamma = R\Omega$ *линейной скорости перемещения элемента*

$$У_n = -\upsilon_\gamma \tau_\gamma = -\frac{2R^2 \Omega M}{\pi R_0^4}.$$

Полный поток мощности $P_{мех}$ через поверхность S, отделяющую одну часть вращающегося тела от другой, определяется путем суммирования элементарных потоков мощности $У_n \mathrm{d}S$ по всей поверхности S.

* 1 МПа = 10^6 Н/м^2.

Нетрудно убедиться в том, что поток вектора Умова через сечение вала

$$P_{\text{мех}} = \int\limits_S \text{У}_n \, \mathrm{d}S = \int\limits_0^{2\pi} \mathrm{d}\gamma \int\limits_0^{R_0} \text{У}_n R \, \mathrm{d}R = -M\Omega = M_{\text{в}}\Omega$$

равен передаваемой через вал механической мощности $M_{\text{в}}\Omega$.

Пример 34.1. При $M = 130{,}5$ Дж, $\Omega = 157$ рад/с, $R = R_0 = 0{,}0325$ м найти максимальное напряжение в сечении вала τ_0 и максимальное значение проекции вектора Умова на внешнюю нормаль к этому сечению У_n.

Воспользуемся выражением (34.1) и определим:

$$\tau_0 = 2M/(\pi R_0^3) = 2{,}42 \cdot 10^6 \text{ Па};$$

$$\text{У}_n = -2\Omega M/(\pi R_0^2) = 12{,}3 \cdot 10^6 \text{ Вт/м}^2.$$

34.2. Расчет крепления вращающихся элементов ротора

При работе машины на вращающиеся элементы ротора (полюсы, зубцы магнитопровода, катушки обмоток) действуют радиально направленные центробежные силы

$$C = mR\Omega^2, \tag{34.2}$$

где m — масса элемента; R — радиус его центра тяжести; $\Omega_{\text{п}} = 2\pi n_{\text{п}}/60$, 1/с — повышенная угловая скорость ротора; $n_{\text{п}} = k_{\text{п}} n_{\text{ном}}$, 1/мин — повышенная частота вращения; $k_{\text{п}}$ — кратность повышенной частоты вращения; Ω — угловая скорость ротора. В формуле $R\Omega^2$ — центростремительное ускорение.

Крепление элемента должно без повреждений выдерживать центробежную силу, возникающую при *повышенной частоте вращения* $n_{\text{п}}$.

Так, сечение зубца $b_Z l_Z$ в месте его сопряжения с ярмом (рис. 34.2) должно быть выбрано таким образом, чтобы напряжение растяжения $\sigma_Z = C_Z/(b_Z l_Z)$ от центробежных сил $C_Z = m_Z R_Z \Omega_{\text{п}}^2$, действующих на зубец, провода и изоляцию в пазу, а также клин не превосходило допустимых (для сплошных зубцов до 0,5 предела текучести материала).

На ярмо ротора действуют собственная центробежная сила

$$C_a = m_a R_a \Omega_{\text{п}}^2$$

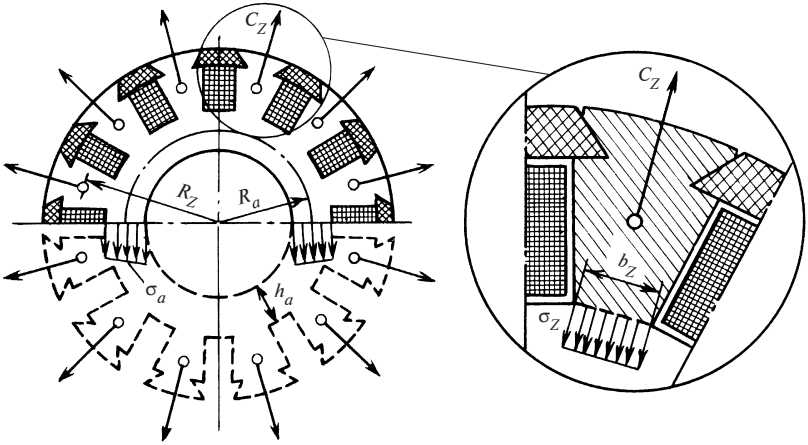


Рис. 34.2. Напряжения в элементах ротора от центробежных сил

и сумма центробежных сил, воспринимаемых зубцами,

$$\Sigma C_Z = ZC_Z = Zm_Z R_Z \Omega_{\text{п}}^2,$$

где m_a — масса ярма; m_Z — масса зубца, проводов и изоляции в пазу, а также клина; R_a, R_Z — расстояния от оси вращения соответственно до центра тяжести элемента ярма и до центра тяжести зубца; Z — число зубцов.

Выделим верхнюю часть ротора, показанную сплошными линиями на рис. 34.2. Рассмотрим уравнение равновесия сил, воздействующих на ярмо этой части ротора. На элемент ярма в пределах угла $\mathrm{d}\gamma$ воздействует элементарная центробежная сила $\dfrac{C_a + ZC_Z}{2\pi}\mathrm{d}\gamma$. Проекция этой силы на вертикальную ось $\dfrac{C_a + ZC_Z}{2\pi}\cos\gamma\,\mathrm{d}\gamma$. Сумма проекций элементарных центробежных сил в пределах верхней части ротора должна быть равна силам тяжения $2\sigma_a h_a l_a$ со стороны нижней части ротора, показанной штриховой линией:

$$\frac{C_a + ZC_Z}{2\pi}\int_{-\pi/2}^{\pi/2}\cos\gamma\,\mathrm{d}\gamma = 2\sigma_a h_a l_a.$$

Откуда напряжение растяжения в ярме

$$\sigma_a = \frac{C_a + ZC_Z}{2\pi h_a l_a}.$$

Напряжение σ_a не должно превышать допустимого значения (не более 0,7—0,9 предела текучести).

Пример 34.2. При $n_{ном} = 1500$ 1/мин; $k_п = 1, 2$; $Z = 36$; $m_Z = 0{,}612$ кг; $m_a = 11{,}9$ кг; $R_Z = 0{,}083$ м; $R_a = 0{,}0512$ м; $b_Z = 0{,}0053$ м; $l_a = l_Z = 0{,}171$ м; $h_a = 0{,}027$ м найти центробежные силы, воспринимаемые зубцами, центробежную силу ярма и механические напряжения в основании зубцов и ярме.

Решим пример следующим образом: $n_п = k_п n_{ном} = 1800$ 1/мин; $\Omega_п = 2\pi n_{ном}/60 = 188{,}5$ 1/с; $C_Z = m_Z R_Z \Omega_п^2 = 1805$ Н; $C_a = m_a R_a \Omega_п^2 = 21\,650$ Н; $\sigma_Z = C_Z/(b_Z l_Z) = 1{,}99 \cdot 10^6$ Па; $\sigma_a = (C_a + ZC_Z)/(2\pi h_a l_a) = 2{,}99 \cdot 10^6$ Па.

34.3. Расчет вала при воздействии сил веса ротора и магнитного притяжения

Рассмотрим машину с горизонтальным валом, имеющим диаметр $2R_0$ (рис. 34.3). Предположим, что ротор располагается посередине между подшипниками, расстояние между которыми равно l. Зная вес ротора G, можно найти прогиб вала по середине его длины [7]:

$$y_G = G/K, \tag{34.3}$$

где $K = 48EJ/l^3$ — жесткость вала при деформации изгиба; $E = 2{,}06 \cdot 10^{11}$ Па — модуль упругости для стальных валов; $J = \pi R_0^4/4$ — экваториальный момент инерции сечения вала.

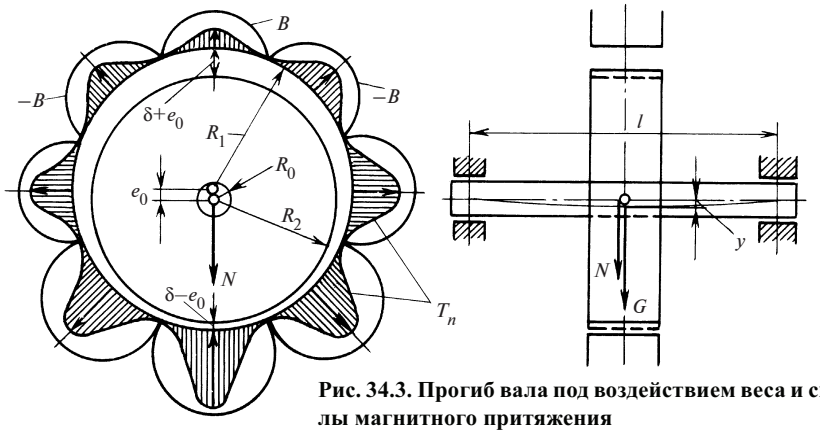


Рис. 34.3. Прогиб вала под воздействием веса и силы магнитного притяжения

В зазоре возбужденной машины существует магнитное поле, и на каждый элемент наружной поверхности ротора $\mathrm{d}S$ действует дополнительная сила магнитного тяжения $T_n \mathrm{d}S$, пропорциональная натяжению в магнитном поле (29.7):

$$T_n = B^2 / 2\mu_0, \tag{34.4}$$

где B — индукция в зазоре на поверхности ротора; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная.

При концентричном расположении ротора, когда зазор по всей окружности одинаков и равен δ, силы магнитного тяжения, приложенные к диаметрально расположенным элементам ротора, взаимно уравновешиваются (при периодическом поле индукции в этих элементах одинаковы).

При эксцентричном расположении ротора, когда его ось смещена по отношению к оси статора на расстояние e_0 и зазор изменяется в пределах от $\delta_{\max} = \delta + e_0$ до $\delta_{\min} = \delta - e_0$, индукция в диаметрально расположенных точках не одинакова.

Магнитодвижущая сила обмоток в этом случае по-прежнему представляется периодической кривой, а амплитуда индукции оказывается обратно пропорциональной зазору:

$$B_{\max} = \frac{F_1 \mu_0}{(\delta - e_0) k_\delta};$$

$$B_{\min} = \frac{F_1 \mu_0}{(\delta + e_0) k_\delta}.$$

Распределение индукции B в зазоре четырехпериодной машины показано на рис. 34.3. Там же дана удельная сила магнитного тяжения T_n.

Видно, что удельные силы магнитного тяжения, действующие на нижнюю половину ротора, больше, чем силы, действующие на верхнюю половину ротора, и при суммировании этих сил оказывается, что к ротору приложена *односторонняя сила радиального магнитного притяжения*

$$N_0 = K_0 e_0, \tag{34.5}$$

где $K_0 = \frac{\pi}{2}\left(\frac{B}{2\mu_0}\right)\frac{Dl}{\delta} = 3 \cdot 10^5 \frac{Dl_\delta}{\delta}$ — удельная сила магнитного одностороннего притяжения при средней амплитуде индукции в зазоре около 0,7 Тл; D — диаметр ротора; l_δ — расчетная длина; δ — средний зазор.

Наиболее неблагоприятен случай, когда ротор смещен вертикально вниз и сила магнитного притяжения N совпадает по направлению с силой веса ротора G.

Под действием силы одностороннего магнитного притяжения ротор еще более смещается вниз, эксцентриситет увеличивается, возрастает и сама сила одностороннего притяжения. В результате устанавливаются такая сила одностороннего притяжения по (34.5) $N = K_0(e_0 + y)$ и прогиб y, при которых эта сила и сила веса уравновешиваются силой реакции деформированного вала yK [см. (34.3)]:

$$N + G = yK \text{ или } K_0(e_0 + y) + G = yK.$$

Решая уравнение, найдем установившийся прогиб вала:

$$y = \frac{K_0 e_0 + G}{K - K_0}. \qquad (34.6)$$

Размеры вала должны выбираться таким образом, чтобы он обладал достаточной жесткостью K, а его прогиб составлял не более 10 % зазора ($y \le 0{,}1\delta$). Начальный эксцентриситет, вызванный неточностью сборки и износом подшипников, принимается равным 10 % зазора. Кроме того, вал должен быть проверен на прочность под действием изгибающего момента от сил $N = K_0(e_0 + y)$ и G. Напряжение в валу от этого изгибающего момента

$$\sigma = \frac{(N + G)l}{4W_э}, \qquad (34.7)$$

где $W_э = \pi R_0^3 / 4$ — экваториальный момент сопротивления.

При вращении вала это напряжение изменяется циклично с частотой вращения вала. Поэтому допустимое напряжение выбирается с учетом усталостных явлений и не должно превосходить $80 \cdot 10^6$ Па для Ст. 5 (примерно 50 % предела усталости при растяжении).

При расчете вала необходимо определить так называемую *критическую угловую скорость вращения вала* $\Omega_к$, которая совпадает с угловой частотой собственных поперечных (изгибных) колебаний вала и при которой наступает явление резонанса.

Частота собственных поперечных колебаний вала возрастает с увеличением жесткости вала K (34.3) и падает с увеличением массы ротора m. С увеличением одностороннего магнитного притяжения эта частота снижается. Как показано в [7], частота собственных коле-

баний вала определяется прогибом вала $y_к$ по (34.6) под действием сил веса и магнитного притяжения при $e_0 = 0$:

$$f_к = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{g}{y_к}},$$

где $y_к = G/(K - K_0)$; $g = 9{,}81$ м/с^2 — ускорение свободного падения.

Эта частота совпадает с частотой вращения f при критической угловой скорости*

$$\Omega_к = 2\pi f_к = \sqrt{g/y_к}. \qquad (34.8)$$

Возникающие при этой частоте вращения резонансные колебания вала могут иметь недопустимо большие амплитуды. Поэтому жесткость вала K (34.3) должна быть выбрана таким образом, чтобы критическая частота вращения не менее чем на 30 % отличалась от номинальной.

Более подробно механические расчеты электрических машин изложены в [39, 40].

Пример 34.3. При $G = 550$ Н; $R_0 = 0{,}0325$ м; $l = 0{,}45$ м; $D = 0{,}200$ м; $l_\delta = 0{,}186$ м; $\delta = 0{,}7 \cdot 10^{-3}$ м; $e_0 = 0{,}1\delta$; $B_\delta = 0{,}74$ Тл найти прогиб вала, напряжение изгиба в валу и критическую угловую скорость вращения.

Прогиб вала определим по (34.6):

$$y = (k_0 e_0 + G)/(K - K_0) = 2{,}36 \cdot 10^{-5} \text{ м},$$

где $K = 48EJ/l^3 = 0{,}095 \cdot 10^9$ Н/м;

$$K_0 = \frac{\pi B_\delta^2 D l_\delta}{4\mu_0 \delta} = 0{,}0181 \cdot 10^9 \text{ Н/м}; \; e_0 = 0{,}1\delta = 0{,}7 \cdot 10^{-4} \text{ м};$$

$$J = \pi R_0^4/4 = 8{,}76 \cdot 10^{-7} \text{ м}^4.$$

Напряжение изгиба в валу по (34.7):

$$\sigma = (N + G)l/(4W_э) = 9{,}35 \cdot 10^6 \text{ Па},$$

где $N = k_0(e_0 + y) = 1694$ Н; $W_э = \pi R_0^3/4 = 2{,}7 \cdot 10^{-5}$ м^3.

Критическая угловая скорость вращения по (34.8):

$$\Omega_к = \sqrt{g/y_к} = 1171 \text{ рад/с},$$

где $y_к = G/(K - K_0) = 7{,}15 \cdot 10^{-6}$ м.

* Формула пригодна для расчетов при горизонтальном или вертикальном расположении вала.

Глава тридцать пятая
ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ

35.1. Принципиальная схема системы охлаждения электрической машины

Преобразование энергии в электрической машине неизбежно связано с потерями, выделяющимися в виде тепла (тепловой энергии) в ее активных, а также конструктивных частях. Для удаления выделяющегося тепла за пределы машины предусматривается охлаждение при помощи охлаждающего агента (газа или жидкости), который непрерывно прогоняется сквозь машину.

Система охлаждения машины состоит из каналов внутри машины, по которым перемещается охлаждающая среда (газ или жидкость), и вентилятора или насоса, который создает напор, необходимый для циркуляции охлаждающей среды. В замкнутых системах охлаждения, в которых циркулирует постоянное количество газа (или жидкости), имеются также теплообменники-охладители, предназначенные для охлаждения газа (или жидкости) и удаления тепла во внешнюю среду.

Типичная система охлаждения электрической машины представлена на рис. 35.1. Холодный газ (чаще всего воздух), имеющий температуру Θ_1, поступает в машину с левой стороны и проходит через нее в осевом направлении через зазор между статором и ротором и каналы *6*. Перемещаясь внутри машины, газ омывает нагретые части машины (проводники обмоток *1*, *2* и магнитопроводы *3*, *4*) и постепенно нагревается за счет тепла, которое передается ему от нагретых частей (потоки тепла показаны стрелками *8*, *9*, *10* и т.д.).

Увеличение температуры газа при движении по охлаждающему тракту может быть выражено через расход газа (жидкости) Q и его объемную удельную теплоемкость c_v, Дж/(м^3 · К) (табл. 35.1):

$$\Theta_2 - \Theta_1 = \Sigma P_i / (c_v Q),$$

где ΣP_i — суммарные средние потери, удаляемые охлаждающим газом.

Необходимый для циркуляции газа напор создается вентилятором *5*, который может быть укреплен на валу машины. В установившемся

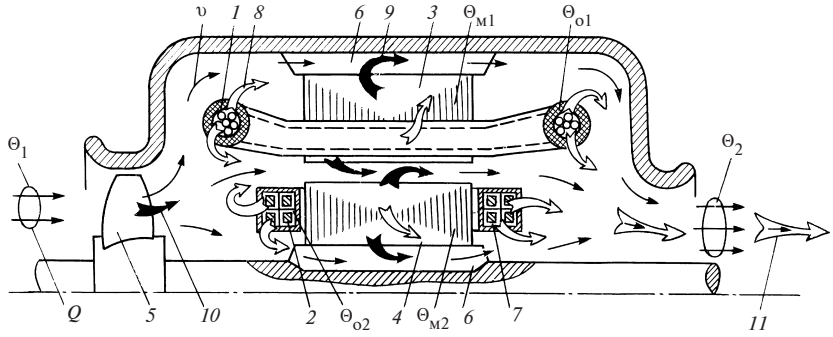


Рис. 35.1. Схема системы охлаждения электрической машины:

1 — проводник обмотки статора; *2* — проводник обмотки ротора; *3* — магнитопровод статора; *4* — магнитопровод ротора; *5* — вентилятор, осуществляющий циркуляцию охлаждающего газа через машину; *6* — каналы для циркуляции охлаждающего газа; *7* — корпусная изоляция обмоток статора и ротора; *8* — электрические потери в обмотке, выделяющиеся в виде тепла (незатушеванные стрелки); *9* — потери на перемагничивание магнитопроводов, выделяющиеся в виде тепла (затушеванные стрелки); *10* — механические потери на трение вращающихся частей (заштрихованные стрелки); *11* — потери, удаляемые охлаждающим газом; Q — расход охлаждающего газа; Θ_1 и Θ_2 — температура охлаждающего газа соответственно на входе в машину и на выходе из нее; $\Theta_{о1}$, $\Theta_{о2}$, $\Theta_{м1}$, $\Theta_{м2}$ — температура проводов обмотки статора и ротора, магнитопроводов статора и ротора; υ — скорость и направление движения охлаждающего газа

Таблица 35.1. **Объемная удельная теплоемкость и плотность некоторых газов и жидкостей**

Вещество	c_υ, Дж/(м^3 · К)	γ, кг/м^3
Воздух (0 °С; 10^5 Па)	$1{,}1 \cdot 10^3$	1,29
Водород (0 °С; 10^5 Па)	$1{,}1 \cdot 10^3$	0,0898
Вода при 15 °С	$4{,}14 \cdot 10^6$	999
Масло трансформаторное при 15 °С	$1{,}54 \cdot 10^6$	850

тепловом режиме температуры ($\Theta_{о1}$, $\Theta_{о2}$, $\Theta_{м1}$, $\Theta_{м2}$ на рис. 35.1) частей, в которых выделяются потери, настолько превышают температуру охлаждающего агента, что все тепло, выделяющееся в этих частях, передается охлаждающей среде и удаляется вместе с ней из машины.

Определение температуры частей машины, в которых выделяются потери (обмоток, магнитопровода), является предметом *теплового расчета машины*.

35.2. Передача тепла от нагретого тела в окружающую среду

В основу теплового расчета машины положены законы термодинамики. Пусть температура тела равна Θ, температура охлаждающей среды Θ_0, тогда превышение температуры тела над температурой охлаждающей среды

$$\Delta\Theta = \Theta - \Theta_0.$$

Мощность теплового потока P_R (т.е. количество тепловой энергии, передаваемой от тела в охлаждающую среду в единицу времени), как установлено опытным путем, пропорциональна *превышению температуры* тела над температурой среды и обратно пропорциональна *термическому сопротивлению* R, °С/Вт, между телом и охлаждающей средой

$$P_R = \Delta\Theta/R. \qquad (35.1)$$

Если тепло передается путем теплопроводности через оболочку, охватывающую тело (твердую, жидкую или газообразную), то *термическое сопротивление оболочки*

$$R_\lambda = \delta / S\lambda, \qquad (35.2)$$

где λ — теплопроводность материала оболочки; S — поверхность оболочки, через которую проходит тепловой поток; δ — толщина оболочки в направлении теплового потока.

Термическое сопротивление многослойной оболочки определяется как сумма сопротивлений ее слоев

$$R_\lambda + R_{\lambda 1} + R_{\lambda 2} + \ldots = \frac{\delta_1}{S_1\lambda_1} + \frac{\delta_2}{S_2\lambda_2} + \ldots$$

Термическое сопротивление оболочки изменяется в широких пределах в зависимости от теплопроводности материала, из которого она образована (табл. 35.2).

Как видно из таблицы, теплопроводность металлов существенно превышает теплопроводность изоляционных материалов. Особенно малой теплопроводностью обладают неподвижные газы в тонких слоях.

Термическое сопротивление при переходе тепла от оболочки нагретого тела к охлаждающей среде (газу, жидкости)

$$R_\alpha = 1 / \alpha_v S \qquad (35.3)$$

обратно пропорционально коэффициенту теплопередачи α_v и площади охлаждаемой поверхности S.

Таблица 35.2. **Теплопроводность некоторых материалов**

Материал	λ, Вт/(м · К)
Медь	385
Алюминий	200
Сталь электротехническая (вдоль слоев)	20—45
Сталь электротехническая лакированная (поперек слоев)	1,2—1,5
Слюда	0,36
Асбест	0,2
Электроизоляционный картон	0,17
Стекло	0,11
Изоляция паза (класс В)	0,16
Трансформаторное масло	0,12—0,17
Неподвижный воздух (в тонких слоях)	0,025
Водород	0,017

Коэффициент теплопередачи α_v зависит от свойств среды (ее плотности и вязкости), скорости перемещения среды v и характера движения среды в канале, примыкающем к оболочке.

Коэффициент теплопередачи для жидкой охлаждающей среды значительно выше, чем для газообразной. С ростом скорости коэффициент теплопередачи возрастает, причем особенно заметно он увеличивается при переходе от ламинарного движения среды к турбулентному.

При ориентировочных тепловых расчетах электрических машин с воздушным охлаждением коэффициент теплопередачи можно определить по формуле

$$\alpha_v = \alpha(1 + k\sqrt{v}), \qquad (35.4)$$

где α — коэффициент теплопередачи, характеризующий излучение и конвекцию в спокойном воздухе ($v = 0$), Вт/(м^2 · К) и зависящий от свойств охлаждаемой поверхности. Для лакированных поверхностей $\alpha = 12 \div 16$ Вт/(м^2 · К), для чистых металлических поверхностей $\alpha = 8 \div 11$ Вт/(м^2 · К); v — скорость воздуха, м/с.

Коэффициент интенсивности обдувания k зависит от равномерности обдувания поверхности, ее формы и т.п. Для охлаждаемых поверхностей в электрических машинах он в среднем равен 0,8.

При использовании в качестве охлаждающей среды водорода коэффициент теплопередачи удается увеличить примерно в 1,35 раза по сравнению с воздухом; при охлаждении дистиллированной водой коэффициент теплопередачи может быть увеличен в 30—60 раз.

Общее термическое сопротивление между нагретым телом и охлаждающей средой суммируется из сопротивления оболочки R_λ и сопротивления при переходе тепла от оболочки к охлаждающей среде R_α:

$$R = R_\lambda + R_\alpha . \qquad (35.5)$$

35.3. Нагревание и охлаждение твердого тела

С точки зрения тепловых явлений электрическая машина представляет собой сложную совокупность твердых тел с источниками тепла. Для того чтобы понять явления, происходящие в машине, рассмотрим сначала процесс нагревания однородного твердого тела, в котором выделяются потери P.

Допустим, что теплопроводность самого тела бесконечно велика ($\lambda_т = \infty$), тогда все точки поверхности этого тела будут иметь одинаковую температуру Θ и одинаковое превышение температуры над охлаждающей средой $\Delta\Theta = \Theta - \Theta_0 = \Theta$ (температура охлаждающей среды для упрощения записи считается равной нулю, $\Theta_0 = 0$). Рассмотрим баланс тепловой энергии в теле (рис. 35.2). Тепловая энергия, выделяющаяся в теле за время $\mathrm{d}t$ и равная $P\,\mathrm{d}t$, частично аккумулируется в теле при повышении его температуры на $\mathrm{d}\Theta$, частично передается охлаждающей среде через термическое сопротивление

$$R = R_\lambda + R_\alpha = \frac{\delta}{S\lambda} + \frac{1}{\alpha_v S} .$$

Если тело имеет массу m и удельную теплоемкость c (табл. 35.3), то для его нагревания на $\mathrm{d}\Theta$ требуется тепло $mc\,\mathrm{d}\Theta$. При превышении температуры тела над охлаждающей средой Θ этой среде передается за время $\mathrm{d}t$ тепло $P_R\,\mathrm{d}t = \frac{\Theta}{R}\,\mathrm{d}t$ (35.1). Записав условие сохранения энергии, получим дифференциальное уравнение нагревания тела

$$P\,\mathrm{d}t = mc\,\mathrm{d}\Theta + \frac{\Theta}{R}\,\mathrm{d}t . \qquad (35.6)$$

Найдем сначала установившееся превышение температуры $\Theta = \Theta_\infty$, при котором все тепло, выделяющееся в теле, передается

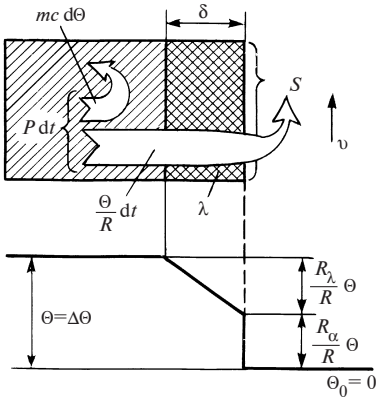


Рис. 35.2. Нагревание твердого тела

Таблица 35.3. **Удельная теплоемкость некоторых материалов**

Материал	c, Дж/(кг · К)
Медь	390
Алюминий	240
Сталь	480
Миканит	925
Асбест	840
Масло трансформаторное	1750
Стекло	850

через сопротивление R и дальнейшее повышение температуры тела прекращается $d\Theta = 0$ (эта температура теоретически достигается через бесконечно большое время $t = \infty$). При этих условиях из (35.6) получим

$$\Theta_\infty = PR. \tag{35.7}$$

Это означает, что установившееся превышение температуры тем больше, чем больше потери и чем хуже условия отдачи тепла (чем больше термическое сопротивление R).

Умножим обе части (35.6) на R и используем (35.7), тогда

$$\Theta_\infty \, dt = T \, d\Theta + \Theta \, dt. \tag{35.8}$$

В этом уравнении величина

$$T = mcR = mc\Theta_\infty / P, \tag{35.9}$$

имеющая размерность времени $\left[\text{кг}\frac{\text{Дж}}{\text{кг} \cdot \text{К}} \cdot \frac{\text{к}}{\text{Вт}} = \text{с}\right]$, называется *постоянной времени нагревания тела*. Постоянная времени тем больше, чем больше теплоемкость тела mc и чем хуже условия охлаждения (чем больше R). В (35.9) числитель $mc\Theta_\infty$ — тепло, аккумулированное в теле при достижении температуры Θ_∞. Поэтому постоянная T в соответствии с (35.9) может пониматься как время, в течение которого тело достигло бы установившегося значения Θ_∞, если бы все потери P шли на нагревание тела, а передача тепла в охлаждающую среду отсутствовала.

Займемся теперь процессом нагревания тела. Предположим, что при $t = 0$ начальное превышение температуры тела над средой равно

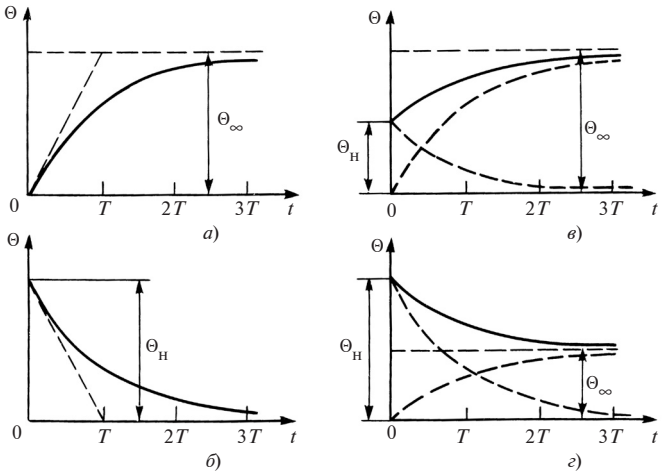


Рис. 35.3. Кривые нагревания и охлаждения твердого тела

$\Theta = \Theta_н$. Разделив переменные в (35.8) и приведя его к виду $\mathrm{d}t/T = \mathrm{d}\Theta/(\Theta_\infty - \Theta)$, получим после интегрирования

$$\frac{t}{T} = -\ln(\Theta_\infty - \Theta) + K. \qquad (35.10)$$

Учтя начальное условие ($\Theta = \Theta_н$ при $t = 0$), найдем $K = \ln(\Theta_\infty - \Theta_н)$. После подстановки постоянной K в (35.10) получим зависимость превышения температуры от времени

$$\Theta = \Theta_\infty(1 - \mathrm{e}^{-t/T}) + \Theta_н \mathrm{e}^{-t/T}. \qquad (35.11)$$

Рассмотрим два важных частных случая. На рис. 35.3, *а* представлена кривая Θ при нагревании тела при $\Theta_н = 0$, когда уравнение нагревания имеет вид

$$\Theta = \Theta_\infty(1 - e^{-t/T}).$$

На рис. 35.3, *б* изображена кривая охлаждения тела, в котором нет выделения тепла $P = 0$, $\Theta_\infty = 0$, имеющего при $t = 0$ превышение температуры $\Theta = \Theta_н$. В этом случае охлаждение тела происходит в соответствии с уравнением

$$\Theta = \Theta_н \mathrm{e}^{-t/T}.$$

Из (35.11) видно, что в общем случае превышение температуры определяется суммой двух членов, один из которых включает Θ_∞, другой $\Theta_н$. Если потери в теле таковы, что $\Theta_\infty > \Theta_н$, то происходит

нагревание тела (рис. 35.3, *в*); если $\Theta_\infty < \Theta_н$, то происходит охлаждение (рис. 35.3, *г*).

Изменение температуры частей во времени приходится рассчитывать в машинах, предназначенных для кратковременных и повторно-кратковременных режимов работы.

В машинах, номинальный режим которых длителен, можно ограничиться расчетом *установившихся температур* активных частей.

35.4. Расчет установившихся температур активных частей

Расчет температуры производится с помощью системы уравнений теплопередачи вида (35.7), составленных с учетом возможных путей прохождения тепловых потоков от нагретых частей к охлаждающей среде.

Предполагаются известными потери, выделяющиеся в машине, термические сопротивления на путях передачи этих потерь, расход охлаждающей среды Q (см. выше), скорости движения охлаждающей среды около охлаждаемых поверхностей v; соответствующие коэффициенты теплопередачи a_v. Должна быть также задана температура охлаждающей среды на входе в систему охлаждения (для машин общего применения [13, § 15.4] $\Theta_1 = 40$ °С).

Удобным инструментом для определения установившихся температур являются *схема тепловых цепей машины*, включающая в себя источники тепла и термические сопротивления элементов, по которым передаются потоки тепла от нагретых частей к охлаждающей среде.

Эта схема составляется по аналогии со схемами электрических цепей и аналогии уравнения теплопередачи (35.7) уравнению напряжений Ома. Термическое сопротивление R является электрическим сопротивлением, мощность тепловых потоков P — электрическими токами, установившееся превышение температуры — напряжением.

В качестве примера составим тепловую схему машины по рис. 35.1 и найдем с ее помощью установившиеся температуры активных частей. Схема показана на рис. 35.4. В верхней ее части представлены тепловые потоки из статора, в нижней — из ротора. Тепловой потенциал ее средней линии равен средней температуре охлаждающей среды

$$\Theta_0 = \frac{\Theta_1 + \Theta_2}{2} = \Theta_1 + \frac{\Sigma P_i}{2 c_v Q}. \qquad (35.12)$$

В этой схеме: $P_{о1}$, $P_{м1}$ — электрические потери в обмотке статора и магнитные потери в статоре; $P_{о2}$, $P_{м2}$ — то же в роторе; R_1 — термическое сопротивление слоя изоляции между обмоткой статора и

магнитопроводом статора (35.2); R_2', R_2'' — термические сопротивления внешней и внутренней поверхностей лобовых частей обмотки статора к охлаждающей среде, найденные с учетом сопротивления изоляции лобовых частей (35.2), (35.3); R_3 — сопротивление при переходе тепла от зубцов статора к охлаждающей среде в сторону зазора; R_4 — сопротивление при переходе тепла от наружной поверхности ярма статора к охлаждающей среде. Сопротивления R_5, R_6, R_7, R_8 играют для ротора ту же роль, что и сопротивления R_1, R_2, R_3, R_4 для статора соответственно.

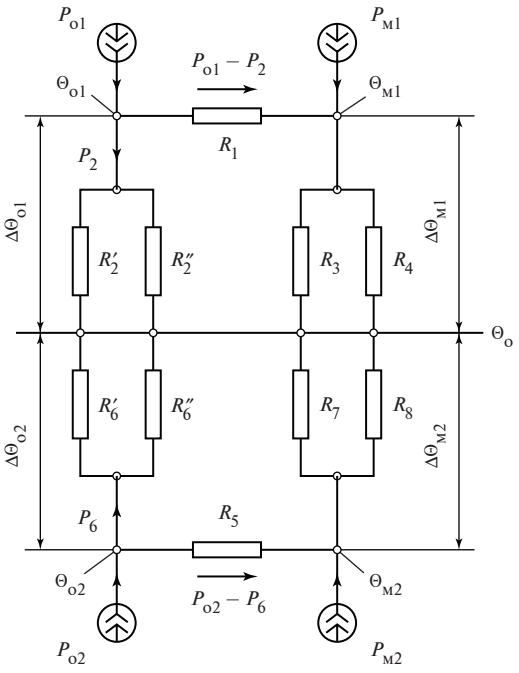


Рис. 35.4. Тепловая схема электрической машины

Уравнения превышений температуры составляются так же, как уравнения напряжений в электрических схемах (температура имеет смысл электрического потенциала):

$$\begin{aligned}
\Delta\Theta_{о1} &= \Theta_{о1} - \Theta_о = R_2 P_2; \\
\Delta\Theta_{м1} &= \Theta_{м1} - \Theta_о = R_{34}(P_{м1} + P_{о1} - P_2); \\
\Theta_{о1} - \Theta_{м2} &= \Delta\Theta_{о1} - \Delta\Theta_{м1} = R_1(P_{о1} - P_2),
\end{aligned} \qquad (35.13)$$

где $R_{34} = R_3 \parallel R_4$; $R_2 = R_2' \parallel R_2''$;

$$\begin{aligned}
\Delta\Theta_{о2} &= \Theta_{о2} - \Theta_о = R_6 P_6; \\
\Delta\Theta_{м2} &= \Theta_{м2} - \Theta_о = R_{78}(P_{м2} + P_{о2} - P_6); \\
\Theta_{о2} - \Theta_{м2} &= \Delta\Theta_{о2} - \Delta\Theta_{м2} = R_5(P_{о2} - P_6),
\end{aligned} \qquad (35.14)$$

где $R_{78} = R_7 \parallel R_8$; $R_6 = R_6' \parallel R_6''$.

Системы (35.13) (для статора) и (35.14) (для ротора) могут быть решены независимо. Например, для статора среднее превышение температуры обмотки

$$\Delta\Theta_{o1} = \frac{R_{34}P_{м1} + (R_1 + R_{34})P_{o1}}{R_2 + R_{34} + R_1}R_2; \qquad (35.15)$$

среднее превышение температуры магнитопровода

$$\Delta\Theta_{м1} = \frac{(R_1 + R_2)P_{м1} + R_2P_{o1}}{R_2 + R_{34} + R_1}R_{34}. \qquad (35.16)$$

Средняя температура обмотки статора

$$\Theta_{o1} = \Theta_o + \Delta\Theta_{o1}. \qquad (35.17)$$

Средняя температура магнитопровода статора

$$\Theta_{м1} = \Theta_o + \Delta\Theta_{м1}. \qquad (35.18)$$

Аналогичные формулы могут быть записаны для средних температур частей ротора Θ_{o2} и $\Theta_{м2}$, если ввести в (35.15) и (35.16) вместо P_{o1}, $P_{м1}$, R_{34}, R_1, R_2 соответственно P_{o2}, $P_{м2}$, R_{78}, R_5, R_6.

Пример 35.1. Тепловая схема электрической машины представлена на рис. 35.4. Известны электрические потери в обмотках статора и ротора $P_{o1} = 560$ Вт и $P_{o2} = 520$ Вт, магнитные потери в статоре и роторе (с учетом добавочных потерь) $P_{м1} = 800$ Вт и $P_{м2} = 320$ Вт, расход охлаждающей среды (воздуха) $Q = 0{,}1$ м^3/с, температура холодного воздуха $\Theta_1 = 35$ °С, а также поверхности охлаждения, толщина изоляции и скорость воздуха в охлаждающих каналах [см. пример 36.1].

Результаты расчета сопротивлений тепловой схемы на рис. 35.4 по уравнениям (35.2), (35.4) при $\lambda = 0{,}16$ Вт/(м · К) и $\alpha = 12$ Вт/(м^2 · К) сведены в таблицу.

i	R_i, К/Вт	S_i, м^2	v_i, м/с	δ_i, м	α_{vi}, Вт/(м^2 · К)
1	$8{,}75 \cdot 10^{-3}$	0,5	—	0,0007	—
2′	0,29	0,147	2,16	0,0007	26,1
2″	0,328	0,116	3,4	0,0007	29,7
3	0,179	0,117	13,8	0	47,6
4	0,112	0,187	13,8	0	47,6
5	$1{,}17 \cdot 10^{-2}$	0,374	—	0,0007	—
6′	0,473	0,0804	3,4	0,0007	29,7
6″	0,827	0,0579	1,31	0,0007	22,98
7	0,18	0,116	13,8	0	47,6
8	0,245	0,0876	13	0	46,6

Средняя температура воздуха

$$\Theta_{\text{о}} = \Theta_1 + \Sigma P_i/(2c_v Q) = 35 + 10 = 45\ ^\circ\text{C},$$

где $Q = 0{,}1$ м^3/с [см. пример 36.1]; $c_v = 1{,}1 \cdot 10^3$ Дж/(м$^3 \cdot$ К) (см. табл. 35.1).

Средние температуры частей статора и ротора (35.17), (35.18):

$$\Theta_{\text{о}1} = \Theta_{\text{о}} + \frac{[R_{34}P_{\text{м}1} + (R_1 + R_{34})P_{\text{о}1}]R_2}{R_2 + R_{34} + R_1} = 75{,}5\ ^\circ\text{C};$$

$$\Theta_{\text{м}1} = \Theta_{\text{о}} + \frac{[(R_1 + R_2)P_{\text{м}1} + R_2P_{\text{о}1}]R_{34}}{R_2 + R_{34} + R_1} = 74{,}3\ ^\circ\text{C};$$

$$\Theta_{\text{о}2} = \Theta_{\text{о}} + \frac{[R_{78}P_{\text{м}2} + (R_5 + R_{78})P_{\text{о}2}]R_6}{R_6 + R_{78} + R_5} = 77\ ^\circ\text{C};$$

$$\Theta_{\text{м}2} = \Theta_{\text{о}} + \frac{[(R_5 + R_6)P_{\text{м}2} + R_6P_{\text{о}2}]R_{78}}{R_6 + R_{78} + R_5} = 73{,}5\ ^\circ\text{C},$$

где $R_2 = R_2' \,||\, R_2'' = 0{,}154$ К/Вт; $R_6 = R_6' \,||\, R_6'' = 0{,}3$ К/Вт; $R_{34} = R_3 || R_4 =$ $= 0{,}0689$ К/Вт; $R_{78} = R_7 || R_8 = 0{,}103$ К/Вт.

Глава тридцать шестая
ГИДРАВЛИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ

36.1. Выбор охлаждающей среды. Определение ее расхода

Как было выяснено в предыдущей главе, для правильного функционирования системы охлаждения требуется достаточно интенсивная циркуляция охлаждающей среды. Иными словами, необходимо иметь такой общий расход среды Q и такие скорости ее перемещения в каналах v, при которых превышение температуры активных частей не будет превышать допустимых значений.

Основная задача гидравлического расчета системы охлаждения состоит с определении гидравлического напора h, который обеспечивает необходимый расход Q и скорости v в отдельных ветвях системы. Второй задачей гидравлического расчета является определение размеров напорных элементов насосов (вентиляторов), которые обеспечивают необходимую циркуляцию.

Охлаждающая среда, а также форма, расположение и размеры каналов, по которым она перемещается, выбираются при проектировании машины. Выбор оптимальной охлаждающей среды и размеров каналов входит в общую задачу оптимизации машины в целом по суммарной стоимости ее изготовления и эксплуатации в течение заданного срока. В большинстве машин более рационально применение *косвенного охлаждения обмоток*, при котором охлаждающая среда омывает наружную поверхность покрытых корпусной изоляцией катушек обмоток.

В качестве охлаждающих сред при таком охлаждении почти всегда используются газы, обычно воздух; в быстроходных машинах большой мощности (больше 25 МВт) и в синхронных компенсаторах — водород при атмосферном или избыточном давлении до $5 \cdot 10^5$ Па. В редких случаях внутренняя полость машины с косвенным охлаждением заполняется жидкостью: водой, керосином или трансформаторным маслом.

Только в мощных электрических машинах применяется *непосредственное охлаждение обмоток*, при котором охлаждающая среда циркулирует в каналах внутри катушек и омывает непосредственно их проводники. В качестве охлаждающих сред при непосредственном

охлаждении используются газы (воздух, водород) или жидкости (вода, трансформаторное масло).

Во избежание засорения каналов внутри проводников обмоток при непосредственном охлаждении применяются особо чистые жидкости: дистиллированная вода, многократно очищенное от примесей трансформаторное масло.

Выбрав охлаждающую среду, нужно определить ее расход, исходя из известных потерь в машине ΣP_i, рекомендуемого увеличения температуры среды при движении по гидравлическому тракту $\Theta_1 - \Theta_2 = 20 \div 30$ °С и ее объемной удельной теплоемкости c_v (по табл. 35.1):

$$Q = \frac{\Sigma P_i}{c_v(\Theta_1 - \Theta_2)}. \qquad (36.1)$$

Далее следует так выбрать каналы для движения среды, чтобы она омывала все части, в которых выделяются потери, позаботившись о том, чтобы охлаждаемая поверхность этих частей была достаточно велика. Для получения приемлемых тепловых сопротивлений нужно иметь достаточно большую скорость движения среды в каналах [см. (35.3), (35.4)]

$$v_i = Q_i / q_i, \qquad (36.2)$$

что достигается выбором подходящих сечений каналов q_i.

При этом нужно иметь в виду, что обычно гидравлическая цепь машины содержит несколько параллельно включенных каналов (ветвей) и расход среды в i-м канале (ветви) Q_i составляет часть общего расхода Q. Так, гидравлическая цепь машины по рис. 35.1, схематически изображенная на рис. 36.1, включает три параллельно соединенных канала: кольцевой канал в зазоре между магнитопроводом статора и станиной (индекс I на рис. 36.1), кольцевой канал между магнитопроводами статора и ротора (индекс II), кольцевой канал между магнитопроводом ротора и валом (индекс III). При расчете сечений этих каналов нужно учесть их уменьшение за счет дистационных ребер.

В процессе гидравлического и теплового расчетов размеры параллельно включенных каналов подбираются таким образом, чтобы расходы Q_i в каналах были пропорциональны потерям, передаваемым охлаждающей среде в данном канале, а сумма расходов равнялась бы общему расходу Q.

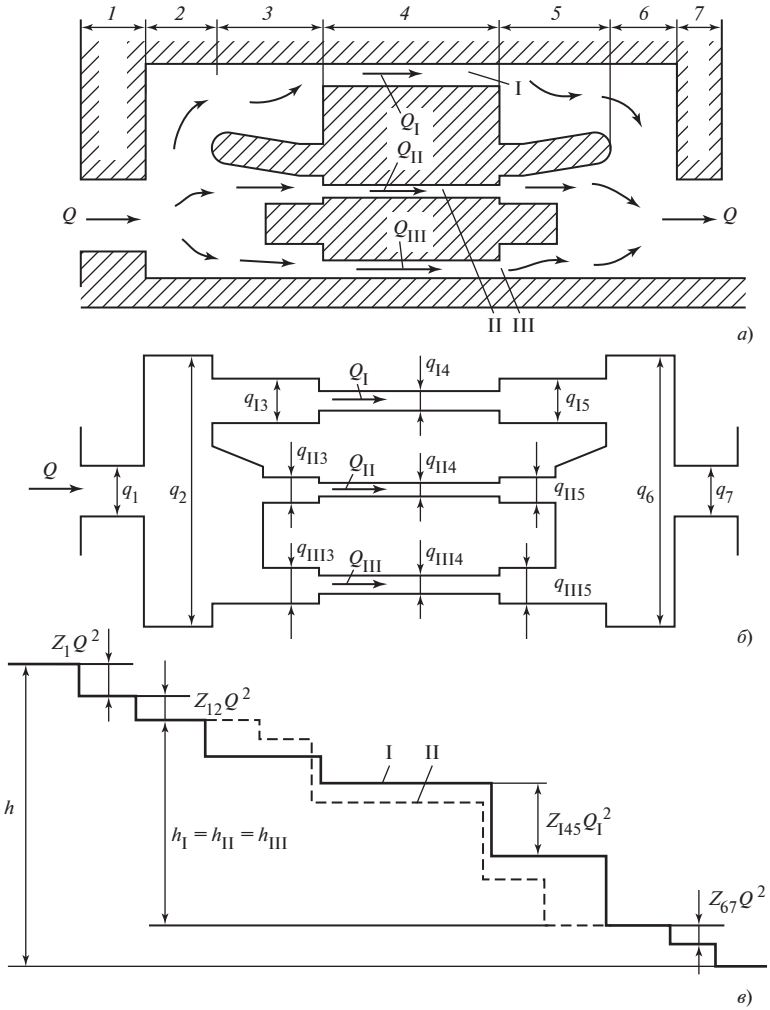


Рис. 36.1. Гидравлическая цепь машины

36.2. Расчет сопротивлений последовательно или параллельно включенных участков гидравлической цепи

Напор h, необходимый для перемещения агента по гидравлической цепи машины, равен сумме потерь напора на последовательно включенных участках каналов (например, на участках *1—7* каналов по рис. 36.1, *а*, упрощенно изображенных на рис. 36.1, *б*).

Опытным путем установлено, что потеря напора происходит при каждом изменении сечения q канала (сужении или расширении

канала). Это иллюстрируется рис. 36.1, *в*, на котором показано изменение напора вдоль гидравлической цепи, содержащей параллельно включенные ветви I, II, III. Из рисунка видно, что при изменении сечения канала, например при переходе от сечения q_1 (на участке *1*) к сечению q_2 (на участке *2*) или от сечения q_{14} (на участке *4* канала *1*) к сечению q_{15} (на участке *5* канала *1*), имеет место потеря напора. Потеря напора происходит также при изменении направления канала. При движении жидкости или газа по длинным и узким каналам приходится дополнительно учитывать потерю напора, связанную с трением этих сред о стенки канала.

В большинстве случаев движение охлаждающих сред в каналах электрической машины носит турбулентный характер. При этом потери напора, Па, оказываются пропорциональными квадрату расхода Q и могут быть рассчитаны

$$h_{12} = Z_{12}Q^2. \tag{36.3}$$

В этой формуле размерный коэффициент Z_{12}, кг/м^7, носит название *местного гидравлического сопротивления* при переходе от участка *1* к участку *2*:

$$Z_{12} = \zeta\gamma/(2q_2^2), \tag{36.4}$$

где γ — плотность охлаждающей среды (см. табл. 35.1); q_2 — площадь сечения канала после местного сопротивления или (при $q_1 = q_2$) в зоне местного сопротивления (для случая выхода из канала в свободное пространство, когда $q_2 >> q_1$ ($q_2 = \infty$), в формулу вводится вместо значения q_2 значение сечения канала до местного сопротивления, т.е. q_1); ζ — коэффициент местного гидравлического сопротивления, значения которого рассчитываются с помощью табл. 36.1.

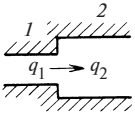
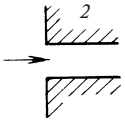
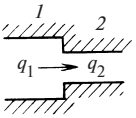
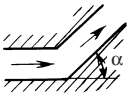
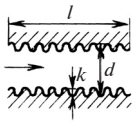
Потери напора последовательно включенных местных сопротивлений складываются, поэтому гидравлическое сопротивление цепи из нескольких таких сопротивлений равно сумме этих сопротивлений. Например, гидравлическое сопротивление ветви I по рис. 36.1 равно:

$$Z_1 = Z_{2(13)} + Z_{134} + Z_{145} + Z_{15(6)}, \tag{36.5}$$

где $Z_{134} = \zeta\gamma/(2q_{14}^2)$ — гидравлическое сопротивление при переходе от сечения q_{13} к сечению q_{14} и т.д.

Имея в виду, что потери напора на параллельно включенных ветвях одинаковы (например, $h_{\text{I}} = h_{\text{II}} = h_{\text{III}}$ на рис. 36.1), а полный расход Q равен сумме расходов параллельных ветвей $Q = Q_{\text{I}} + Q_{\text{II}} + Q_{\text{III}}$,

Таблица 36.1. **Коэффициенты местных гидравлических сопротивлений**

Название	Схема	Коэффициент					
Выход из канала $q_2 >> q_1$		1					
Расширение канала $q_2 > q_1$		$\left(\frac{q_2}{q_1} - 1\right)^2$					
Вход в канал $q_1 >> q_2$		0,5 (при плавном входе 0,1)					
Сужение канала $q_1 > q_2$		q_2/q_1	0	0,2	0,4	0,6	0,8
		ζ	0,5	0,35	0,3	0,2	0,1
Поворот канала		α	20	40	60	80	90
		ζ	0,05	0,14	0,35	0,75	1
Трение в канале		$\zeta = \lambda \frac{l}{d}$, где $\lambda = \frac{1}{1{,}74 + 2\lg\frac{d}{2k}}$					

можно заключить, что гидравлическое сопротивление параллельно включенных ветвей $Z_{\text{I, II, III}}$ связано с этими сопротивлениями следующим образом:

$$Z_{\text{I, II, III}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{\sqrt{Z_{\text{I}}}} + \frac{1}{\sqrt{Z_{\text{II}}}} + \frac{1}{\sqrt{Z_{\text{III}}}}\right)^2}.$$

Полное сопротивление гидравлической цепи по рис. 36.1:

$$Z = Z_{12} + Z_{\text{I, II, III}} + Z_{67} + Z_7, \tag{36.6}$$

где $Z_7 = \zeta\gamma/(2q_7^2) = \gamma/(2q_7^2)$ — сопротивление выхода из гидравлической цепи.

Гидравлический напор, Па, необходимый для получения требуемого расхода:

$$h = ZQ^2. \tag{36.7}$$

Потеря напора на параллельно включенных ветвях:

$$h_{\text{I}} = h_{\text{II}} = h_{\text{III}} = Z_{\text{I, II, III}} Q^2.$$

Расходы параллельных ветвей:

$$Q_{\text{I}} = \sqrt{\frac{h_{\text{I}}}{Z_{\text{I}}}}\ ;\ Q_{\text{II}} = \sqrt{\frac{h_{\text{II}}}{Z_{\text{II}}}}\ ;\ Q_{\text{III}} = \sqrt{\frac{h_{\text{III}}}{Z_{\text{III}}}}\ .$$

Скорости перемещения охлаждающей среды в каналах определяются по (36.2).

Пример 36.1. Гидравлическая цепь системы воздушного охлаждения машины представлена на рис. 36.1. Известны потери, отводимые охлаждающей средой, $\Sigma P_i = 2200$ Вт, и сечения каналов гидравлической цепи: $q_1 = q_7 = 0{,}0164$ м^2; $q_2 = q_6 = 0{,}0822$ м^2; $q_{\text{I}4} = 0{,}0051$ м^2; $q_{\text{II}4} = 0{,}00104$ м^2; $q_{\text{III}4} = 0{,}00118$ м^2; $q_{\text{I}3} = q_{\text{I}5} = 0{,}0324$ м^2; $q_{\text{II}3} = q_{\text{II}5} = 0{,}0042$ м^2; $q_{\text{III}3} = q_{\text{III}5} = 0{,}0118$ м^2. Определить расход охлаждающей среды, необходимый гидравлический напор, мощность вентилятора и скорости перемещения охлаждающей среды в каналах.

Расход охлаждающей среды по (36.1) при $\Theta_1 - \Theta_2 = 20$ °С:

$$Q = \frac{\Sigma P_i}{c_v(\Theta_1 - \Theta_2)} = 0{,}1 \text{ м}^3/\text{с}.$$

Гидравлическое сопротивление ветвей цепи (36.4):

$$Z_1 = \frac{0{,}5 \cdot 1{,}29}{2 \cdot 0{,}0164^2} = 1199 \text{ кг/м}^7;\ Z_{12} = \left(\frac{0{,}0822}{0{,}0164} - 1\right)^2 \frac{1{,}29}{2 \cdot 0{,}0822^2} = 1530 \text{ кг/м}^7;$$

$$Z_{67} = \frac{0{,}35 \cdot 1{,}29}{2 \cdot 0{,}0164^2} = 839 \text{ кг/м}^7;\ Z_7 = \frac{1 \cdot 1{,}29}{2 \cdot 0{,}0164^2} = 2397 \text{ кг/м}^7;$$

$$Z_{2(13)} = \frac{0{,}3 \cdot 1{,}29}{2 \cdot 0{,}0324^2} = 184 \text{ кг/м}^7;\ Z_{134} = \frac{0{,}43 \cdot 1{,}29}{2 \cdot 0{,}0051^2} = 10\,700 \text{ кг/м}^7;$$

$$Z_{145} = \left(\frac{0{,}0324}{0{,}0051} - 1\right)^2 \frac{1{,}29}{2 \cdot 0{,}0324^2} = 17\,600 \text{ кг/м}^7;\ Z_{15(6)} = 225 \text{ кг/м}^7 \text{ и т.д.}$$

Гидравлическое сопротивление параллельных ветвей:

$$Z_{\text{I, II, III}} = 1 / (1 / \sqrt{Z_{\text{I}}} + 1 / \sqrt{Z_{\text{II}}} + 1 / \sqrt{Z_{\text{III}}})^2 = 14\,100 \text{ кг/м}^7,$$

где $Z_{\text{I}} = Z_{2(13)} + Z_{134} + Z_{145} + Z_{15(6)} = 28\,700 \text{ кг/м}^7$;

$Z_{\text{II}} = Z_{2(\text{II}3)} + Z_{\text{II}34} + Z_{\text{II}45} + Z_{\text{II}5(6)} = 685\,000 \text{ кг/м}^7$;

$Z_{\text{III}} = Z_{2(\text{III}3)} + Z_{\text{III}34} + Z_{\text{III}45} + Z_{\text{III}5(6)} = 579\,000 \text{ кг/м}^7$.

Гидравлическое сопротивление цепи (36.6):

$$Z = Z_1 + Z_{12} + Z_{\text{I, II, III}} + Z_{67} + Z_7 = 20\,065 \text{ кг/м}^7.$$

Гидравлический напор цепи (36.7):

$$h = ZQ^2 = 20065 \cdot 0{,}1^2 = 200 \text{ Па}.$$

Потери напора на параллельных ветвях:

$$h_{\text{I}} = h_{\text{II}} = h_{\text{III}} = Z_{\text{I, II, III}} Q^2 = 141 \text{ Па}.$$

Расходы параллельных ветвей:

$$Q_{\text{I}} = \sqrt{\frac{h_{\text{I}}}{Z_{\text{I}}}} = 0{,}07 \text{ м}^3/\text{с};\ Q_{\text{II}} = \sqrt{\frac{h_{\text{II}}}{Z_{\text{II}}}} = 0{,}0143 \text{ м}^3/\text{с};\ Q_{\text{III}} = \sqrt{\frac{h_{\text{III}}}{Z_{\text{III}}}} = 0{,}0155 \text{ м}^3/\text{с}.$$

Скорости среды в каналах:

$$v_{\text{I}4} = Q_{\text{I}} / q_{\text{I}4} = 13{,}8 \text{ м/с};\ v_{\text{II}4} = Q_{\text{II}} / q_{\text{II}4} = 13{,}8 \text{ м/с};$$

$$v_{\text{III}4} = Q_{\text{III}} / q_{\text{III}4} = 13 \text{ м/с};$$

$$v_{\text{I}3} = v_{\text{I}5} = Q_{\text{I}} / q_{\text{I}3} = 2{,}16 \text{ м/с};\ v_{\text{II}3} = v_{\text{II}5} = Q_{\text{II}} / q_{\text{II}3} = 3{,}4 \text{ м/с};$$

$$v_{\text{III}3} = v_{\text{III}5} = Q_{\text{III}} / q_{\text{III}3} = 1{,}31 \text{ м/с}.$$

Мощность вентилятора при $\eta_{\text{в}} = 0{,}5$:

$$P_{\text{в}} = Qh / \eta_{\text{в}} = 43 \text{ Вт}.$$

36.3. Расчет разветвленной гидравлической цепи

Для более сложной гидравлической цепи составляется система уравнений напоров контуров цепи и уравнений расходов узлов цепи. Делается это по аналогии с уравнениями Кирхгофа; например, для гидравлической системы по рис. 36.1 записывается следующая система из четырех уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &Z_{\mathrm{I}}Q_{\mathrm{I}}^2 - Z_{\mathrm{II}}Q_{\mathrm{II}}^2 = 0;\\ &Z_{\mathrm{I}}Q_{\mathrm{I}}^2 - Z_{\mathrm{III}}Q_{\mathrm{III}}^2 = 0;\\ &(Z_{12} + Z_{67} + Z_7)Q^2 + Z_{\mathrm{I}}Q_{\mathrm{I}}^2 = h;\\ &Q_{\mathrm{I}} + Q_{\mathrm{II}} + Q_{\mathrm{III}} = Q. \end{aligned}\right\}$$

Решая эту систему уравнений, определяют напор h и расходы Q_{I}, Q_{II}, Q_{III}.

Мощность $P_{\mathrm{в}}$, которая необходима для приведения в действие вентилятора или другого напорного элемента, создающего циркуляцию охлаждающей среды в гидравлической цепи, определяют с учетом КПД этого элемента:

$$P_{\mathrm{в}} = Qh/\eta_{\mathrm{в}}, \qquad (36.8)$$

где $\eta_{\mathrm{в}} = 0{,}5 \div 0{,}6$.

Глава тридцать седьмая
ВЫБОР РАЗМЕРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

37.1. Подход к выбору оптимальных размеров машины

Проектируя электрическую машину заданной мощности и частоты вращения, стремятся выбрать ее размеры такими, чтобы она занимала возможно меньшее пространство и имела минимальные массу и стоимость. Однако с уменьшением размеров машины относительные потери энергии возрастают. Поэтому оптимальными считают такие размеры и такую конструкцию машины, при которых ее полная стоимость, равная сумме стоимости изготовления и стоимости ее эксплуатации с учетом потерь энергии, получается минимальной. При этом предполагается, что материалы и размеры ее активных и конструктивных частей выбраны так, что напряженности электрического поля в изоляции, механические напряжения и деформации, а также температура находятся в допустимых пределах.

От температуры зависят многие физические свойства материалов активных частей машины. С увеличением температуры возрастает удельное электрическое сопротивление проводников обмоток. Температура оказывает также некоторое влияние на магнитные свойства ферромагнитных тел. С повышением температуры их магнитная проницаемость несколько уменьшается и при температуре 770 °С, называемой точкой Кюри, изменяется скачком и становится практически равной магнитной проницаемости вакуума.

С повышением температуры изменяются и механические свойства магнитных и проводящих материалов, однако заметное их ухудшение наступает при температуре выше 600—700 °С. Нельзя не считаться также с изменением размеров частей машины с ростом температуры (особенно в больших машинах) и механическими напряжениями, которые возникают из-за различия в температурных изменениях размеров сопряженных деталей.

Однако наиболее существенные ограничения на температуру нагретых частей машины накладываются нагревостойкостью изоляции. С ростом температуры долговечность изоляции снижается. При сроке службы порядка 20 лет для наиболее распространенных видов изоляции допустимы температуры порядка 105—180 °С. Поэтому почти всегда можно пренебречь влиянием температуры на магнитные и механические свойства материалов.

Температура частей машины определяется в результате теплового расчета, который может быть выполнен после выбора размеров и материалов ее активных и конструктивных частей и вычисления потерь в этих частях. Эта температура существенно зависит от конструкции системы охлаждения и получается тем меньше, чем меньшие потери имеются в машине, чем ниже температура охлаждающей среды на входе в систему охлаждения, чем меньше подогревается охлаждающая среда, удаляя тепло из машины.

Повышение температуры нагреваемых частей над температурой охлаждающей среды зависит от удельных потерь, объема нагреваемой части и от термического сопротивления между этой частью и охлаждающей средой.

Наиболее нагретой частью машины являются обычно проводники обмоток. В машинах с косвенным (поверхностным) охлаждением тепло удаляется с наружной поверхности изоляции обмотки, которая омывается охлаждающим газом (воздухом, водородом). При таком способе охлаждения поток тепла проходит через изоляцию, термическое сопротивление которой играет главную роль. Поэтому очень важно уменьшение толщины изоляции и увеличение ее теплопроводности. В целях уменьшения термического сопротивления и получения возможности увеличения плотности токов в проводниках в крупных электрических машинах применяется система непосредственного (внутреннего) охлаждения, в которой охлаждающая среда (газ или жидкость) омывает непосредственно проводники обмоток, проходя по специально предусмотренным в них каналам.

При такой системе охлаждения исключается термическое сопротивление изоляции и при той же допустимой температуре удается существенно увеличить плотность тока в проводниках и уменьшить тем самым размеры обмотки и всей машины в целом.

37.2. Связь между главными размерами и электромагнитными нагрузками

Проектирование машины начинается с выбора размеров и материалов ее активных и конструктивных частей и в первую очередь ее главных размеров: диаметра D и расчетной длины магнитопровода якоря l_δ. После этого проводятся электромагнитный расчет (см. ч. 4—6), механический, тепловой и гидравлический расчеты. При необходимости вносятся требуемые коррективы в первоначально выбранные размеры или подбираются материалы с иными свойствами. Затем все расчеты повторяются до тех пор, пока не будет получен вариант, полностью удовлетворяющий техническому заданию.

Очевидно, что объем расчетов, необходимых для отыскания оптимального варианта, зависит от правильного выбора главных размеров машины (см. § 23.4). Поэтому очень важно установить взаимосвязь главных размеров с мощностью и частотой вращения машины, а также с электромагнитными нагрузками [индукцией в зазоре $B_{\delta\text{ном}}$ и линейной токовой нагрузкой якоря $A = 2m_1 w_1 I_\text{н}/(\pi D)$].

Для получения этой зависимости (применительно к машинам переменного тока) нужно в формуле для расчетной мощности машины

$$S_\text{р} = m_1 E_\text{ном} I_\text{ном}$$

выразить номинальный ток $I_\text{ном}$ через линейную нагрузку якоря A, результирующую ЭДС взаимной индукции в номинальном режиме через поток взаимной индукции

$$\Phi_m = \frac{E_\text{ном}}{4k_B f w_1 k_{\text{о}1}}$$

и индукцию в зазоре

$$B_{\delta\text{ном}} = \frac{\Phi_m}{\alpha_\delta \tau l_\delta}.$$

Поскольку $\tau = \pi D/(2p)$ и $f = p\Omega/(2\pi)$, можно получить формулу для *машинной постоянной*, связывающей между собой расчетную мощность машины $S_\text{р}$, главные размеры и электромагнитные нагрузки:

$$C_A = \frac{D^2 l_\delta \Omega_\text{ном}}{S_\text{р}} = \frac{2}{\pi\alpha_\delta k_B k_{\text{о}1} B_{\delta\text{ном}} A} \approx \frac{1}{B_{\delta\text{ном}} A}. \qquad (37.1)$$

В этой формуле k_B — коэффициент формы кривой индукции, при гармоническом поле $k_B \approx \pi/(2\sqrt{2}) = 1{,}11$; α_δ — расчетный коэффициент полюсного перекрытия; обычно $\alpha_\delta = 0{,}60 \div 0{,}75$; $k_{\text{о}1}$ — обмоточный коэффициент для основной гармонической магнитного поля, в большинстве случаев $k_{\text{о}1} = 0{,}92 \div 0{,}96$; $\Omega_\text{ном} = 2\pi n_\text{ном}/60$ — синхронная угловая скорость ($n_\text{ном}$, об/мин, — синхронная частота вращения).

Расчетная мощность $S_\text{р}$ в машинах переменного тока равна «внутренней» полной мощности, выраженной через ЭДС взаимной индукции в номинальном режиме:

$$S_\text{р} = m_1 E_\text{ном} I_\text{ном} = k_E S_\text{ном},$$

где $S_\text{ном} = m_1 U_\text{ном} I_\text{ном}$ — полная мощность машины в номинальном режиме; $k_E = E_\text{ном}/U_\text{ном}$ — коэффициент (в асинхронных машинах $k_E = E_{1\text{ном}}/U_{1\text{ном}} = 0{,}95 \div 0{,}98$; в синхронных $k_E = E_{r\text{ном}}/U_\text{ном} = 1{,}07 \div 1{,}15$).

Расчетная мощность в машинах постоянного тока $S_{\text{р}} = k_E U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}$, где $k_E = E_{\text{ном}}/U_{\text{ном}} = 1{,}05$ для генераторов, $k_E = 0{,}95$ для двигателей.

Постоянная $C_A \approx 1/(B_{\delta\text{ном}} A)$ при определенных электромагнитных нагрузках остается неизменной; с увеличением электромагнитных нагрузок постоянная C_A уменьшается. При выборе электромагнитных нагрузок учитываются свойства материалов активных частей и конструкция системы охлаждения.

Индукция $B_{\delta\text{ном}}$ ограничивается насыщением зубцов магнитопровода якоря и изменяется от 0,7 до 0,95 Тл.

Линейная нагрузка в геометрически подобных машинах пропорциональна размерам и плотности тока в проводах $A = \dfrac{Q_{\text{м}} J}{\tau} \sim Jl$, где $Q_{\text{м}} \approx l^2$ — суммарное сечение проводников, размещенных в пределах полюсного деления; $\tau = \pi D/(2p) \sim l$; l — базисный размер машины. Поэтому электрические потери в обмотке якоря $P_{\text{э}} \sim l^3 J^2 \sim lA^2$ пропорциональны размерам и квадрату линейной нагрузки. Превышение температуры в изоляции обмотки $\Theta_{\text{н}} \sim P_{\text{э}} \delta_{\text{и}}/\lambda_{\text{и}}\, l^2 \sim l^2 J^2 \sim A^2$ пропорционально квадрату линейной нагрузки (здесь $\delta_{\text{и}} \sim l$ — толщина изоляции; $\lambda_{\text{и}}$ — теплопроводность изоляции, см. гл. 35). Превышение температуры поверхности изоляции над температурой охлаждающей среды при косвенном охлаждении $\Theta_\alpha \sim P_{\text{э}}/\alpha l^2 \sim lJ^2 \sim A^2/l$ пропорционально квадрату линейной нагрузки и обратно пропорционально размерам машины (здесь α — коэффициент теплопередачи, см. гл. 35).

На основании накопленного опыта проектирования рекомендуемые значения линейной нагрузки в пределах от $2 \cdot 10^4$ до $2 \cdot 10^5$ А/м назначаются таким образом, чтобы полное превышение температуры обмотки, уточняемое при тепловом расчете и равное $\text{Q}_{\text{и}} + \Theta_\alpha$ при косвенном охлаждении и Θ_α при непосредственном охлаждении, не превосходило бы допустимого значения для данного класса нагревостойкости.

Чтобы по заданным $S_{\text{р}}$ и $\Omega_{\text{ном}}$ определить главные размеры машины D и l_δ по (37.1), следует предварительно:

1) найти число периодов поля $p = 2\pi f/\Omega_{\text{ном}}$, где в машинах переменного тока f равно заданной номинальной частоте $f_{\text{ном}}$; в машинах постоянного тока f — выбранная частота тока в обмотке якоря;

2) задать отношение $k_l = l_\delta/\tau = 2pl_\delta/(\pi D)$, которое находится в пределах от 1 до 4;

3) в соответствии с рекомендациями выбрать A и $B_{\delta\,\text{ном}}$ и рассчитать C_A по (37.1).

Тогда, выразив в (37.1) l_δ через D, определим:

$$\left.\begin{aligned} D &= \sqrt[3]{2pS_\text{р}C_A/(k_l\pi\Omega_\text{ном})};\\ l_\delta &= k_l\pi D/(2p). \end{aligned}\right\} \qquad (37.2)$$

Пример 37.1. Определить главные размеры асинхронного двигателя со следующими номинальными данными: $P_{2\,\text{ном}} = 22\,500$ Вт, синхронная частота вращения $n_\text{ном} = 1500$ 1/мин; $f_\text{ном} = 50$ Гц; $\cos\varphi_\text{ном} = 0{,}85$; $\eta_\text{ном} = 0{,}87$.

Задаваясь $B_{\delta\,\text{ном}} = 0{,}74$ Тл и $A = 31\,250$ А/м, находим машинную постоянную:

$$C_A = 2/(\pi\alpha_\delta k_B k_{\text{о}1} B_{\delta\,\text{ном}} A) = 4{,}23\cdot 10^{-5}\ \text{м}^3/\text{Дж},$$

где $\alpha_\delta = 0{,}637$; $k_{\text{о}1} = 0{,}92$; $k_B = 1{,}11$.

Выбирая $k_l = 1{,}2$, находим диаметр якоря (внутренний диаметр магнитопровода статора):

$$D = \sqrt[3]{2pS_\text{р}C_A/(k_l\pi\Omega_\text{ном})} = 0{,}2\ \text{м},$$

где $S_\text{р} = k_E S_\text{ном} = k_E P_{2\,\text{ном}}/(\eta_\text{ном}\cos\varphi_\text{ном}) = 27\,800$ Вт; $k_E = 0{,}915$; $\Omega_\text{ном} = 2\pi n_\text{ном}/60 = 157$ 1/с; $p = 2\pi f_\text{ном}/\Omega_\text{ном} = 2$.

Расчетная длина магнитопровода:

$$l_\delta = k_l\pi D/(2p) = 0{,}185\ \text{м}.$$

37.3. Мощность, потери и масса геометрически подобных машин

Рассмотрим ряд геометрически подобных электрических машин, рассчитанных на одну и ту же частоту f и имеющих одну и ту же синхронную скорость $\Omega = 2\pi f/p$ (в этом случае все машины имеют одно и то же число периодов p). Предположим, что для всех машин ряда выбраны одни и те же допустимые значения $B_{\delta\,\text{ном}} = \text{const}$ и $J = \text{const}$. Линейная нагрузка этих машин, как было показано, возрастает пропорционально размерам, т.е. $A \sim Jl$. Приняв за базисный размер расчетною длину машины $l = l_\delta$ и заметив, что диаметр магни-

топровода также пропорционален длине: $D \sim l$, получим из (37.1) соотношение

$$S_{\text{р}} \sim l^4. \tag{37.3}$$

Из (37.3) вытекает, что *мощность геометрически подобных машин, выполненных при* $B_{\delta\text{ном}} = \text{const}$ и $J = \text{const}$, *пропорциональна базисному размеру в четвертой степени*. Таким образом, на электрические машины полностью распространяется зависимость, полученная в § 9.1 применительно к трансформаторам. Это позволяет распространить на электрические машины полученные в § 9.1 и 9.2 зависимости для относительной массы и относительных потерь. В электрических машинах, как и в трансформаторах, масса активных частей на единицу расчетной мощности обратно пропорциональна их размерам:

$$\frac{m}{S_{\text{р}}} \sim \frac{l^3}{l^4} \sim \frac{1}{l} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{S_{\text{р}}}};$$

сумма электрических и магнитных потерь на единицу расчетной мощности также обратно пропорциональна их размерам:

$$\frac{\Sigma P}{S_{\text{р}}} \sim \frac{l^3}{l^4} \sim \frac{1}{l} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{S_{\text{р}}}}.$$

В связи с уменьшением этих показателей стоимость изготовления и эксплуатации на единицу мощности получается меньшей в мощных электрических машинах. Этим объясняется постоянно проявляющаяся тенденция к увеличению мощности электрических машин и особенно электрических генераторов, установленных на электрических станциях.

Строительство и эксплуатация электрической станции обходятся дешевле, если на станции установлены генераторы с наибольшей возможной мощностью. Вместе с тем с увеличением мощности увеличиваются потери на единицу охлаждаемой поверхности

$$\frac{\Sigma P}{l^2} \sim \frac{l^3}{l^2} \sim l \sim \sqrt[4]{S_{\text{р}}},$$

и для уменьшения температуры активных частей в мощных электрических машинах приходится искусственно развивать поверхность охлаждения, устраивая дополнительные каналы в активных частях; применять для охлаждения среды с более благоприятными физическими свойствами (водород, воду, трансформаторное масло); переходить на непосредственное охлаждение вместо косвенного, применяемого в менее мощных машинах.

Глава тридцать восьмая
ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

38.1. Назначение и области применения асинхронных машин

Асинхронной машиной называется двухобмоточная электрическая машина переменного тока, у которой только одна обмотка (первичная) получает питание от электрической сети с постоянной частотой ω_1, *а вторая обмотка (вторичная) замыкается накоротко или на электрические сопротивления* (см. § 21.2). Токи во вторичной обмотке появляются в результате электромагнитной индукции. Их частота ω_2 является функцией угловой скорости ротора Ω, которая, в свою очередь, зависит от вращающего момента, приложенного к валу.

Наибольшее распространение получили асинхронные машины с трехфазной симметричной разноименнополюсной обмоткой на статоре (см. гл. 22), питаемой от сети переменного тока, и с трехфазной или многофазной симметричной разноименнополюсной обмоткой на роторе.

Машины такого исполнения называют просто «асинхронными машинами», в то время как асинхронные машины иных исполнений относятся к «специальным асинхронным машинам».

Асинхронные машины используются в основном как двигатели; в качестве генераторов они применяются крайне редко.

Асинхронный двигатель является наиболее распространенным типом двигателя переменного тока.

Разноименнополюсная обмотка ротора асинхронного двигателя может быть короткозамкнутой (беличья клетка) или фазной (присоединяется к контактным кольцам). Наибольшее распространение имеют дешевые в производстве и надежные в эксплуатации *двигатели с короткозамкнутой обмоткой на роторе*, или короткозамкнутые двигатели (рис. 38.1). Эти двигатели обладают жесткой механической характеристикой (при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной их частота вращения уменьшается всего на 2—5 %).

Двигатели с короткозамкнутой обмоткой на роторе обладают также довольно высоким начальным пусковым вращающим моментом.

Их основные недостатки: трудность осуществления плавного регулирования частоты вращения в широких пределах; потребление больших токов из сети при пуске (в 5—7 раз превышающих номинальный ток).

Двигатели с фазной обмоткой на роторе или двигатели с контактными кольцами (см. рис. 38.6) избавлены от этих недостатков ценой усложнения конструкции ротора, что приводит к их заметному удорожанию по сравнению с короткозамкнутыми двигателями (примерно в 1,5 раза). Поэтому двигатели с контактными кольцами на роторе находят применение лишь при тяжелых условиях пуска, а также при необходимости плавного регулирования частоты вращения.

Двигатели с контактными кольцами иногда применяют в каскаде с другими машинами. Каскадные соединения асинхронной машины позволяют плавно регулировать частоту вращения в широком диапазоне при высоком коэффициенте мощности, однако из-за значительной стоимости не имеют сколько-нибудь заметного распространения.

В двигателях с контактными кольцами выводные концы обмотки ротора, фазы которой соединяются обычно в звезду, присоединяются к трем контактным кольцам. С помощью щеток, соприкасающихся с кольцами, в цепь обмотки ротора можно вводить добавочное сопротивление или дополнительную ЭДС для изменения пусковых или рабочих свойств машины (см. гл. 45); щетки позволяют также замкнуть обмотку накоротко.

В большинстве случаев добавочное сопротивление вводится в обмотку ротора только при пуске двигателя, что приводит к увеличению пускового момента и уменьшению пусковых токов и облегчает пуск двигателя. При работе асинхронного двигателя пусковой реостат должен быть полностью выведен, а обмотка ротора замкнута накоротко. Иногда асинхронные двигатели снабжаются специальным устройством, которое позволяет после завершения пуска замкнуть между собой контактные кольца и приподнять щетки. В таких двигателях удается повысить КПД за счет исключения потерь от трения колец о щетки и электрических потерь в переходном контакте щеток.

Выпускаемые заводами асинхронные двигатели предназначаются для работы в определенных условиях с определенными техническими данными, называемыми номинальными. К числу номинальных данных асинхронных двигателей, которые указываются в заводской табличке машины, укрепленной на ее корпусе, относятся:

механическая мощность, развиваемая двигателем, $P_{\text{ном}} = P_{2\text{ном}}$;

частота сети f_1;

линейное напряжение статора $U_{1\text{ном}}$;

линейный ток статора $I_{1\text{л.ном}}$;

частота вращения ротора $n_{ном}$;

коэффициент мощности $\cos \varphi_{1ном}$;

коэффициент полезного действия $\eta_{ном}$.

Если у трехфазной обмотки статора выведены начала и концы фаз и она может быть включена в звезду или треугольник, то указываются линейные напряжения и токи для каждого из возможных соединений (Y/Δ) в виде дроби $U_{лY}/U_{лΔ}$ и $I_{лY}/I_{лΔ}$.

Кроме того, для двигателя с контактными кольцами приводятся напряжение на разомкнутых кольцах при неподвижном роторе и линейный ток ротора в номинальном режиме.

Номинальные данные асинхронных двигателей варьируются в широких пределах. Номинальная мощность — от долей ватта до десятков тысяч киловатт. Номинальная синхронная частота вращения $n_{1ном} = 60 f_1/p$ при частоте сети 50 Гц от 3000 до 500 об/мин и менее в особых случаях; при повышенных частотах — до 100 000 об/мин и более (номинальная частота вращения ротора обычно на 2—5 % меньше синхронной; в микродвигателях — на 5—20 %). Номинальное напряжение — от 24 В до 10 кВ (бóльшие значения при бóльших мощностях).

Номинальный КПД асинхронных двигателей возрастает с ростом их мощности и частоты вращения; при мощности более 0,5 кВт он составляет 0,65—0,95, в двигателях малой мощности 0,2—0,65.

Номинальный коэффициент мощности асинхронных двигателей, равный отношению активной мощности к полной мощности, потребляемой из сети,

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}$$

также возрастает с ростом мощности и частоты вращения двигателей; при мощности более 1 кВт он составляет 0,7—0,9; в двигателях малой мощности 0,3—0,7.

38.2. Конструкция асинхронных машин с короткозамкнутым ротором

Конструкция асинхронной машины с короткозамкнутым ротором представлена на рис. 38.1. В основных чертах она совпадает с типичной компоновкой вращающейся электрической машины, рассмотренной в § 32.1 (см. рис. 32.1).

Статор машины состоит из *магнитопровода 2, трехфазной разноименнополюсной обмотки 20*, выводные концы которой с помощью

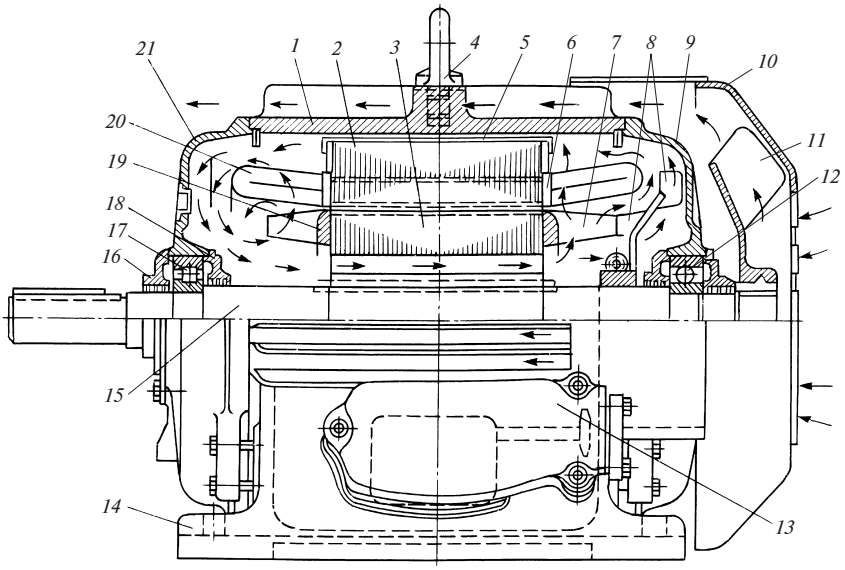


Рис. 38.1. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (55 кВт, 1500 об/мин, 50 Гц, защищенный обдуваемый)

выводной коробки *13* присоединяются к сети переменного тока, и *станины 1*.

Активными элементами статора, специально предназначенными для образования вращающегося магнитного поля, являются магнитопровод *2* и обмотка *20*; станина выполняет только конструктивные функции, фиксируя активные части в определенном положении (при помощи лап *14* станина неподвижно закрепляется на фундаменте).

Магнитопровод *2* набирается из изолированных пластин электротехнической стали обычно толщиной 0,5 мм (выбор толщины и материала пластин — см. § 31.3). Пластины штампуются из листовой или рулонной электротехнической стали со стандартизованными размерами и изолируются с обеих сторон лаком. При наружном диаметре магнитопровода менее 1 м, что имеет место во всех асинхронных двигателях, за исключением самых крупных, его набирают из цельных кольцеобразных пластин, на внутренней стороне которых вырублены пазы нужной формы (рис. 38.2, *б*).

В конструкции по рис. 38.1 радиальные каналы в магнитопроводе отсутствуют. В этом случае кольцевые пластины собираются в пакет и прессуются вне станины на специальной цилиндрической оправке. В спрессованном состоянии пакет пластин удерживается с помощью нажимных колец *6* и стяжных скоб *5* и лишь после установки обмотки вставляется в станину.

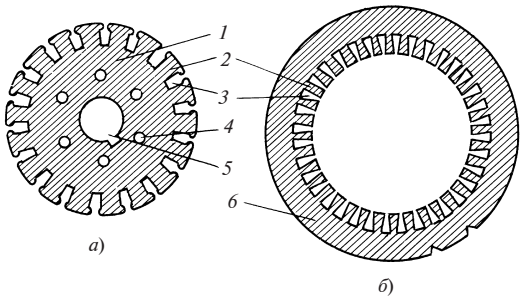


Рис. 38.2. Кольцевые пластины магнитопроводов ротора (*а*) и статора (*б*):
1 — ярмо; *2* — зубец; *3* — паз; *4* — аксиальный вентиляционный канал; *5* — отверстие для вала; *6* — ярмо статора

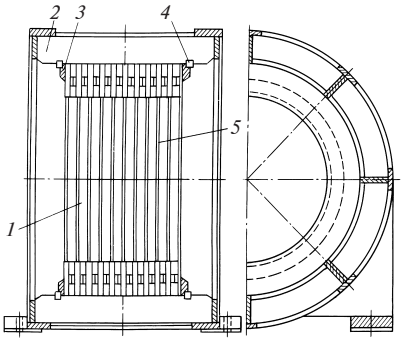


Рис. 38.3. Крепление в станине статора магнитопровода с радиальными каналами, набранного из цельных пластин

Магнитопровод, образованный из ряда пакетов кольцевых пластин, отделенных друг от друга радиальными вентиляционными каналами, собирается обычно в станине. Необмотанный статор такой конструкции показан на рис. 38.3. В радиальном направлении пакеты пластин *1* центрируются ребрами станины *2*, в осевом направлении они удерживаются в спрессованном состоянии нажимными шайбами *3* и приваренными после запрессовки магнитопровода шпонками *4*. Каналы между пластинами образуются при помощи дистанционных распорок *5*.

При наружном диаметре магнитопровода более 1 м он набирается из отдельных сегментов, и конструкция статора получается такой же, как в крупных синхронных машинах (см. § 51.2).

В целях уменьшения пульсаций магнитного поля и добавочных потерь, связанных с зубчатостью магнитопровода, *обмотка статора* укладывается в асинхронных машинах в полузакрытые пазы (рис. 38.4, *а*). Только в крупных асинхронных машинах применяют шаблонные катушечные и стержневые обмотки, укладываемые в открытые пазы. Сведения об этих обмотках приведены в § 51.2. Для таких пазов пригодны как однослойные, так и двухслойные многовитковые катушечные всыпные обмотки (см. гл. 22). Катушки этих обмо-

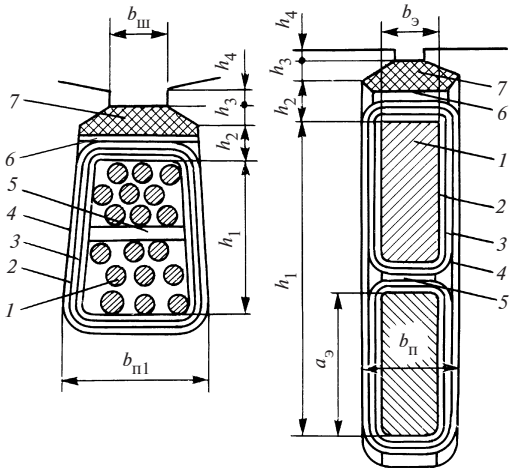


Рис. 38.4. Разрезы пазов:

а — двухслойной катушечной всыпной обмотки статора асинхронного двигателя; *б* — трехфазной двухслойной волновой стержневой обмотки ротора асинхронного двигателя с контактными кольцами

ток наматываются из изолированного обмоточного провода круглого сечения (*1* на рис. 38.4, *а*); каждый проводник катушки «всыпается» в паз по отдельности.

Для изолирования витков катушки друг от друга оказывается достаточной собственная изоляция обмоточных проводников. Изоляция обмотки от заземленных частей, называемая *корпусной изоляцией*, делается в зоне пазовых и лобовых частей по-разному. Корпусная изоляция пазовой части катушки выполняется в виде «пазовой коробочки», образованной из нескольких слоев *2—4* изоляционных материалов, которая закладывается в паз перед укладкой обмотки. Обмотка закрепляется в пазах при помощи клиньев *7* из изоляционного материала. Под клинья подкладываются изоляционные прокладки *6*. Изоляцией между слоями обмотки служит прокладка *5* (в однослойной обмотке эта прокладка отсутствует).

Ротор машины состоит из *магнитопровода 3* (см. рис. 38.1), в пазах которого размещается неизолированная многофазная *короткозамкнутая обмотка 19*, пристроенных к ней вентиляционных лопастей *7*, вала *15* и двух вентиляторов *8* и *11*. Активными элементами ротора, принимающими участие в процессе преобразования энергии, являются магнитопровод *3* и обмотка *19*; остальные детали имеют конструктивное назначение: вал *15* передает механическую энергию к исполнительной машине, вентиляторы *7*, *8* и *11* обеспечивают циркуляцию охлаждающей среды. Более детально устройство активных частей ротора показано на рис. 38.5.

Магнитопровод ротора *4* (рис. 38.5) набирается из цельных кольцевых пластин, отштампованных из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, на наружной стороне которых вырублены пазы

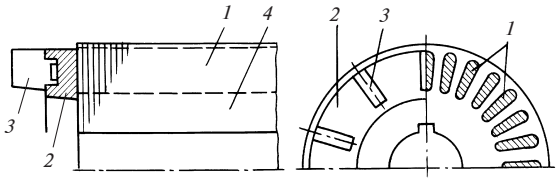


Рис. 38.5. Магнитопровод ротора асинхронного двигателя с короткозамкнутой обмоткой, литой из алюминия

нужной формы (на рис. 38.5 — закрытые, на рис. 38.2, *а* — полузакрытые).

Пластины магнитопровода ротора набираются на специальную оправку, спрессовываются на ней и удерживаются в запрессованном состоянии в процессе изготовления короткозамкнутой обмотки. Короткозамкнутая обмотка отливается из алюминия и не изолируется от магнитопровода. Торцевые кольца *2* (рис. 38.5), замыкающие с двух сторон стержни обмотки *1*, отливаются как одно целое со стержнями. Одновременно в виде приливов к короткозамыкающим кольцам отливаются вентиляционные лопасти *3*.

Кроме своего основного назначения короткозамкнутая обмотка служит также для стягивания пластин ротора после удаления оправки. Это позволяет обойтись без специальных прессующих деталей, удерживающих листы ротора в осевом направлении.

Вал ротора 15 (см. рис. 38.1) опирается на подшипники качения *12*, *17*, которые, в свою очередь, при помощи *подшипниковых щитов 9*, *21* и крышек подшипников *16*, *18* сопрягаются со станиной *1*.

Шариковый подшипник *12* центрирует ротор не только в радиальном, но и в осевом направлении, воспринимая наряду с радиальными усилиями также и осевые. Консистентная смазка подшипников закладывается в камеру между подшипниковыми крышками *16*, *18* и не нуждается в замене в течение нескольких лет эксплуатации. Поскольку зазор между магнитопроводами ротора и статора при мощности более 0,5 кВт обычно не превышает 0,3—1 мм (в микромашинах 0,02—0,3 мм), вал ротора должен быть достаточно жестким (см. § 34.3), а механическая обработка конструктивных частей, обеспечивающих правильное положение оси вала в пространстве, должна производиться с высокой точностью.

На рис. 38.1 представлено типичное для серийных короткозамкнутых асинхронных двигателей исполнение по способу охлаждения и защиты от воздействия внешней среды — *обдуваемое исполнение* (§ 33.2), в котором внутреннее пространство машины защищено от брызг воды и пыли. Внешний обдув двигателя создается наружным вентилятором (кожух *10* защищает обслуживающий персонал от при-

косновения к вентилятору и направляет воздух к оребренной поверхности станины). Циркуляция воздуха внутри машины усиливается при помощи внутреннего вентилятора *8* и вентиляционных лопастей *7* (направление движения воздуха показано на рисунке стрелками).

Подъем двигателя при монтаже производится при помощи рыма *4*.

38.3. Конструкция асинхронных двигателей с фазным ротором

Конструкция асинхронной машины с контактными кольцами представлена на рис 38.6. Двигатели этого типа отличаются от короткозамкнутых только устройством ротора.

Статор двигателя может иметь те же разновидности конструктивных исполнений, что и в короткозамкнутом двигателе. Статор двигателя по рис. 38.6 (с радиальными каналами в магнитопроводе) почти не отличается по конструкции от статора на рис. 38.3, который был описан в § 38.2. Статор состоит из станины *1*, в которой при помощи нажимных шайб *5* и шпонок *7* укреплены пакеты магнитопровода, набранные из кольцевых пластин *2*. Для образования каналов между пакетами служат распорки *4*. В пазы магнитопровода статора уложена двухслойная обмотка, катушки *30* которой связаны между собой соединениями *8*. Выводные концы обмотки статора сосредото-

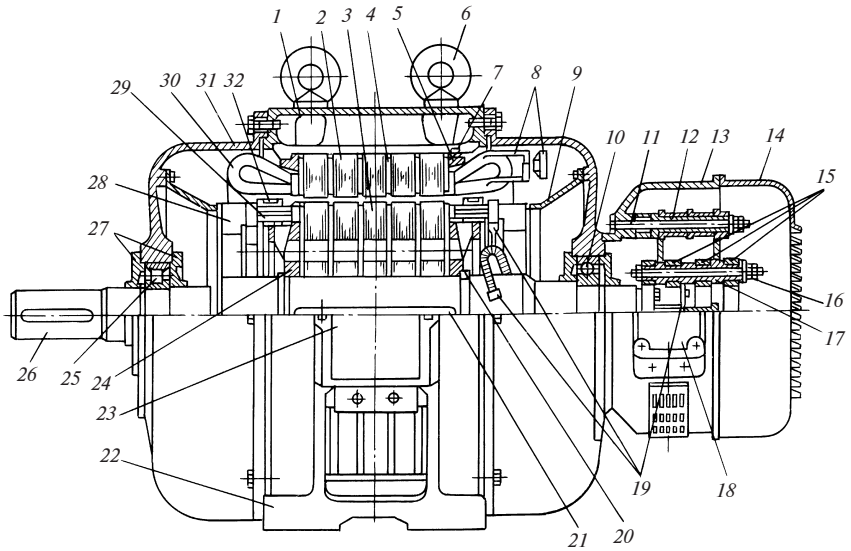


Рис. 38.6. Асинхронный двигатель с фазным ротором (250 кВт, 3000 об/мин, 50 Гц, защищенный продуваемый)

чены в выводной коробке *23*. К фундаменту станина крепится лапами *22*. Для подъема двигателя при монтаже служат рымы *6*.

Ротор двигателя состоит из вала *26*, на котором при помощи нажимных колец *24*, шпонки *21* и разрезной шпонки *20* укреплены в запрессованном состоянии пакеты магнитопровода, набранные из кольцевых пластин *3* (см. рис. 38.2, *а*). Радиальные вентиляционные каналы между пакетами образуются дистанционными распорками, помещенными на каждом зубцовом делении. В полузакрытых пазах магнитопровода ротора, показанных в разрезе на рис. 38.4, *б*, размещается трехфазная двухслойная волновая стержневая обмотка *29*, соединенная обычно в звезду, выводные концы которой посредством электрических кабелей *19*, проведенных через отверстие в валу, присоединены к контактным кольцам *15*.

Стержни 1 обмотки с заранее наложенной витковой изоляцией *2*, *3* (см. рис. 38.4, *б*) вставляются в пазы с торцевой стороны магнитопровода. Предварительно в пазы вводится пазовая коробочка *4*, играющая роль корпусной изоляции. Для укрепления стержней в радиальном направлении и усиления витковой и корпусной изоляции используются изоляционные прокладки *5—6*. Центробежная сила, действующая на пазовую часть обмотки, воспринимается клиньями *7* из изоляционного материала.

Лобовые части обмоток укладываются на нажимные шайбы *24* (рис. 38.6), которые одновременно выполняют роль обмоткодержателей, и охватываются снаружи кольцевыми бандажами *32*, рассчитанными на восприятие центробежной силы.

Электрическое соединение вращающейся обмотки ротора с внешними (неподвижными) электрическими цепями производится при помощи контактных колец, на которые выведены обмотки, и щеточного устройства, связанного с неподвижными электрическими цепями. Контактные кольца выполняются как отдельный узел машины. Кольца *15*, изготовленные из стали, отделяются друг от друга и от корпуса с помощью изоляционных прокладок *17*. Все эти детали стягиваются вместе изолированными шпильками *16* и прифланцовываются к торцу вала. К кольцам плотно прижимаются щетки, электрически соединенные с токоподводящими шинами *12* щеточной траверсы (кроме этих шин на рис. 38.6 показаны болты *11* щеточной траверсы и ее изоляционные детали, а также корпус *13* и крышка *14*; щетки и щеткодержатели не показаны).

Необходимый электрический контакт щеток с кольцами обеспечивается при помощи щеткодержателей, укрепленных на шинах *12* (устройство щеткодержателей описано в § 51.3). Соединение токоподводящих шин *12* щеточной траверсы с пусковым реостатом производится в выводной коробке контактных колец *18*.

Правильное расположение оси ротора по отношению к статору и возможность вращения ротора обеспечиваются с помощью таких же деталей, как в короткозамкнутом двигателе по рис. 38.1 (подшипников качения, роликового *25* и шарикового *10*, подшипниковых крышек *27* и подшипниковых щитов *31*).

По способу охлаждения и защиты от воздействия внешней среды двигатель по рис. 38.6 имеет продуваемое каплезащищенное исполнение (§ 33.2). Внутри машины воздух перемещается аксиально-радиально. Наружный воздух поступает в машину с двух сторон через отверстия в подшипниковых щитах *31* и направляется диффузорами *9* к вентиляционным лопастям *28*, промежуткам между лобовыми частями стержней обмотки ротора и к аксиальным каналам в магнитопроводе ротора; далее воздух из аксиальных каналов попадает в радиальные каналы в магнитопроводе ротора и статора; воздух от вентиляционных лопастей *28* и лобовых частей ротора омывает лобовые части обмотки статора. Нагретый в машине воздух попадает в пространство между ярмом статора и корпусом станины, откуда он выбрасывается наружу через боковые отверстия в корпусе. Необходимый для циркуляции воздуха напор создается радиальными каналами в роторе, которые играют роль центробежных вентиляторов.

Глава тридцать девятая

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ЦЕПЯХ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

39.1. Режим идеального холостого хода

Изучение асинхронной машины удобно начать с *режима идеального холостого хода*, при котором электромагнитные процессы менее сложны, чем в режиме нагрузки.

В режиме идеального холостого хода внешний момент, приложенный к валу машины, равен нулю ($M_в = 0$). Считается также, что отсутствует момент от трения вращающихся частей. Ротор машины вращается с той же угловой скоростью, что и вращающееся поле ($\Omega = \Omega_1$), скольжение равно нулю ($s = 0$); ЭДС и токи в обмотке ротора не индуктируются ($I_2 = 0$), и электромагнитный момент, уравновешивающий внешний момент и момент сил трения, равен нулю ($M = 0$).

Режим холостого хода асинхронной машины аналогичен режиму холостого хода трансформатора (см. ч. 1). В асинхронной машине и в трансформаторе ток в этом режиме имеется только в первичной обмотке ($I_1 \neq 0$), а во вторичной — отсутствует ($I_2 = 0$); в машине и в трансформаторе магнитное поле образуется в этом режиме только первичным током, что позволяет называть ток холостого хода намагничивающим током ($I_1 = I_0$). В отличие от трансформатора система токов I_0 в фазах многофазной обмотки статора образует вращающееся магнитное поле.

По аналогии с трансформатором уравнение напряжений необходимо составить при холостом ходе только для фазы обмотки статора, являющейся первичной обмоткой:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + (R_1 + jX_1)\,\underline{I}_0,$$

где $\underline{E}_1$ — ЭДС, индуктированная в фазе вращающимся магнитным полем с потоком $\underline{\Phi}_m$; $\underline{U}_1$ — фазное напряжение первичной сети; R_1, X_1 — активное и индуктивное сопротивления рассеяния фазы первичной обмотки (см. далее).

39.2. Расчет магнитной цепи при холостом ходе

Расчет магнитной цепи выполняется в режиме холостого хода в целях определения намагничивающего тока в обмотке статора I_0 (или МДС F_0), который образует вращающееся поле с магнитным потоком Φ_m, индуктирующим в обмотке статора заданную ЭДС E_1.

Магнитная цепь асинхронной машины в поперечном и продольном разрезах представлена на рис. 39.1. На поперечном разрезе показан один полупериод поля, занимающий сектор в пределах угла $360°/(2p)$. На рисунке изображена средняя линия магнитного поля взаимной индукции.

При ненасыщенном магнитопроводе магнитные сопротивления стальных участков магнитной цепи незначительны и поле в зазоре определяется в основном его собственным магнитным сопротивлением. Поэтому распределение индукции в зазоре повторяет синусоидальное распределение основной гармонической МДС (25.18). На рис. 39.1 индукция в зазоре и МДС наибольшие на краях полупериода и обращаются в нуль на его середине. По мере увеличения амплитуды МДС зубцы статора и ротора насыщаются, их магнитные сопротивления возрастают и линейность зависимости между МДС и магнитной индукцией нарушается (индукция увеличивается в меньшей мере, чем МДС). Однако насыщение зубцов наблюдается только в зоне больших МДС (на краях полупериода) и не наблюдается там, где МДС мала

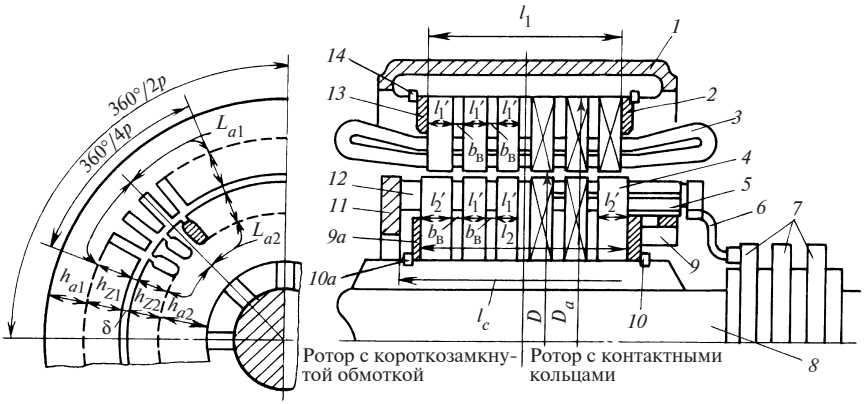


Рис. 39.1. К расчету магнитной цепи асинхронной машины:

1 — станина (корпус статора); *2* — пакет магнитопровода статора; *3* — обмотка статора; *4* — пакет магнитопровода ротора; *5* — трехфазная изолированная обмотка ротора двигателя с контактными кольцами; *6* — вывод обмотки ротора; *7* — контактные кольца; *8* — вал; *9*, *9a*, *13* — нажимная плита; *10*, *10a*, *14* — шпонка; *11* — короткозамыкающее кольцо короткозамкнутого ротора; *12* — стержень короткозамкнутого ротора

(в середине полупериода). Поэтому насыщение зубцов приводит к искажению синусоидальности распределения индукции в зазоре, которое проявляется в виде «уплощения» кривой в зоне больших МДС.

Имея в виду, что действующее значение ЭДС E_1 определяется главным образом основной гармонической индукции, магнитный поток при несинусоидальном распределении индукции приходится рассчитывать по формуле

$$\Phi_m = \frac{E_1}{4k_B f_1 w_1 k_{o1}}, \qquad (39.1)$$

в которой коэффициент k_B зависит от формы кривой индукции.

В ненасыщенной машине, когда магнитные напряжения зубцов статора и ротора малы по сравнению с магнитным напряжением зазора, $F_{Z1} + F_{Z2} << F_\delta$, кривая индукции практически синусоидальна и

$$k_B = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11 .$$

По мере насыщения зубцов в зоне больших МДС магнитные напряжения зубцов $F_{Z1} + F_{Z2}$ становятся соизмеримыми с магнитным напряжением зазора F_δ, кривая индукции «уплощается» и коэффициент k_B несколько уменьшается:

$$k_B = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\xi_B .$$

Поправочный коэффициент $\xi_B < 1$ определяется с помощью рис. 39.2, на котором он представлен в функции коэффициента насыщения зубцового слоя $k_Z = (F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2})/F_\delta$. Коэффициенты k_Z и k_B подбираются для каждого заданного значения E_1 итерационным путем (см. ниже). В первом приближении можно считать $k_Z = 1$.

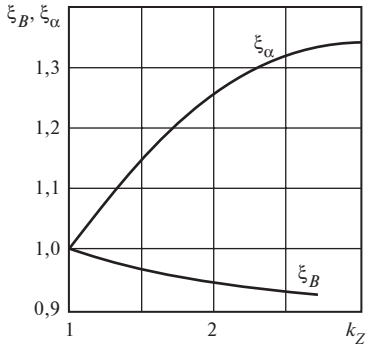


Рис. 39.2. Зависимости $\xi_\alpha = f(k_Z)$ и $\xi_B = f(k_Z)$

Определение МДС F_0, образующей поток Φ_m, производится на основе закона полного тока для средней магнитной линии, состоящей из участков L_{a1}, h_{Z1}, δ, h_{Z2}, L_{a2} (см. рис. 39.1):

$$\frac{1}{2}\oint H \, \mathrm{d}l = F_0 ,$$

где H — напряженность магнитного поля при потоке Φ_m; $\mathrm{d}l$ — элементарный участок магнитной линии.

Для облегчения расчетов линейный интеграл заменяют суммой магнитных напряжений на характерных участках магнитной цепи, исходя из предположения, что в пределах каждого участка напряженность магнитного поля постоянна:

$$\frac{1}{2}\oint H\,\mathrm{d}l = F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2} + F_{a1} + F_{a2} = F_0\,. \qquad (39.2)$$

Магнитное напряжение зазора

$$F_\delta = H_\delta \delta k_\delta = \frac{B_m \delta k_\delta}{\mu_0}\,, \qquad (39.3)$$

где $k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}$ — коэффициент зазора по (24.10), учитывающий влияние зубчатости статора и ротора на магнитное сопротивление зазора; $B_m = \Phi_m/(\alpha_\delta \tau l_\delta)$ — максимальная индукция в зазоре; l_δ — расчетная длина машины по (23.4).

Коэффициент α_δ зависит от насыщения зубцов статора и ротора, характеризуемого коэффициентом k_Z. При слабом насыщении, когда кривая индукции в зазоре синусоидальна, $\alpha_\delta = 2/\pi$ [см. (27.2)]; при насыщении магнитной цепи α_δ возрастает: $\alpha_\delta = 2\xi_\alpha/\pi$. Поправочный коэффициент $\xi_\alpha > 1$ определяется по рис. 39.2. Коэффициенты k_Z и α_δ подбираются для каждого заданного значения E_1 путем последовательных приближений (см. ниже).

Магнитное напряжение зубцов статора

$$F_{Z1} = H_{Z1} h_{Z1} \qquad (39.4)$$

определяется по напряженности H_{Z1}, соответствующей индукции B_{Z1}, в сечении зубца, отстоящем на $h_{Z1}/2$ от зазора [9]. Активная площадь стали в этом сечении равна:

$$S_{Z1} = b_{Z1} l_{м1} k_с,$$

где b_{Z1} — ширина зубца в сечении, отстоящем на $b_{Z1}/2$ от зазора; $l_{м1} = l_1'(n_в + 1)$ — суммарная длина пакетов стали статора по рис. 39.1 ($n_в$ — число радиальных вентиляционных каналов); $k_с$ — коэффициент заполнения пакета сталью ($k_с = 0{,}93$ для лакированных листов толщиной 0,5 мм).

Индукция в зубце B_{Z1} находится исходя из непрерывности магнитного поля и сохранения потока во всех сечениях зубцового деления. Если насыщение зубцов умеренное, что наблюдается при индукции в зубце $B_{Z1} << 1{,}8$ Тл, то можно считать, что магнитный поток

зубцового деления, рассчитанный по индукции в зазоре $\Phi_\delta = t_{Z1} l_\delta B_m$, сосредоточивается исключительно в листах стали зубца и не выходит в пазы и в немагнитные промежутки между ними (радиальные каналы и изоляцию между листами зубца). При этом допущении поток в стали зубца $\Phi_Z = B_{Z1} b_{Z1} l_{м1} k_с$ не отличается от потока в зазоре $\Phi_Z = \Phi_\delta$, откуда

$$B_{Z1} = B_m \frac{l_\delta t_{Z1}}{k_с l_{м1} b_{Z1}}. \qquad (39.5)$$

Если индукция $B_{Z1} << 1{,}8$ Тл, напряженность поля в зубце H_{Z1} определяется по основной характеристике намагничивания стали $H = f(B)$. Такие характеристики для различных электротехнических сталей, используемых в электрических машинах, имеются, например в [9].

Если рассчитанная по (39.5) индукция $B_{Z1} > 1{,}8$ Тл и, следовательно, принятое допущение не оправдывается, в расчет приходится вносить уточнение, учитывая ответвление в паз и немагнитные промежутки магнитного потока $\Phi_п = B_{п1} S_{п1}$, где $S_{п1} = l_1 b_{п1} + (1 - k_с) l_{м1} b_{Z1} + b_в n_в b_{Z1}$ — сечение паза и немагнитных промежутков на одно зубцовое деление; $B_{п1}$ — индукция в пазу и в немагнитных промежутках; $b_{п1}$ — ширина паза в сечении, отстоящем на $h_{Z1}/2$ от головки зубца; l_1 — полная длина магнитопровода статора; $b_в$ — ширина вентиляционного канала. В этом случае имеем уравнение $\Phi_Z = \Phi_\delta - \Phi_п$.

Разделим правую и левую части уравнения на активное сечение зубца S_{Z1} и учтем, что при параллельном включении ветвей с индукциями B_{Z1} и $B_{п1}$ напряженности магнитного поля в них должны быть одинаковыми:

$$H_{п1} = \frac{B_{п1}}{\mu_0} = H_{Z1} = f(B_{Z1}).$$

После этого получим нелинейное уравнение

$$B_{Z1} = B'_{Z1} - \mu_0 k_п H_{Z1},$$

в котором $B_{Z1} = \Phi_Z / S_{Z1}$ — действительная индукция в стали зубца; B'_{Z1} — индукция в стали зубца, рассчитанная по (39.5) при принятом первоначальном допущении; $H_{Z1} = f(B_{Z1})$ — напряженность поля в зубце, соответствующая по основной характеристике намагничивания искомой индукции B_{Z1}; $k_п = S_{п1}/S_{Z1}$ — коэффициент, учитывающий влияние немагнитных промежутков.

Искомая напряженность $H_{Z1} = f(B_{Z1})$ определяется в результате решения нелинейного уравнения относительно B_{Z1}. Для облегчения инженерных расчетов можно пользоваться специальными характеристиками намагничивания $H_{Z1} = f(B'_{Z1})$, построенными для различных значений $k_{\text{п}} = \text{const}$.

Магнитное напряжение зубцов ротора

$$F_{Z2} = H_{Z2} h_{Z2} \tag{39.6}$$

определяют по напряженности H_{Z2}, соответствующей индукции B_{Z2} в сечении зубца, отстоящем на $h_{Z2}/2$ от зазора [9].

При умеренном насыщении, когда $B_{Z2} \le 1{,}8$ Тл, индукция рассчитывается в предположении, что весь поток зубцового деления проходит по стали зубца

$$B_{Z2} = B_m \frac{l_\delta t_{Z2}}{k_{\text{с}} l_{\text{м}2} b_{Z2}}, \tag{39.7}$$

где b_{Z2} — ширина зубца в сечении, отстоящем на $h_{Z2}/3$ от его основания; $l_{\text{м}2} = l'_1(n_{\text{в}} - 1) + 2l'_2$ — суммарная длина стали ротора по рис. 39.1.

В случае, когда рассчитанная по (39.7) индукция $B_{Z2} > 1{,}8$ Тл, находят уточненное ее значение с учетом вытеснения части магнитного потока из зубцов в пазы и в немагнитные промежутки. Делают это таким же образом, как для зубцов статора.

После определения F_δ, F_{Z1}, F_{Z2} рассчитывают коэффициент $k_Z = (F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2})/F_\delta$, и, если он отличается более чем на 3 % от коэффициента k_Z, которым задались на предыдущей итерации, расчет Φ_m, F_δ, F_{Z1} и F_{Z2} повторяют еще раз. Для достижения необходимой точности требуется не более 2—3 итераций.

Магнитное напряжение ярма статора

$$F_{a1} = H_{a1} L_{a1} \xi \tag{39.8}$$

определяется по максимальной напряженности поля в ярме, соответствующей по основной кривой намагничивания стали [13, разд. 7] индукции

$$B_{a1} = \frac{\Phi_m}{2 h_{a1} l_{\text{м}1} k_{\text{с}}}. \tag{39.9}$$

Коэффициент ξ, позволяющий учесть непостоянство напряженности по длине участка L_{a1}, берется из таблицы при $B_a = B_{a1}$.

B_a, Тл	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
ξ	0,57	0,54	0,5	0,46	0,4	0,33

Магнитное напряжение ярма ротора

$$F_{a2} = H_{a2} L_{a2} \xi \tag{39.10}$$

определяется аналогичным образом по максимальной индукции в ярме ротора [9]

$$B_{a2} = \frac{\Phi_m}{2 h_{a2} l_{м2} k_c}. \tag{39.11}$$

Амплитуда МДС F_0, образующей поток взаимной индукции Φ_m, рассчитывается по (39.2). При слабонасыщенной магнитной цепи МДС F_0 практически не отличается от магнитного напряжения зазора F_δ, в общем случае она превышает F_δ в $k_н$ раз:

$$F_{0m} = k_н F_\delta = F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2} + F_{a1} + F_{a2}, \tag{39.12}$$

где $k_н$ — коэффициент насыщения магнитной цепи.

39.3. Расчет тока холостого хода

Реактивная составляющая тока холостого хода, создающая МДС F_0, определяется из (25.9):

$$I_{0r} = \frac{\pi p F_{0m}}{\sqrt{2} m_1 w_1 k_{o1}}. \tag{39.13}$$

Кроме реактивной составляющей тока $\underline{I}_{0r}$, опережающей ЭДС $\underline{E}_1$ на угол $\pi/2$, в обмотке статора при идеальном холостом ходе имеется активная составляющая тока $\underline{I}_{0a}$, которая соответствует магнитным потерям магнитопровода $P_м$ при потоке Φ_m и ЭДС E_1:

$$I_{0a} = P_1/(m_1 E_1). \tag{39.14}$$

Магнитные потери в режиме холостого хода имеются только в магнитопроводе статора, зубцы и ярмо которого перемагничиваются вращающимся полем с частотой f_1. В роторе, вращающемся при холостом ходе с частотой поля, потери не выделяются, поскольку элементы ротора, неподвижные по отношению к полю, не подвергаются

перемагничиванию (в номинальном режиме, когда скольжение и частота перемагничивания невелики, магнитные потери в роторе также пренебрежимо малы).

Магнитные потери при холостом ходе принимаются равными основным магнитным потерям в зубцах и ярме статора и рассчитываются по (31.9), (31.11), (31.12):

$$P_{\text{м}} = (k_{\text{д}Z} B_{Z1}^2 m_{Z1} + k_{\text{д}a} B_{a1}^2 m_{a1}) p_{1,0/50} (f_1 / 50)^{1,3}, \qquad (39.15)$$

где $k_{\text{д}Z} = 1{,}7$; $k_{\text{д}a} = 1{,}4$; B_{Z1}, B_{a1}, m_{Z1}, m_{a1} — индукции и массы зубцов и ярма статора.

Активная составляющая тока холостого хода в асинхронных машинах много меньше реактивной, поэтому ток холостого хода практически не отличается от реактивной составляющей

$$I_0 = \sqrt{I_{0r}^2 + I_{0a}^2} \approx I_{0r}. \qquad (39.16)$$

Угол β_0' между током $\underline{I}_0$ и ЭДС $(-\underline{E}_1)$ (см. рис. 2.8) не отличается от угла между током $\underline{I}_0$ и его активной составляющей I_{0a} и может быть выражен как

$$\beta_0' = \arccos \frac{I_{0a}}{I_0}.$$

С помощью этого угла можно найти активную и реактивную составляющие тока холостого хода $\underline{I}_0$ как $I_{0a} = I_0 \cos \beta_0'$ и $I_{0r} = I_0 \sin \beta_0'$, а также активную и реактивную составляющие ЭДС $(-\underline{E}_1)$ как $E_1 \cos \beta_0'$ и $E_1 \sin \beta_0'$.

Ток холостого хода при $U_1 = U_{1\,\text{ном}}$ составляет в асинхронной машине значительно большую долю номинального тока, чем в трансформаторе. Это связано с тем, что между магнитопроводами статора и ротора машины всегда имеется немагнитный зазор, обладающий большим сопротивлением для магнитного потока, в то время как в трансформаторе магнитопровод выполняется обычно замкнутым.

Относительный ток холостого хода $I_0 / I_{1\,\text{ном}}$ возрастает с уменьшением мощности и частоты вращения и для двигателей мощностью от 1 до 100 кВт варьирует в пределах от 0,5 до 0,25; в микродвигателях — от 0,5 до 1,0.

Повторяя расчет тока холостого хода I_0 для различных ЭДС E_1 (или потоков Φ_m), можно построить зависимости $E_1 = f(I_{0r})$, $\Phi_m = f(I_{0r})$, где $I_{0r} \approx I_0$, первая из которых называется *характеристикой холостого*

хода, а вторая — *характеристикой намагничивания машины*. Эти зависимости получаются линейными только при небольших ЭДС $E_1 << U_{1\text{ном}}$; при ЭДС $E_1 > U_{1\text{ном}}$, когда магнитная цепь машины обычно насыщается, зависимости становятся резко нелинейными.

39.4. Расчет главного сопротивления обмотки статора

После проведения расчета магнитной цепи и определения тока холостого хода можно найти *главное сопротивление обмотки статора* с учетом насыщения магнитной цепи

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0 = -\underline{E}_1 / \underline{I}_0, \qquad (39.17)$$

где $R_0 = E_1 \cos \beta_0' / I_0$ — активная составляющая главного сопротивления; $X_0 = E_1 \sin \beta_0' / I_0$ — реактивная составляющая главного сопротивления; $\beta_0' = \operatorname{arctg} I_{0r} / I_{0a}$ — угол между ЭДС $\underline{E}_1$ и током $\underline{I}_0$.

Электрические потери $m_1 R_0 I_0^2$, выделяющиеся в активной составляющей главного сопротивления R_0, соответствуют реальным магнитным потерям $P_\text{м} = P_{\text{м.ном}} E_1^2 / U_{1\text{ном}}^2$. Поэтому R_0 может быть выражено через $P_\text{м}$ (39.14):

$$R_0 = \frac{E_1 \cos \beta_0'}{I_0} = \frac{P_\text{м}}{m_1 I_0^2} = \frac{P_{\text{м.ном}}}{m_1 U_{1\text{ном}}^2} \left(\frac{E_1}{I_0} \right)^2, \qquad (39.18)$$

где $P_{\text{м.ном}}$ — магнитные потери при $E_1 = U_{1\text{ном}}$.

Реактивная мощность Q_0 в реактивной составляющей главного сопротивления X_0 при токе I_0 соответствует реактивной мощности в главном индуктивном сопротивлении самоиндукции $X_{11} = 2\pi f_1 L_{11} = E_1 / I_{0r}$ при токе в нем I_{0r}. Поэтому

$$Q_0 = m_1 X_0 I_0^2 = m_1 X_{11} I_{0r}^2,$$

и, следовательно, существует следующее соотношение между рассматриваемыми индуктивными сопротивлениями:

$$X_0 = X_{11} \frac{I_{0r}^2}{I_0^2} = \frac{E}{I_{0r}} \left(\frac{I_{0r}}{I_0} \right)^2 \approx E_1 / I_{0r}, \qquad (39.19)$$

где $I_{0r} / I_0 \approx 1$.

Из (39.18) и (39.19) следует, что только при малых $E_1 << U_{1\text{ном}}$, когда магнитная цепь ненасыщена и ток $I_{0r} \approx I_0$ пропорционален E_1,

параметры R_0 и X_0 не зависят от E_1. В остальных случаях, т.е. при $E_1 \approx U_{1\text{ном}}$, когда заметным образом проявляется магнитное насыщение и зависимость $I_{0r} \approx I_0$ от E_1 становится нелинейной (I_{0r} увеличивается быстрее, чем E_1), наблюдается уменьшение $R_0 \sim \sim (E_1/I_0)^2$ и $X_0 \sim (E_1/I_{0r})$. Это хорошо видно из рис. 39.3, на котором представлены зависимости $I_{0r} \approx I_0$, I_{0a}, R_0, X_0 в функции от E_1. Заметим, что $R_0 << X_0$, причем, как вытекает из (39.18):

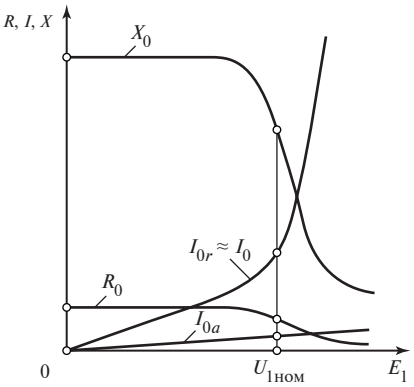


Рис. 39.3. Зависимость параметров ветви намагничивающего тока и его составляющих от ЭДС E_1

$$R_0 = \frac{P_{\text{м.ном}}}{m_1 U_{1\text{ном}}^2}\left(\frac{E_1}{I_0}\right)^2 = \frac{I_{0a}}{I_0}\left(\frac{E_1}{I_0}\right) = \frac{I_{0a}}{I_0}X_0 \approx X_0,$$

так как $I_{0a} = P_{\text{м.ном}} E_1 / (m_1 U_{1\text{ном}}^2)$ и $I_{0a}/I << 1$.

Индуктивное сопротивление $X_0 \approx X_{11} = 2\pi f_1 L_{11}$ в ненасыщенной машине определяют по (28.4), в насыщенной — по (39.19) на основании расчета магнитной цепи (39.13).

Глава сороковая

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ НАГРУЗКЕ

40.1. Основные предположения и допущения

Ограничимся рассмотрением установившихся электромагнитных процессов в нагруженной асинхронной машине при синусоидальных напряжениях на обмотке статора, образующих симметричную многофазную систему.

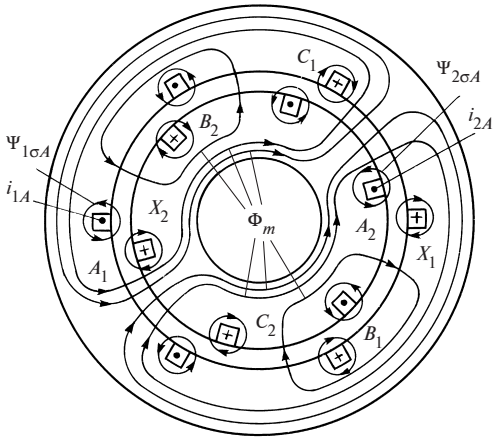
Электромеханическое преобразование энергии происходит в асинхронной машине во всех режимах, за исключением двух особых режимов: режима холостого хода и режима короткого замыкания. В режиме холостого хода механическая мощность, развиваемая ротором, $R_{\text{мех}} = M\Omega$ равна нулю, поскольку угловая скорость ротора совпадает с угловой скоростью поля $\Omega = \Omega_1$ и электромагнитный момент $M = 0$. В режиме короткого замыкания механическая мощность равна нулю, поскольку в этом режиме ротор неподвижен, $\Omega = 0$.

При заданном напряжении U_1 и частоте сети f_1 электромагнитные процессы в асинхронной машине определяются внешним моментом $M_{\text{в}}$, приложенным к валу машины, и его направлением. Если внешний момент направлен против вращения поля, машина работает в режиме двигателя; по мере увеличения этого момента увеличивается механическая мощность, $P_2 = M_{\text{в}}\Omega$, преобразованная из электрической мощности; угловая скорость ротора Ω уменьшается ($\Omega < \Omega_1$), скольжение s увеличивается:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} > 0 .$$

Наоборот, при внешнем моменте, направленном в сторону вращения поля, машина работает в режиме генератора; по мере увеличения этого момента увеличивается поступающая в сеть электрическая активная мощность, преобразованная из механической мощности $P_{\text{мех}} = M_{\text{в}}\Omega$; угловая скорость ротора увеличивается ($\Omega > \Omega_1$), сколь-

Рис. 40.1. Магнитные поля рассеяния и взаимной индукции в асинхронной машине



жение становится отрицательным:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} < 0 .$$

Для того чтобы установить количественные связи между внешним моментом $M_в$, действующим на вал ротора, угловой скоростью ротора Ω и величинами электрических цепей статора и ротора машины (напряжениями, токами, активными и реактивными мощностями), нужно составить систему уравнений, описывающих электромагнитные процессы в цепях многофазных обмоток статора и ротора.

Поскольку все величины электрических цепей статора и ротора изменяются во времени практически синусоидально, эту систему уравнений наиболее удобно записать в комплексной форме. Анализ электромагнитных процессов в асинхронной машине производится с помощью модели, изображающей один период ее поля (см. § 30.2). Однопериодная модель асинхронной машины представлена на рис. 40.1.

В однопериодной модели сохраняются без изменения размеры в пределах полюсного деления асинхронной машины (размеры зазора, пазов, числа эффективных проводников в пазах, токи в пазах, напряжения в витках, индукции магнитного поля, магнитные потоки); углы между любыми элементами полюсного деления увеличиваются в p раз (где p — число периодов поля в самой машине); угловая скорость поля Ω_1 и угловая скорость ротора Ω увеличиваются в p раз и становятся равными соответственно $\Omega_1 p = \frac{\omega_1}{p} p = \omega_1$ и $\omega = \Omega p$; скольжение s и частоты в обмотках статора f_1 и ротора f_2 сохраняются.

В целях упрощения на всех последующих рисунках зубчатые магнитопроводы статора и ротора однопериодной модели изображаются гладкими.

40.2. Уравнение напряжений обмотки статора

Многофазная обмотка статора (см. гл. 22) с числом фаз m_1 соединяется при $m_1 = 3$ звездой или треугольником и образует (при протекании по ее фазам симметричной системы токов I_1) вращающееся поле с числом периодов p. Токи I_1 появляются в фазах обмотки статора под действием симметричной системы напряжений питающей сети U_1. Частота этих токов f_1 совпадает с частотой напряжения сети. *Амплитуда p-периодной (основной) гармонической МДС обмотки статора*

$$F_{1m} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{I_1 w_1 k_{o1}}{p} \tag{40.1}$$

пропорциональна фазным токам I_1, числу последовательных витков фазы w_1 и ее обмоточному коэффициенту k_{o1} для основной гармонической [см. (25.9)].

МДС статора F_{1m} и главное магнитное поле с индукцией B_m, в образовании которого кроме МДС статора принимает участие еще и МДС ротора F_{2m}, вращаются с угловой скоростью

$$\Omega_1 = 2\pi f_1 / p = \omega_1 / p.$$

На пространственно-временно́й диаграмме, показанной на фоне одноперiодной модели асинхронной машины (рис. 40.2, *а*), величины электрических цепей $\underline{U}_1$, $\underline{I}_1$ и пространственно-распределенные величины $\underline{F}_{1m}$, $\underline{B}_m$ изображаются в виде комплексов, вращающихся с угловой скоростью ω_1.

Проекции комплексных функций, изображающих действующие фазные величины ($\underline{U}_1 e^{j\omega t}$, $\underline{I}_1 e^{j\omega t}$ и др.), на оси фаз статора A_1, B_1, C_1 равны соответствующим мгновенным фазным величинам, уменьшенным в $\sqrt{2}$ раз; проекции пространственных комплексов, изображающих синусоидально распределенные в зазоре величины, на любое направление дают представление о мгновенных значениях этих величин в соответствующей точке зазора.

Вращающееся поле взаимной индукции образует с фазой обмотки статора потокосцепление (см. § 27.5), амплитуда которого $\Psi_{1m} = w_1 k_{o1} \Phi_m$ пропорциональна потоку $\Phi_m = \alpha_\delta \tau l_\delta B_m$ и амплитуде индукции поля в зазоре B_m.

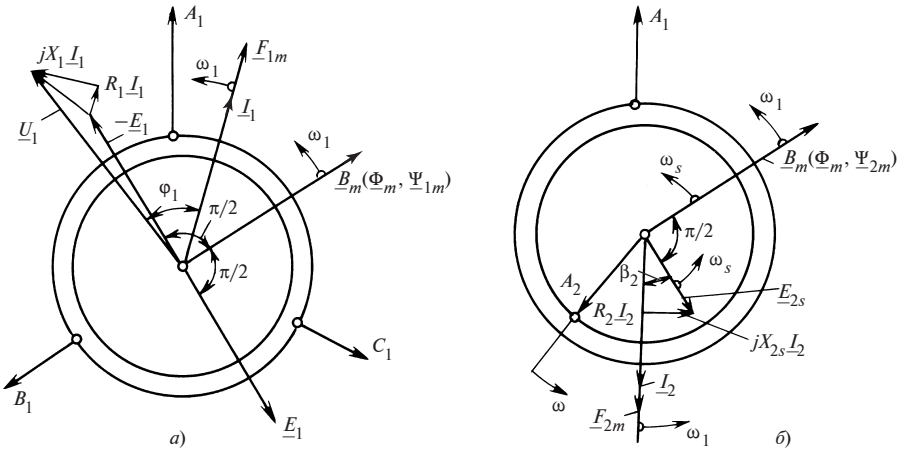


Рис. 40.2. Пространственно-временны́е диаграммы величин статора (*а*) и ротора (*б*) асинхронной машины (режим двигателя $\omega < \omega_1$, $s > 0$)

Комплексы $\underline{B}_m$, $\underline{\Phi}_m$ и $\underline{\Psi}_{1m}$ совпадают на диаграмме по направлению (рис. 40.2). В результате изменения потокосцепления с угловой частотой $\omega_1 = 2\pi f_1$ в фазе статора индуктируется ЭДС *взаимной индукции*. Действующее значение этой ЭДС представляется комплексом

$$\underline{E}_1 = -j\omega_1 \frac{\underline{\Psi}_{1m}}{\sqrt{2}} = -j4k_B f_1 w_1 k_{o1} \underline{\Phi}_m, \qquad (40.2)$$

где $\Psi_{1m} = w_1 k_{o1} \Phi_m$.

Кроме того, с фазой статора сцепляется поле рассеяния, образуя потокосцепление $\underline{\Psi}_{1\sigma}$, пропорциональное току фазы $\underline{I}_1$ (линии поля взаимной индукции и поля рассеяния для фазы A_1 и других фаз статора показаны на рис. 40.1).

Электродвижущую силу рассеяния $E_{\sigma 1}$, индуктируемую в фазе статора при изменении потокосцепления рассеяния с угловой частотой ω_1, выражают через ток $\underline{I}_1$ и *индуктивное сопротивление рассеяния статора* $X_1 = \omega_1 L_{\sigma 1}$ (см. § 28.7):

$$\underline{E}_{1\sigma} = -j\omega_1 \frac{\underline{\Psi}_{1\sigma}}{\sqrt{2}} = -jX_1 \underline{I}_1. \qquad (40.3)$$

Напряжения, ЭДС и токи фаз статора должны удовлетворять уравнению напряжений, которое в комплексной форме записывается так же, как для первичной обмотки трансформатора (см. § 3.2):

$$\underline{U}_1 + \underline{E}_1 + \underline{E}_{1\sigma} = R_1 \underline{I}_1 ,$$

где R_1 — активное сопротивление фазы статора для тока частоты f_1 (по § 31.2).

Выражая $\underline{E}_{1\sigma}$ через ток $\underline{I}_1$ по (40.3), можно ввести в это уравнение сопротивление фазы статора $\underline{Z}_1$:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1 \underline{I}_1 , \qquad (40.4)$$

где $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$ — сопротивление фазы статора.

Уравнению (40.4) соответствует диаграмма напряжений статора, построенная на рис. 40.2, *а* для режима двигателя.

Значение и направление ЭДС $\underline{E}_1$, индуктированной вращающимся полем $\underline{B}_m$, выбраны на диаграмме таким образом, чтобы при заданном напряжении $\underline{U}_1$ машина работала в режиме двигателя. Для этого нужно, чтобы ток фазы

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1 + \underline{E}_1}{\underline{Z}_1}$$

отставал от напряжения $\underline{U}_1$ на угол $\varphi_1 < \pi/2$ и активная мощность $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1 > 0$ (положительной считается мощность, потребляемая из сети).

40.3. Уравнение напряжений ротора

Ротор асинхронной машины вращается с угловой скоростью Ω, которая в общем случае отличается от угловой скорости поля взаимоиндукции $\Omega_1 = 2\pi f_1 / p = \omega_1 / p$ (соответственно в одноперiодной модели по рис. 40.2, *б* угловая скорость ротора $\omega = \Omega p$ не совпадает с угловой скоростью поля $\omega_1 = \Omega_1 p = 2\pi f_1$).

Относительно ротора поле взаимной индукции, представленное на рис. 40.2, *б* комплексом $\underline{B}_m$, вращается с угловой скоростью $\Omega_s = \Omega_1 - \Omega$, называемой *угловой скоростью скольжения* (соответственно в модели поле вращается относительно ротора со скоростью $\omega_s = \omega_1 - \omega$). На рис. 40.2, *б* скорость ω_1 по отношению к статору

показана на фоне статора; скорость ω_s по отношению к ротору — на фоне ротора. Используя понятие *скольжения* поля по отношению к ротору

$$s = \Omega_s / \Omega_1 = \omega_s / \omega_1, \tag{40.5}$$

можно выразить угловую скорость скольжения через угловую скорость поля

$$\Omega_s = \Omega_1 - \Omega = s\Omega_1 \text{ или } \omega_s = \omega_1 - \omega = s\omega_1. \tag{40.6}$$

В режиме двигателя, которому соответствует диаграмма на рис. 40.2, *а*, $\Omega_1 > \Omega$ ($\omega_1 > \omega$), следовательно, скольжение s и угловая скорость скольжения Ω_s, с которой поле B_m вращается относительно ротора, положительны. Это означает, что в режиме двигателя поле B_m вращается относительно ротора в ту же сторону, что и по отношению к статору (ω_s направлена в сторону ω_1).

Вращающееся поле взаимной индукции образует с фазой обмотки ротора потокосцепление (см. § 27.5), амплитуда которого:

$$\Psi_{2m} = w_2 k_{o2} \Phi_m, \tag{40.7}$$

где w_2 — число витков фазы ротора; k_{o2} — обмоточный коэффициент фазы ротора для основной (p-периодной) гармонической индукции.

Поток взаимной индукции Φ_m в этом уравнении тот же, что и в (40.2). По направлению комплексы $\underline{\Phi}_m$ и $\underline{\Psi}_{2m}$ совпадают с комплексом $\underline{B}_m$. В результате изменения потокосцеплений фаз ротора с угловой частотой ω_s в них индуктируется ЭДС взаимной индукции E_{2s}. Частота f_2 ЭДС взаимной индукции, токов и других величин в фазах ротора определяется угловой скоростью поля по отношению к ротору

$$f_2 = \omega_s / (2\pi) = \omega_1 s / (2\pi) = f_1 s. \tag{40.8}$$

Комплекс ЭДС $\underline{E}_{2s}$ отстает от комплекса потокосцепления на угол $\pi/2$, действующее значение ЭДС при скольжении s определяется:

$$\underline{E}_{2s} = -j\omega_s \frac{\underline{\Psi}_{2m}}{\sqrt{2}} = -j4k_B f_1 w_2 k_{o2} \underline{\Phi}_m s\,. \tag{40.9}$$

Электродвижущая сила взаимной индукции в фазе ротора E_{2s} может быть выражена через ЭДС взаимной индукции E_2, которая индуктировалась бы тем же полем в неподвижном роторе при $\omega = 0$, $\omega_s = \omega_1 - \omega = \omega_1$, скольжении $s = 1$ и частоте $f_2 = f_1 s = f_1$.

Как вытекает из (41.8),

$$E_{2s} = E_2 s, \tag{40.10}$$

где $E_2 = 4k_{в} f_1 w_2 k_{о2} \Phi_m$.

С фазой ротора сцеплено также поле рассеяния. Оно образует потокосцепление $\Psi_{2\sigma}$, пропорциональное току фазы I_2 (линии поля взаимной индукции и полей рассеяния для фазы A_2 и других фаз ротора показаны на рис. 40.1).

Электродвижущую силу рассеяния $\underline{E}_{2\sigma s}$, индуктируемую в фазе ротора при изменении потокосцепления фазы с угловой частотой $\omega_s = 2\pi f_2 = s\omega_1$, выражают через ток $\underline{I}_2$ и *индуктивное сопротивление рассеяния ротора при скольжении s*, равное

$$X_{2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2} = 2\pi s f_1 L_{\sigma 2} = s X_2, \tag{40.11}$$

где $X_2 = 2\pi f_1 L_{\sigma 2}$ — *индуктивное сопротивление рассеяния неподвижного ротора при* $s = 1$ и частоте $f_2 = f_1$ (см. § 28.7).

Действующее значение ЭДС рассеяния ротора

$$\underline{E}_{2\sigma s} = -jX_{2s}\underline{I}_2. \tag{40.12}$$

Электродвижущие силы и токи фаз ротора должны удовлетворять уравнению напряжений, которое в комплексной форме записывается так же, как для вторичной обмотки трансформатора при $\underline{U}_2 = 0$ (см. § 3.2):

$$\underline{E}_{2s} + \underline{E}_{2\sigma s} = R_2 \underline{I}_2,$$

где R_2 — активное сопротивление фазы ротора для тока частоты

$$f_2 = sf_1.$$

Выражая $\underline{E}_{2\sigma s}$ через ток $\underline{I}_2$ по (40.12), можно ввести в уравнение напряжений сопротивление фазы ротора $R_2 + jX_{2s}$:

$$\underline{E}_{2s} = (R_2 + jX_{2s})\underline{I}_2. \tag{40.13}$$

Под действием ЭДС $\underline{E}_{2s}$ в фазах ротора появляется ток

$$\underline{I}_2 = \underline{E}_{2s} / (R_2 + jX_{2s}), \tag{40.14}$$

отстающий от ЭДС $\underline{E}_{2s}$ на угол β_2 (см. рис. 40.2, *б*):

$$\beta_2 = \operatorname{arctg}\frac{X_{2s}}{R_2}. \tag{40.15}$$

Ток I_2, появляющийся в фазах ротора в результате электромагнитной индукции, изменяется, как и ЭДС E_{2s}, с частотой $f_2 = s f_1$. Уравнению (40.13) соответствует диаграмма напряжений ротора, построенная на рис. 40.2, *б*. Фазные величины ротора могут быть получены проектированием соответствующих комплексов на оси фаз ротора A_2, B_2, C_2, вращающиеся вместе с ротором с угловой скоростью ω. Поскольку комплексы, изображающие фазные величины ротора, вращаются по отношению к ротору со скоростью $\omega_s = \omega_1 - \omega$, их проекции изменяются с частотой $f_2 = \omega_s/(2\pi)$.

Симметричная система токов I_2 в m_2-фазной обмотке ротора, смещенных во времени на угол $2\pi/m_2$, образует *p-периодную (основную) гармоническую МДС ротора с амплитудой* (см. § 25.9)

$$F_{2m} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_2 \frac{I_2 w_2 k_{o2}}{p}. \qquad (40.16)$$

По отношению к ротору МДС F_{2m} вращается с угловой скоростью $\omega_s = 2\pi f_2$ в одноперiодной модели и со скоростью $\Omega_s = \omega_s/p$ в самой машине. При этом комплекс МДС $\underline{F}_{2m}$ совпадает по направлению с комплексом тока $\underline{I}_2$. Учитывая угловую скорость ротора, равную $\omega = \Omega p$ в одноперiодной модели и Ω в самой машине, нетрудно выявить, что относительно статора МДС $\underline{F}_{2m}$ вращается со скоростью

$$\omega + \omega_s = \omega_1$$

в модели и со скоростью

$$\Omega + \Omega_s = \Omega_1$$

в самой машине.

Таким образом, МДС ротора $\underline{F}_{2m}$ вращается в пространстве с той же скоростью, что и МДС статора $\underline{F}_{1m}$.

40.4. Особенности расчета параметров короткозамкнутой обмотки типа беличьей клетки

Короткозамкнутая обмотка образуется из Z_2 стержней с токами $\underline{I}_{c1}$, $\underline{I}_{c2}$, $\underline{I}_{c3}$, …, размещающихся в пазах магнитопровода ротора, и двух колец, при помощи которых образуются электрические соединения между стержнями. По участку кольца, расположенному между

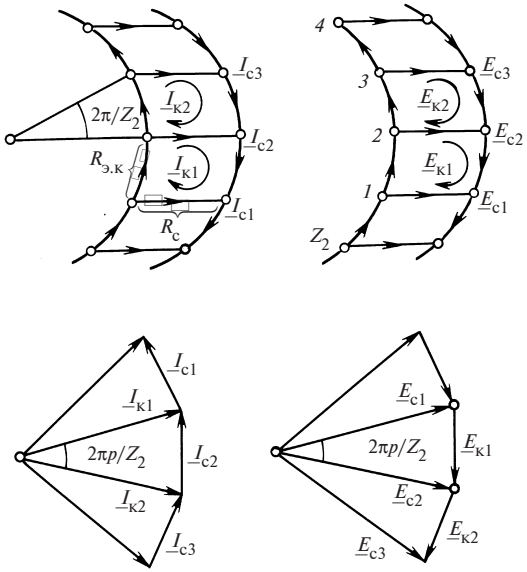


Рис. 40.3. Токи и ЭДС контуров и стержней короткозамкнутой обмотки

стержнями *1* и *2*, протекает ток $\underline{I}_{к1}$, по участку между стержнями *2* и *3* — ток $\underline{I}_{к2}$, затем ток $\underline{I}_{к3}$ и т.д. (рис. 40.3).

Фаза короткозамкнутой обмотки представляет собой одновитковый контур, состоящий из двух соседних стержней и размещенных между ними участков колец. Например, контур фазы *1* включает стержни *1* и *2* и соответствующие участки колец.

Число фаз короткозамкнутой обмотки ротора равно числу ее стержней (или контуров):

$$m_2 = Z_2.$$

Число витков фазы, состоящей из одного контура, равно:

$$w_2 = 1.$$

Обмоточный коэффициент фазы равен коэффициенту укорочения:

$$k_{02} = k_{y2} = \sin\frac{\pi y}{2\tau} = \frac{\pi p}{Z_2}, \qquad (40.17)$$

где $y = 1$ — шаг контура фазы (в зубцовых делениях); $\tau = Z_2/(2p)$ — полупериод основной гармонической вращающегося поля (в зубцовых делениях).

Под током фазы понимается ток контура, равный току в соответствующих участках колец: $\underline{I}_{2(1)} = \underline{I}_{к1}$, $\underline{I}_{2(2)} = \underline{I}_{к2}$ и т.д. По каждому из стержней протекают токи двух соседних фаз. Токи стержней равны разности токов соседних фаз (контуров):

$$\underline{I}_{с2} = \underline{I}_{к1} - \underline{I}_{к2}. \qquad (40.18)$$

Из-за симметрии обмотки токи, индуктированные в фазах p-периодным вращающимся полем, одинаковы: $I_2 = I_к = I_{к1} = I_{к2} = \ldots$ Комплексы токов фаз образуют на векторной диаграмме симметричную звезду с углами между токами соседних фаз $2\pi p/Z_2$ (контуры соседних фаз смещены в пространстве на угол $2\pi/Z_2$).

Токи стержней являются сторонами многоугольника, построенного на звезде контурных токов.

Для определения действующего значения тока стержня $I_с$ нужно рассмотреть треугольник из токов $I_{к1}$, $I_{к2}$ и $I_{с2}$:

$$I_с = I_2\Delta_i, \qquad (40.19)$$

где $\Delta_i = 2\sin(\pi p/Z_2) = 2k_{о2}$.

Электродвижущая сила фазы $E_{2s} = E_к = E_{к1} = E_{к2} = \ldots$ может рассматриваться как разность ЭДС стержней, входящих в контур, например,

$$\underline{E}_{к1} = \underline{E}_{с2} - \underline{E}_{с1}. \qquad (40.20)$$

Действующее значение ЭДС стержня $E_с = E_{с1} = E_{с2} = \ldots$ определяется из треугольника векторов $E_{с1}$, $E_{с2}$, $E_{к1}$:

$$E_с = E_{2s}/\Delta_i. \qquad (40.21)$$

Эквивалентные сопротивления фаз короткозамкнутой обмотки R_2, X_2 определяются исходя из энергетических соображений. Сумма электрических потерь в фазах обмотки $Z_2R_2I_2^2$ должна быть равна сумме потерь в стержнях $Z_2R_сI_с^2$ и в элементах короткозамыкающих колец между соседними стержнями $2Z_2R_{э.к}I_к^2$. После преобразований имеем:

$$R_2 = 2R_{э.к} + R_с(I_с/I_2)^2 = 2R_{э.к} + R_с\Delta_i^2, \qquad (40.22)$$

где $I_2 = I_к$ — действующее значение тока фазы; $R_с = \rho_t l_2/S_с$ — активное сопротивление стержня; ρ_t — удельное сопротивление материала

стержня при рабочей температуре (31.2); l_2 — длина вторичного магнитопровода; $S_с$ — площадь сечения стержня при пазе трапецеидальной формы по рис. 23.2 и короткозамкнутой обмотке, отлитой из алюминия: $S_с = h_0(b_п + b_{п.н})/2)$; $R_{э.к} = \rho_t \pi D_к/(Z_2 S_к)$ — активное сопротивление элемента кольца, заключенного между стержнями; $D_к$ — средний диаметр короткозамыкающего кольца; $S_к = a_к b_к$ — площадь его сечения ($a_к$ — радиальный размер; $b_к$ — аксиальный размер).

Аналогично

$$X_2 = 2X_{э.к} + X_с(I_с / I_2)^2 = 2X_{э.к} + X_с \Delta_i^2, \qquad (40.23)$$

где $X_с = 2\pi\mu_0 f_1 l_2(\lambda_{п2} + \lambda_{г2} + \lambda_{д2})$ — индуктивное сопротивление рассеяния стержня; $\lambda_{п2}$ — коэффициент проводимости пазового рассеяния для паза трапецеидальной формы по рис. 23.2 (28.7); $\lambda_{г2}$ — коэффициент проводимости рассеяния по головкам зубцов (28.7); $\lambda_{д2} = t_{Z2}/(12\delta k_\delta)$ — коэффициент проводимости дифференциального рассеяния короткозамкнутой обмотки; $t_{Z2} = \pi D/Z_2$ — зубцовое деление вторичного магнитопровода; $X_{э.к} = 2{,}3\pi\mu_0 f_1(D_к/Z_2)\lg[4{,}7D_к/(a_к + 2b_к]$ — индуктивное сопротивление рассеяния элемента кольца, заключенного между стержнями.

40.5. Уравнение МДС. Намагничивающий ток. Поле взаимной индукции

Как было показано в § 40.3, МДС ротора F_{2m} вращается с той же скоростью, что и МДС статора F_{1m}. И та, и другая МДС вращаются с угловой скоростью Ω_1 (в модели ω_1) относительно статора и со скоростью Ω_s (в модели ω_s) относительно ротора. Взаимное расположение МДС статора и ротора, представленных в модели комплексами $\underline{F}_{1m}$ и $\underline{F}_{2m}$, в установившемся режиме все время сохраняется (рис. 40.4). Поэтому *результирующая* МДС $\underline{F}_{0m}$ имеет в каждом режиме вполне определенную амплитуду, вращается со скоростью Ω_1 (в модели ω_1) относительно статора и определяется из уравнения МДС

$$\underline{F}_{0m} = \underline{F}_{1m} + \underline{F}_{2m}. \qquad (40.24)$$

Соответственно и поле взаимной индукции, образуемое результирующей МДС $\underline{F}_{0m}$, имеет в каждом режиме вполне определенную

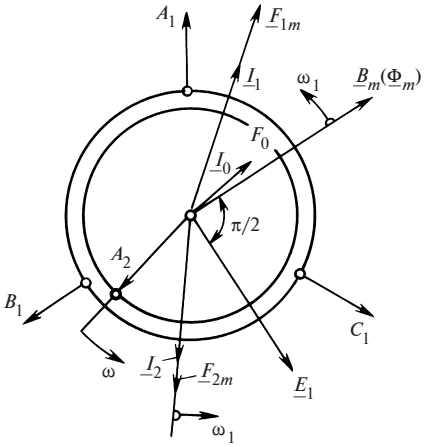


Рис. 40.4. Пространственно-временна́я диаграмма МДС и токов асинхронной машины (режим двигателя $\omega < \omega_1$, $s > 0$)

индукцию $\underline{B}_m$ и вращается относительно статора с теми же скоростями.

Поток взаимной индукции Φ_m в режиме нагрузки может быть найден из расчета магнитной цепи, проведенного при холостом ходе (39.2). При этом можно воспользоваться характеристикой намагничивания $\Phi_m = f(F_{0m})$, понимая под F_{0m} результирующую МДС при нагрузке. Одинаковым результирующим МДС F_{0m} при холостом ходе и при нагрузке будут соответствовать одинаковые поля и потоки взаимной индукции.

Развивая аналогию в образовании поля взаимной индукции с режимом холостого хода, можно ввести понятие намагничивающего тока I_0. Под *намагничивающим током* будем понимать ток I_0 в обмотке статора, который образует МДС, равную результирующей МДС F_{0m}. Намагничивающий ток изображается (см. рис. 40.4) комплексом

$$\underline{I}_0 = \frac{\underline{F}_{0m}\pi p}{\sqrt{2}m_1 w_1 k_{o1}}, \qquad (40.25)$$

совпадающим по направлению с комплексом F_{0m}. Одновременно можно заменить реальную обмотку ротора на обмотку, имеющую такие же данные, как обмотка статора, и питать эту обмотку таким током I_2', чтобы МДС ротора F_{2m} сохранилась и по значению и по фазе. Ток I_2' называется приведенным к обмотке статора током ротора и изображается комплексом

$$\underline{I}_2' = \frac{\underline{F}_{2m}\pi p}{\sqrt{2}m_1 w_1 k_{o1}} = k_I \underline{I}_2, \qquad (40.26)$$

где $k_I = \dfrac{m_2 w_2 k_{o2}}{m_1 w_1 k_{o1}}$ — коэффициент приведения тока ротора.

После введения токов $\underline{I}_0$ и $\underline{I}'_2$ можно выразить МДС $\underline{F}_{0m}$, $\underline{F}_{2m}$ и $\underline{F}_{1m}$ в (40.24) через соответствующие токи с помощью (40.25), (40.26) и, разделив все члены уравнения на $\sqrt{2}m_1 w_1 k_{01}/\pi p$, получить другую форму записи уравнения МДС

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2. \qquad (40.27)$$

В такой форме уравнение МДС называется *уравнением токов*. Намагничивающий ток $\underline{I}_0$, определяемый из этого уравнения, создает такое же поле взаимной индукции, как равный ему ток $\underline{I}_0$ при холостом ходе. Соответственно и ЭДС взаимной индукции в обмотке статора в режиме нагрузки E_1 получается такой же, как в режиме холостого хода при токе I_0. Поэтому уравнение, связывающее ЭДС взаимной индукции E_1 с намагничивающим током I_0 при нагрузке, получается таким же, как при холостом ходе (39.17):

$$\underline{E}_1 = -\underline{Z}_0 \underline{I}_0, \qquad (40.28)$$

где $\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0$ — главное сопротивление обмотки статора.

Комплексы индукции $\underline{B}_m$ и магнитного потока $\underline{\Phi}_m$ опережают комплекс ЭДС $\underline{E}_1$ на угол $\pi/2$. Связь между ЭДС E_1, с одной стороны, и B_m и Φ_m, с другой, сохраняется такой же, как при холостом ходе [см. (39.1), (39.3)].

Уравнениям МДС (40.24) и токов (40.27) на рис. 40.4 соответствуют диаграммы МДС и токов.

40.6. Диаграмма напряжений и токов асинхронной машины

Диаграмма напряжений и токов асинхронной машины, представленная на рис. 40.5, графически интерпретирует систему уравнений, описывающих явления в электрических цепях статора и ротора асинхронной машины (40.4), (40.13), (40.27), (40.28).

Диаграмма строится на пространственной комплексной плоскости одноперiодной модели и представляет собой объединение частичных диаграмм, построенных на рис. 40.2 и 40.4. Все комплексы вращаются на диаграмме со скоростью $\omega_1 = 2\pi f_1$, ротор и оси фаз ротора вращаются с угловой скоростью $\omega = \Omega p$, статор и оси фаз статора считаются неподвижными. Фазные величины статора являются проекциями соответствующих комплексов ($\underline{U}_1$, $\underline{E}_1$, $\underline{I}_1$ и др.) на оси

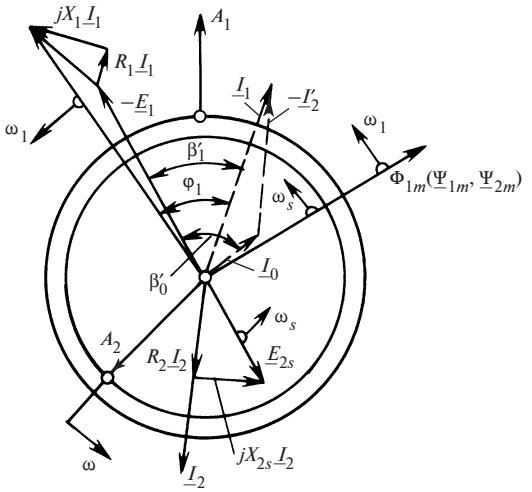


Рис. 40.5. Пространственно-временна́я диаграмма асинхронной машины (режим двигателя $\omega < \omega_1$, $s > 0$)

фаз статора; фазные величины ротора являются проекциями соответствующих комплексов ($\underline{E}_{2s}$, $\underline{I}_2$ и др.) на оси фаз ротора, по отношению к которым они вращаются со скоростью $\omega_1 - \omega = \omega_s$.

Пространственно-распределенные величины получаются проектированием комплексов ($\underline{B}_m$, $\underline{F}_{1m}$, $\underline{F}_{2m}$, $\underline{F}_{0m}$) на радиусы, направленные в рассматриваемую точку зазора.

Диаграмма может быть построена, если заданы первичная ЭДС E_1, частота f_1 и скольжение ротора $s = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1$. Кроме того, должны быть известны параметры R_1, R_2, X_1 и X_2, характеристика холостого хода $E_1 = f(I_{0r})$, магнитные потери $P_{\text{м.ном}}$ при $E_1 = U_{1\,\text{ном}}$ и данные первичной и вторичной обмоток (w_1, w_2 и пр.). Построение диаграммы производят следующим образом:

1. Намечают произвольное положение комплекса ($-\underline{E}_1$).

2. По (39.1) рассчитывают комплекс потока $\underline{\Phi}_m$ и изображают его отстающим на $\pi/2$ от ($-\underline{E}_1$).

3. По (40.9) рассчитывают комплекс вторичной ЭДС

$$\underline{E}_{2s} = -j4k_B f_1 w_2 k_{o2} \underline{\Phi}_m s\,,$$

отстающий от $\underline{\Phi}_m$ на $\pi/2$ при $\Omega < \Omega_1$ и $s > 0$ в режиме двигателя (как показано на рис. 40.5) и опережающий $\underline{\Phi}_m$ на $\pi/2$ при $\Omega > \Omega_1$ и $s < 0$ в режиме генератора.

4. По (40.14) определяют комплекс тока $\underline{I}_2$, отстающий на угол β_2 от $\underline{E}_{2s}$, и строят диаграмму напряжений ротора.

5. По характеристике холостого хода определяют ток I_{0r}, соответствующий E_1; по (39.14) рассчитывают ток $I_{0a} = P_{\text{м}}/m_1E_1 = P_{\text{м.ном}}E_1/(m_1U_{1\text{ном}}^2)$, где $P_{\text{м}} = P_{\text{м.ном}}E_1^2/U_{1\text{ном}}^2$; рассчитывают ток $I_0 = \sqrt{I_{0r}^2 + I_{0a}^2}$ и $\beta_0' = \arccos(I_{0a}/I_0)$; изображают на диаграмме комплекс $\underline{I}_0$.

6. По (40.27) определяют комплекс тока статора $\underline{I}_1$.

7. По (40.4) строят диаграмму напряжений статора и определяют напряжение первичной сети $\underline{U}_1$ и угол φ_1 между $\underline{U}_1$ и $\underline{I}_1$.

40.7. Электромеханическое преобразование энергии в асинхронной машине. Потери. Коэффициент полезного действия

Для понимания электромагнитных процессов, протекающих в машине, полезно проследить за отдельными этапами электромеханического преобразования энергии в ней.

В режиме двигателя (рис. 40.6) угловая скорость ротора не превосходит угловой скорости поля ($0 < \Omega < \Omega_1$), из сети потребляется активная мощность

$$P_1 = m_1U_1I_1\cos\varphi_1, \qquad (40.29)$$

где φ_1 — угол между напряжением и током обмотки статора, показанный на диаграмме рис. 40.5.

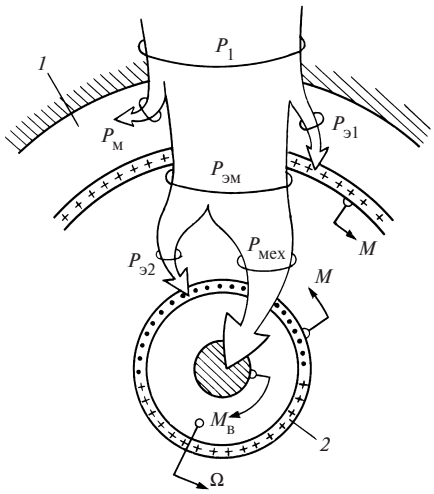


Рис. 40.6. Преобразование энергии в асинхронной машине (режим двигателя):

1 — статор; *2* — ротор

Угол φ_1 считается положительным при отстающем токе. В режиме двигателя он лежит в диапазоне $\pi/2 > \varphi_0 > \varphi_1 > 0$, и мощность P_1 оказывается положительной.

Выражая активную составляющую напряжения $U_1\cos\varphi_1$ в виде суммы двух членов R_1I_1 и $E_1\cos\beta_1'$

$$P_1 = m_1 I_1 (U_1 \cos \varphi_1) = m_1 I_1 E_1 \cos \beta_1' + m_1 R_1 I_1^2,$$

убеждаемся в том, что часть мощности P_1, соответствующая электрическим потерям $P_{э1} = m_1 R_1 I_1^2$, выделяется в виде тепла в обмотке статора (рис. 40.6). Представляя активную составляющую тока статора $I_1 \cos \beta_1'$ (по отношению к ЭДС — E_1) в виде суммы активной составляющей намагничивающего тока $I_0 \cos \beta_0' = I_{0a}$ и активной составляющей вторичного приведенного тока $I_2' \cos \beta_2$

$$m_1 E_1 (I_1 \cos \beta_1') = m_1 E_1 I_0 \cos \beta_0' + m_1 E_1 I_2' \cos \beta_2,$$

замечаем, что часть мощности

$$P_м = m_1 E_1 I_0 \cos \beta_0',$$

соответствующая магнитным потерям (см. § 39.3), выделяется в виде тепла в магнитопроводе статора.

Остальная мощность

$$P_{эм} = P_1 - P_{э1} - P_м = m_1 E_1 I_2' \cos \beta_2 \qquad (40.30)$$

передается электромагнитным путем через зазор от статора к ротору. Мощность $P_{эм}$ называется *электромагнитной* (§ 30.1).

Выражая первичную ЭДС взаимоиндукции по (40.2) как

$$E_1 = \omega_1 \Psi_{1m} / \sqrt{2} = p \Omega_1 w_1 k_{о1} \Phi_m / \sqrt{2} \qquad (40.31)$$

и учитывая тождество $\cos \beta_2 = \cos \beta_{02} = \cos(\alpha_{02} - \pi/2) = \sin \alpha_{02}$, где α_{02} — угол между $\underline{I}_2$ и $\Psi_{20m} = \underline{\Psi}_{2m} = w_2 k_{о2} \underline{\Phi}_m$ получаем, что электромагнитная мощность равна произведению электромагнитного момента M по (29.22), приложенного к ротору, на угловую скорость поля Ω_1:

$$P_{эм} = \Omega_1 (m_1 p / \sqrt{2}) w_1 k_{о1} \Phi_m I_2' \cos \beta_2 =$$

$$= \Omega_1 (m_2 p / \sqrt{2}) \Psi_{2m} I_2 \sin \alpha_{02} = \Omega_1 M, \qquad (40.32)$$

где $M = (m_2 p / \sqrt{2}) \Psi_{2m} I_2 \sin \alpha_{02}$ — электромагнитный момент по (29.22), приложенный к ротору; $\sin \alpha_{02} = \cos \beta_2$.

Электромагнитная мощность $P_{эм}$ электромагнитным путем передается на ротор.

Обращаясь к введенному выше (40.10) понятию ЭДС E_2 в фазе неподвижного ротора и выражая приведенный ток ротора I_2' через ток ротора I_2, можно записать электромагнитную мощность через величины ротора:

$$P_{эм} = m_2 E_2 I_2 \cos\beta_2 = M\Omega_1. \qquad (40.33)$$

Преобразование электромагнитной мощности $P_{эм}$, поступающей в ротор из зазора, было рассмотрено в § 30.1. В асинхронной машине полная угловая скорость Ω_1 поверхностного тока ротора A_2 складывается из механической скорости вращения ротора $\Omega = \Omega_1(1 - s)$ и угловой скорости поверхностного тока относительного ротора $\Omega_s = s\Omega_1$, зависящей от частоты в обмотке ротора $f_2 = sf_1$. Соответственно и электромагнитная мощность $P_{эм} = M\Omega_1$ представляется в виде суммы двух мощностей:

$$P_{эм} = M\Omega_1 = M\Omega_s + M\Omega = P_{э2} + P_{мех}. \qquad (40.34)$$

Мощность $M\Omega_s = M\Omega_1 s$ представляет собой электрические потери в обмотке ротора $P_{э2}$, в чем можно убедиться, выразив момент через величины ротора и заметив, что $E_{2s}\cos\beta_2 = R_2 I_2$ (см. рис. 40.5):

$$M\Omega_s = \left(\frac{pm_2}{\sqrt{2}}\Psi_{2m} I_2 \cos\beta_2\right)\Omega_s =$$

$$= m_2\left(\frac{w_s}{\sqrt{2}}\Psi_{2m}\right) I_2 \cos\beta_2 = m_2 I_2 (E_{2s}\cos\beta_2) = m_2 R_2 I_2^2 = P_{э2}. \qquad (40.35)$$

Соответственно мощность $M\Omega = M\Omega_1(1 - s)$ представляет собой механическую мощность, развиваемую электромагнитным моментом M при перемещении ротора с угловой скоростью Ω:

$$M\Omega = P_{мех} = P_2'.$$

Легко показать, что соотношение между мощностями $P_{э2}$ и $P_{мех} = P_2'$ и электромагнитной мощностью зависит от скольжения ротора s:

$$\left.\begin{aligned} P_{э2} &= sP_{эм}; \\ P_{мех} &= P_2' = (1 - s)P_{эм}. \end{aligned}\right\} \qquad (40.36)$$

Полезная механическая мощность P_2, передаваемая через вал исполнительной машине, меньше механической мощности P'_2, сообщаемой ротору, на механические потери $P_т$ (на трение в подшипниках, трение ротора о воздух и др.)

$$P_2 = P'_2 - P_т. \qquad (40.37)$$

Коэффициент полезного действия машины в режиме двигателя определяется как отношение полезной механической мощности P_2 к активной мощности, потребляемой из сети, P_1:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma P}{P_1}, \qquad (40.38)$$

где $\Sigma P = P_м + P_{э1} + P_{э2} + P_т$ — сумма потерь в машине.

Учет добавочных потерь. Кроме перечисленных выше основных потерь в машине имеются так называемые *добавочные потери мощности* $P_д$, связанные с перемагничиванием магнитопроводов высшими гармоническими полей взаимоиндукции, с их перемагничиванием полями рассеяния и с другими дополнительными явлениями в электромагнитном поле машины.

Добавочные потери складываются из двух составляющих: *добавочных потерь холостого хода* $P_{д.х} = P_{д.х.ном}(E_1/U_{1ном})^2$, пропорциональных E_1^2, и *добавочных потерь короткого замыкания* $P_{д.к} = P_{д.к.ном}(I_1/I_{1ном})^2$, пропорциональных I_1^2. В эти формулы входят потери $P_{д.х.ном}$, равные добавочным потерям холостого хода при $E_1 = U_{1ном}$, и потери $P_{д.к.ном}$, равные добавочным потерям короткого замыкания при $I_1 = I_{1ном}$.

Добавочные потери можно учесть в балансе мощностей при преобразовании энергии. Для этого вместо $P_{э1}$ во все уравнения параграфа нужно ввести эквивалентные электрические потери в первичной обмотке $P'_{э1}$, найденные с учетом добавочных потерь короткого замыкания:

$$P'_{э1} = P_{э1} + P_{д.к} = m_1 R'_1 I_1^2,$$

где $R'_1 = R_1 + P_{д.к.ном}/(m_1 I_{1ном}^2)$ — эквивалентное активное сопротивление первичной обмотки, найденное с учетом добавочных потерь короткого замыкания. Соответственно вместо $P_м$ во все уравне-

ния параграфа нужно ввести эквивалентные магнитные потери $P'_{м}$, найденные с учетом добавочных потерь короткого замыкания: $P'_{м} = P_{м} + P_{д.х} = P'_{м.ном}(E_1 / U_{1ном})$, где $P'_{м.ном} = P_{м.ном} + P_{д.х.ном}$ — эквивалентные магнитные потери $E_1 = U_{1ном}$, найденные с учетом добавочных потерь холостого хода.

При учете добавочных потерь сумма потерь в машине будет:

$$\Sigma P = P'_{м} + P'_{э1} + P_{э2} + P_{т} = P_{м} + P_{м.х} + P_{э1} + P_{м.к} + P_{э2} + P_{т}.$$

Глава сорок первая

ПРИВЕДЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В АСИНХРОННОЙ МАШИНЕ К НЕПОДВИЖНОЙ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ

41.1. Замена вращающегося ротора эквивалентным неподвижным

Полученные в гл. 40 уравнения электрических цепей машины исчерпывающим образом описывают происходящие в ней процессы. Однако эти уравнения неудобны тем, что величины роторных цепей изменяются с иной частотой, чем величины статорных цепей. Это мешает распространению на асинхронную машину теории трансформатора, в котором величины в первичной и вторичной обмотках изменяются с одной и той же частотой.

Уравнение напряжений обмотки статора (40.4), записанное при частоте f_1, совпадает с уравнением первичной обмотки трансформатора. Поэтому преобразовать нужно только уравнение напряжений обмотки ротора таким образом, чтобы величины ротора изменялись с той же частотой, что и в статоре, т.е. с частотой f_1.

Как вытекает из предыдущего (см. гл. 40), для этого необходимо заменить ротор, вращающийся со скоростью Ω, неподвижным ротором, так как при $s = 1$ частота $f_2 = s f_1 = f_1$. При этом параметры обмотки неподвижного ротора нужно подобрать таким образом, чтобы переход от вращающегося ротора к неподвижному не повлиял на процессы электромеханического преобразования энергии в машине. Нетрудно показать, что вращающееся поле взаимной индукции, электромагнитный момент и все величины в обмотке статора при переходе к неподвижному ротору сохраняются без изменения, если сохраняются по величине и фазе ток ротора I_2 и МДС ротора F_{2m}.

Модель асинхронной машины в режиме двигателя, ротор которой вращается со скоростью $\omega = \omega_1(1 - s) < \omega_1$, показана на рис. 41.1 слева. Результирующее вращающееся поле машины представлено на рисунке комплексом $\underline{\Phi}_m$, вращающимся со скоростью $\omega_1 = 2\pi f_1$ относительно статора и со скоростью $\omega_s = s\omega_1$ относительно ротора. Электродвижущая сила $\underline{E}_{2s}$ по (40.9), индуктированная в обмотке ротора,

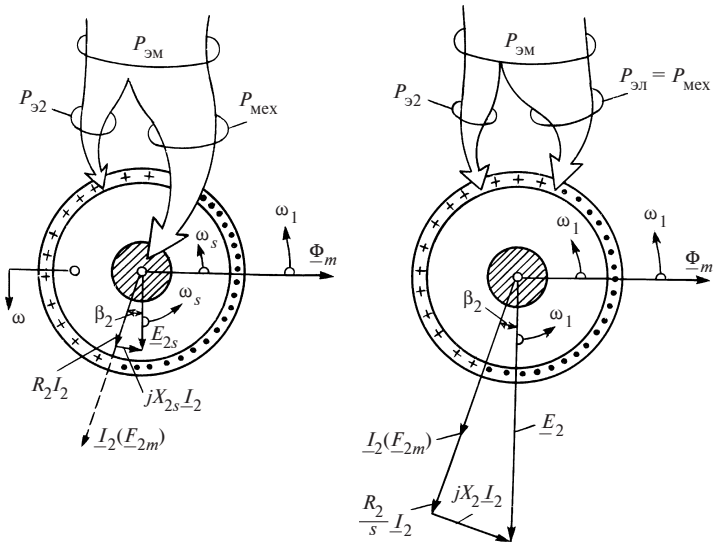


Рис. 41.1. Замещение вращающегося ротора эквивалентным неподвижным

отстает от $\underline{\Phi}_m$ на угол $\pi/2$. Ток в обмотке ротора I_2 по (40.14) отстает, в свою очередь, от ЭДС E_{2s} на угол β_2 по (40.15).

Посмотрим теперь, каким образом должно быть изменено сопротивление фазы неподвижного ротора, чтобы ток в его обмотке сохранился неизменным. Поскольку поле взаимной индукции остается прежним, а скорость его перемещения по отношению к ротору (см. рис. 41.1, справа) увеличивается в $\omega_1/\omega_s = 1/s$ раз, во столько же раз возрастают ЭДС взаимной индукции ротора (E_2 на рис. 41.1 справа вместо $E_{2s} = sE_2$ на рисунке слева) и ее частота.

Очевидно, для сохранения тока ротора и его фазы по отношению к ЭДС нужно увеличить активную и реактивную составляющие сопротивления пропорционально изменению ЭДС E_{2s}, т.е. в $1/s$ раз. Вместо сопротивления R_2 взять сопротивление R_2/s, вместо индуктивного сопротивления рассеяния вращающегося ротора $X_{2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2}$ — сопротивление $X_2 = X_{2s}/s = 2\pi f_1 L_{\sigma 2}$, представляющее собой сопротивление рассеяния фазы неподвижного ротора при частоте f_1 (40.11). Действительно, при таком выборе сопротивлений неподвижного ротора ток в его фазах

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(R_2/s)^2 + X_2^2}} \qquad (41.1)$$

будет таким же, как во вращающемся роторе (40.14).

Ток неподвижного ротора будет отставать от ЭДС E_2 на такой же угол

$$\beta_2 = \text{arctg}\,\frac{X_2}{R_2/s}, \tag{41.2}$$

как во вращающемся роторе [ср. с (40.15)]. Треугольник напряжений на диаграмме неподвижного ротора (рис. 41.1, справа), соответствующий уравнению напряжений эквивалентного неподвижного ротора

$$\underline{E}_2 = \frac{R_2}{s}\underline{I}_2 + jX_2\underline{I}_2, \tag{41.3}$$

получается увеличенным в $1/s$ раз по сравнению с треугольником напряжений на диаграмме вращающегося ротора (рис. 41.1, слева).

Преобразование уравнения напряжений вращающегося ротора (40.13) в уравнение напряжений эквивалентного неподвижного ротора формально осуществляется умножением (40.13) и на $1/s$. Однако для того, чтобы реально воспроизвести при неподвижном роторе процессы, происходящие при вращающемся роторе, нужно ввести в фазу ротора дополнительное сопротивление

$$R_{\text{мех}} = \frac{R_2}{s} - R_2 = R_2\frac{1-s}{s},$$

которое в сумме с естественным сопротивлением ротора R_2 даст требуемое сопротивление R_2/s. Сопротивление $X_2 = 2\pi f_1 L_{\sigma 2}$ воспроизводится само собой за счет увеличения частоты при остановленном роторе в $1/s$ раз, поскольку индуктивность рассеяния ротора $L_{\sigma 2}$ сохраняется неизменной.

Как видно из рис 41.1, при сохранении тока ротора и его фазы $\underline{I}_2$ МДС ротора $\underline{F}_{2m}$ также не претерпевает изменения: она будет иметь при неподвижном роторе такую же амплитуду, такую же фазу по отношению к потоку взаимной индукции $\underline{\Phi}_m$ и такую же угловую скорость по отношению к статору ω_1, как при вращающемся роторе. А это означает, что сохранятся без изменения поток взаимной индукции Φ_m, образованный МДС статора и ротора, потокосцепления Ψ_{1m} и Ψ_{2m}, электромагнитный момент M и электромагнитная мощность $P_{\text{эм}}$. Изменится только характер преобразования энергии в самом роторе. Во вращающейся машине (рис. 41.1, слева) электромагнитная мощность преобразовывалась в механическую мощность

$$P_{\text{мех}} = M\Omega_1(1-s) = P_{\text{э}2}\frac{(1-s)}{s}$$

и мощность электрических потерь в обмотке ротора

$$P_{э2} = M\Omega_1 s = m_2 R_2 I_2^2.$$

В машине с эквивалентным неподвижным ротором (см. рис. 41.1, справа) электромеханического преобразования не происходит и вся электромагнитная мощность $P_{эм}$ превращается в электрическую мощность, выделяющуюся в виде тепла в сопротивлении R_2/s. В дополнительном сопротивлении $R_{мех} = R_2\frac{1-s}{s}$, введенном в фазы неподвижного ротора, превращается в тепло мощность

$$P_{эл} = m_2 R_2 \frac{1-s}{s} I_2^2 = P_{э2}\frac{1-s}{s},$$

равная механической мощности $P_{мех} = P_{э2}\frac{1-s}{s}$, развиваемой ротором. Остальная мощность $P_{эм} - P_{мех} = P_{э2} = m_2 R_2 I_2^2$ будет выделяться в виде тепла в самой обмотке. Заметим в заключение, что процесс преобразования энергии в асинхронной машине с неподвижным ротором, в фазы которого введено дополнительное сопротивление $R_{мех}$, не отличается от процесса преобразования энергии в трансформаторе, нагруженном на сопротивления $R_{мех}$.

Машина с эквивалентным неподвижным ротором, величины во всех цепях которой изменяются с частотой f_1, представляет собой трансформатор с вращающимся полем.

Уравнение напряжений ротора такой машины ничем не отличается от уравнения напряжений вторичной обмотки трансформатора (3.12):

$$\underline{E}_2 = R_2 \underline{I}_2 + jX_2 \underline{I}_2 - \underline{U}_2, \qquad (41.4)$$

где $\underline{U}_2 = -R_{мех}\underline{I}_2$ — напряжение на эквивалентной нагрузке.

41.2. Приведение роторных величин к обмотке статора

Для получения математического описания процессов в трансформаторе с вращающимся полем нужно сделать еще одно преобразование: обмотку ротора с числом фаз m_2 и числом витков в фазе w_2 заменить «*приведенной обмоткой*», имеющей такие же данные, как и обмотка статора, т.е. те же число фаз m_1 и число витков в фазе w_1.

Причем величины I_2', E_2' и параметры R_2', X_2' приведенной обмотки, называемые *приведенными величинами*, должны быть выбраны таким образом, чтобы замена не повлияла ни на магнитное поле в машине, ни на процессы преобразования энергии, которые в ней происходят. Приведенная величина или параметр обозначаются тем же символом, что и неприведенная, но с верхним индексом «штрих».

Приведенный ток ротора

$$\underline{I}_2' = k_{\text{I}}\underline{I}_2 \tag{41.5}$$

и *коэффициент приведения тока*

$$k_{\text{I}} = \frac{m_2 w_2 k_{\text{o}2}}{m_1 w_1 k_{\text{o}1}} \tag{41.6}$$

были найдены еще в гл. 40 из условия сохранения МДС ротора с приведенной обмоткой ($\underline{F}_{2m}' = \underline{F}_{2m}$).

Коэффициент приведения для напряжений ротора определяется как отношение ЭДС (или потокосцеплений) в приведенной и неприведенной обмотках ротора при условии, что магнитный поток взаимной индукции Φ_m при замене сохраняется неизменным:

$$\frac{E_2'}{E_2} = \frac{\Psi_{2m}'}{\Psi_{2m}} = \frac{w_1 k_{\text{o}1}\Phi_m}{w_2 k_{\text{o}2}\Phi_m} = \frac{w_1 k_{\text{o}1}}{w_2 k_{\text{o}2}} = k_U.$$

Заметим, что электродвижущая сила E_2' и потокосцепление Ψ_{2m}' не отличаются от соответствующих величин обмотки статора:

$$\underline{E}_2' = \underline{E}_1;\ \underline{\Psi}_{2m}' = \underline{\Psi}_{1m} = w_1 k_{\text{o}1}\underline{\Phi}_m. \tag{41.7}$$

Активное сопротивление фазы ротора приводится таким образом, чтобы мощность электрических потерь в обмотке осталась прежней:

$$m_1 R_2'(I_2')^2 = m_2 R_2 I_2^2 = P_{\text{э}2},$$

откуда *коэффициент приведения сопротивлений*

$$\frac{R_2'}{R_2} = \frac{m_2}{m_1}\left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 = \frac{m_1(w_1 k_{\text{o}1})^2}{m_2(w_2 k_{\text{o}2})^2} = \frac{k_U}{k_I} = k_Z. \tag{41.8}$$

Для короткозамкнутой вторичной обмотки (см. § 40.4): $m_2 = Z_2$, $w_2 = 1$, $k_{o2} = k_{y2} = \sin(\pi p / Z_2)$.

В таком же соотношении должны находиться и индуктивные сопротивления рассеяния фаз приведенного и неприведенного ротора

$$X_2' / X_2 = k_Z,$$

так как только при этом условии сохраняется фаза тока ротора, характеризующаяся углом

$$\beta_2 = \operatorname{arctg} \frac{X_2 s}{R_2} = \operatorname{arctg} \frac{X_2' s}{R_2'},$$

и электромагнитный момент M по (40.32), действующий на ротор с приведенной обмоткой:

$$M = \frac{p m_1}{\sqrt{2}} \Psi_{2m}' I_2' \cos \beta_2 = \frac{p m_2}{\sqrt{2}} \Psi_{2m} I_2 \cos \beta_2 . \qquad (41.9)$$

Уравнение напряжений ротора с приведенной обмоткой может быть получено умножением (41.4) на k_U:

$$k_U \underline{E}_2 = (R_2 + jX_2) \frac{k_U}{k_I} (k_I \underline{I}_2) + R_{\text{мех}} \frac{k_U}{k_I} (k_I \underline{I}_2), \qquad (41.10)$$

и окончательно

$$\underline{E}_2' = \underline{E}_1 = \underline{Z}_2' \underline{I}_2' + R_{\text{мех}}' \underline{I}_2',$$

где

$$\underline{E}_2' = \underline{E}_1 = -j(w_1 k_{o1} \underline{\Phi}_m) \frac{\omega_1}{\sqrt{2}};$$

$R_{\text{мех}}' = R_2' \dfrac{1 - s}{s}$ — приведенное дополнительное сопротивление в фазе неподвижного ротора; $\underline{Z}_2' = R_2' + jX_2'$ — приведенное сопротивление неподвижного ротора.

41.3. Основные уравнения и пространственно-временна́я диаграмма асинхронной машины

Рассматривая совместно полученные в гл. 40 и 41 уравнения электрических цепей асинхронной машины, приведенной к трансформатору, (40.4), (40.27), (40.28), (41.10), можно получить исчерпывающее описание происходящих в ней электромагнитных процессов в виде следующей системы уравнений:

уравнения напряжений обмотки статора
$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + Z_1 \underline{I}_1; \qquad (41.11а)$$

уравнения напряжений эквивалентного неподвижного ротора
$$\underline{E}'_2 = \underline{E}_1 = \underline{Z}'_2 \underline{I}'_2 + R'_{\text{мех}} \underline{I}'_2; \qquad (41.11б)$$

уравнения ЭДС
$$\underline{E}'_2 = \underline{E}_1 = -\underline{Z}_0 \underline{I}_0; \qquad (41.11в)$$

уравнения токов
$$\underline{I}_1 + \underline{I}'_2 = \underline{I}_0. \qquad (41.11г)$$

По своему виду она ничем не отличается от системы уравнений приведенного трансформатора, нагруженного на сопротивления $R'_{\text{мех}}$.

Системе (41.11) соответствует диаграмма асинхронной машины, приведенной к трансформатору (рис. 41.2). По своему виду эта диаграмма ничем не отличается от диаграммы трансформатора, но имеет иное физическое толкование. Для асинхронной машины диаграмма изображается на комплексной плоскости ее однопериодной модели, ротор которой заторможен в произвольном положении относительно статора. Для перехода от комплексов, вращающихся с угловой скоростью $\omega_1 = 2\pi f_1$, к фазным величинам нужно спроектировать комплексы статорных величин на оси фаз статора (A_1, B_1, C_1) и комплексы роторных величин на неподвижные произвольно ориентированные оси фаз ротора (A_2, B_2, C_2).

Диаграмма асинхронной машины может быть построена, если режим задан первичной ЭДС E_1, частотой f_1 и скольжением ротора $s = (\Omega_1 - \Omega)\Omega_1$. Должны быть также известны параметры R_1, R'_2, X_1 и X'_2, характеристика холостого хода $E_1 = f(I_{0r})$ и магнитные потери $P_{\text{м.ном}}$ при $E_1 = U_{1\,\text{ном}}$.

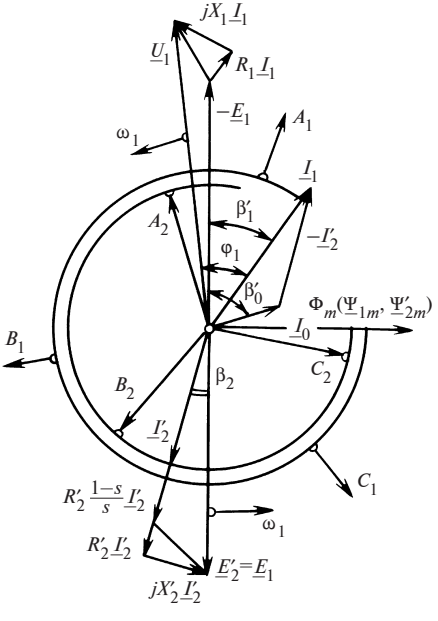


Рис. 41.2. Пространственно-временна́я диаграмма асинхронной машины, приведенной к трансформатору (режим двигателя 1 > *s* > 0)

Для определения токов, напряжений и углов надо с помощью (41.11б) рассчитать ток I_2' и угол β_2, построить комплекс тока $\underline{I}_2'$ и диаграмму напряжений ротора ($\underline{E}_2'$, $R_2'\underline{I}_2'$, $R_{\text{мех}}'\underline{I}_2'$; $jX_2'\underline{I}_2$); с помощью (41.11в) рассчитать и построить ток $\underline{I}_0$; с помощью (41.11г) построить треугольник токов и найти ток $\underline{I}_1$; с помощью (41.11а) построить диаграмму напряжений статора и найти напряжение $\underline{U}_1$.

Однако определение этих величин путем построения диаграммы достаточно трудоемко. Поэтому практически диаграмма используется лишь при составлении алгоритма численного решения системы уравнений (41.11). Решение (41.11) при заданных E_1 и s производится в следующей последовательности.

1. По характеристике холостого хода, представленной в виде аппроксимации, определяют ток I_{0r}, соответствующий E_1; по (39.14) рассчитывают ток $I_{0a} = P_{\text{м.ном}}E_1/(m_1U_{1\text{ном}}^2)$; ток $I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}$ и угол $\beta_0' = \arccos(I_{0a}/I_0)$.

По (41.11б) рассчитывают ток $I_2' = E_1/\sqrt{(R_2'/s)^2 + (X_2')^2}$, угол $\beta_2 = \operatorname{arctg}(X_2's/R_2')$ и токи $I_{2a}' = I_2'\cos\beta_2$ и $I_{2r}' = I_2'\sin\beta_2$.

3. По (41. 11, *г*) рассчитывают токи $I_{1a} = I_{0a} + I_{2a}'$; $I_{1r} = I_{0r} + I_{2r}'$, $I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1r}^2}$ и угол $\beta_1' = \operatorname{arctg}(I_{1r}/I_{1a})$.

4. По (41.11а) рассчитывают напряжение $U_{1a} = E_1 + R_1I_1\cos\beta_1' +$ $+ X_1I_1\sin\beta_1'$; $U_{1r} = X_1I_1\cos\beta_1' - R_1I_1\sin\beta_1'$; $U_1 = \sqrt{U_{1a}^2 + U_{1r}^2}$, углы $\delta_1 = \operatorname{arctg}(U_{1r}/U_{1a})$ и $\varphi_1 = \beta_1' + \delta_1$.

5. По этим данным определяют активную и реактивную первичные мощности $P_1 = m_1U_1I_1\cos\varphi_1$; $Q_1 = m_1U_1I_1\sin\varphi_1$, электромагнитный момент (40.33), (40.36)

$$M = \frac{P_{\text{эм}}}{\Omega_1} = \frac{P_{\text{э}2}}{s\Omega_1} = m_1R_2'(I_2')^2/(s\Omega_1),$$

где $\Omega_1 = 2\pi f_1/p$; механическую мощность, развиваемую ротором, $P_{\text{мех}} = M\Omega = M\Omega_1(1 - s)$; полезную механическую мощность $P_2 =$

$= P_{\text{мех}} - P_{\text{т}}$, где $P_{\text{т}}$ — механические потери, и КПД по (40.38) $\eta = P_2/P_1 = 1 - \Sigma P/P_1$.

41.4. Схемы замещения асинхронной машины

На основе аналогии в математическом описании для асинхронной машины, приведенной к трансформатору, можно использовать схему замещения трансформатора (см. § 3.5). Применительно к асинхронной машине с эквивалентным неподвижным ротором схема замещения представлена на рис. 41.3, *а*. Дополнительное сопротивление $R'_{\text{мех}} = R'_2 \frac{1-s}{s}$ может рассматриваться как сопротивление нагрузки трансформатора с приведенной вторичной обмоткой. Напряжение на этом сопротивлении является приведенным вторичным напряжением эквивалентного трансформатора $\underline{U}'_2 = R'_{\text{мех}} \underline{I}'_2$; потери мощности в этом сопротивлении численно равны механической мощности, развиваемой асинхронной машиной,

$$P_{\text{мех}} = m_1 R'_{\text{мех}} (I'_2)^2 .$$

Схема замещения полностью отражает систему (41.11) и называется Т-образной схемой замещения асинхронной машины. С ее помощью можно найти (см. гл. 42) точные расчетные формулы для всех величин, характеризующих электромагнитные процессы в машине (например, для токов I_1, I'_2, I_0, ЭДС $E_1 = E'_2$, мощностей $P_{\text{эм}}$, $P_{\text{мех}}$ и др.). Однако для упрощения расчета этих величин Т-образную схему целесообразно преобразовать в эквивалентную Г-образную схему замещения. Г-образная схема замещения показана на рис. 41.3, *б*. Она отличается от Т-образной тем, что в ней ветвь намагничивания вынесена на выводы и включена на напряжение $\underline{U}_1$. Сопротивление ветви намагничивания в Г-образной схеме берется равным $\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1$, и по ней про-

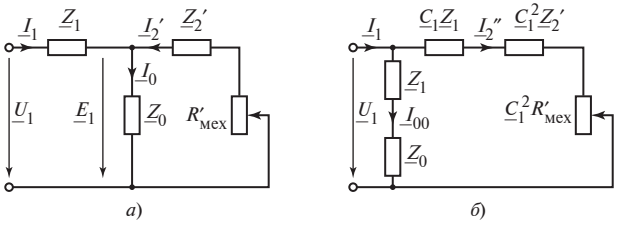


Рис. 41.3. Схемы замещения асинхронной машины

текает фиктивный намагничивающий ток $\underline{I}_{00} = \underline{U}_1 / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0)$, совпадающий с действительным намагничивающим током $\underline{I}_0$ в Т-образной схеме при идеальном холостом ходе, когда $s = 0$ и $R'_{\text{мех}} = \infty$.

Ток в правой ветви Г-образной схемы (ветвь ротора) $\underline{I}''_2$ можно найти из условия сохранения в Г-образной схеме первичного тока $\underline{I}_1$. Очевидно, $\underline{I}''_2 = \underline{I}_1 - \underline{I}_{00}$ и, поскольку $\underline{I}_{00} \neq \underline{I}_0$, ток $\underline{I}''_2 \neq -\underline{I}'_2 = \underline{I}_1 - \underline{I}_0$. Найдем предварительно с помощью (41.11) и Т-образной схемы замещения токи в первичной и вторичной обмотках:

$$\left.\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{U}_1 \frac{\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_{2э}}{\underline{Z}_1\underline{Z}_0 + \underline{Z}_0\underline{Z}'_{2э} + \underline{Z}_1\underline{Z}'_{2э}} = \underline{U}_1 \frac{1 + \underline{Y}_0\underline{Z}'_{2э}}{\underline{Z}_1 + \underline{C}_1\underline{Z}'_{2э}}; \\ -\underline{I}'_2 &= \underline{U}_1 \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_1\underline{Z}_0 + \underline{Z}_0\underline{Z}'_{2э} + \underline{Z}_1\underline{Z}'_{2э}} = \underline{U}_1 \frac{1}{\underline{Z}_1 + \underline{C}_1\underline{Z}'_{2э}}, \end{aligned}\right\} \qquad (41.12)$$

где $\underline{Z}'_{2э} = R'_2 / s + jX'_2$; $\underline{Y}_0 = 1 / \underline{Z}_0$.

Комплексный коэффициент $\underline{C}_1 = (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0) / \underline{Z}_0$, который входит в эти и последующие уравнения, представляется в виде суммы действительной и мнимой частей:

$$\underline{C}_1 = (\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1) / \underline{Z}_0 = c' + c''j, \qquad (41.13)$$

где

$$c' = [(R_0 + R_1)R_0 + (X_0 + X_1)X_0] / (R_0^2 + X_0^2);$$

$$c'' = [(X_0 + X_1)R_0 - (R_0 + R_1)X_0] / (R_0^2 + X_0^2).$$

Теперь можно найти ток $\underline{I}''_2$ в правой ветви Г-образной схемы замещения:

$$\underline{I}''_2 = \underline{I}_1 - \underline{I}_{00} = \underline{U}_1 \frac{1 + \underline{Y}\underline{Z}'_{2э}}{\underline{Z}_1 + \underline{C}_1\underline{Z}'_{2э}} - \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0} =$$

$$= \frac{\underline{U}_1}{\underline{C}_1(\underline{Z}_1 + \underline{C}_1\underline{Z}'_{2э})} = -\frac{\underline{I}'_2}{\underline{C}_1}. \qquad (41.14)$$

Ток $\underline{I}''_2$ связан с током $\underline{I}'_2$ простым соотношением: он в $\underline{C}_1$ раз меньше тока $\underline{I}'_2$. Из найденного выражения для тока $\underline{I}''_2$ видно, что

сопротивление ветви ротора Г-образной схемы, по которой он протекает, равно:

$$\underline{C}_1(\underline{Z}_1 + \underline{C}_1\underline{Z}'_{2э}) = \underline{C}_1\underline{Z}_1 + \underline{C}_1^2\underline{Z}'_2 + \underline{C}_1^2 R'_{мех}.$$

Следует заметить, что параметры R_0 и X_0 существенно зависят от ЭДС E_1 (см. рис. 39.3), которая изменяется при $U_1 = \text{const}$ с увеличением скольжения и тока I_1. Это видно из уравнения (41.11а) и рис. 41.2. Определив R_0 и X_0 по (39.18), (39.19) при $E_1 = U_1$ и считая, что при изменении s и E_1 они остаются постоянными, мы допускаем известную ошибку в расчете токов I_0, I_1 и I'_2. Эта ошибка становится недопустимой при $U_1 > U_{1ном}$, а также при расчете двигателей малой мощности, имеющих $I_0 \approx I_1$.

Параметры Т- и Г-образной схем замещения и соответствующих им формул (41.12)—(41.14) могут быть выражены в относительных единицах, т.е. в долях базисного сопротивления первичной обмотки $Z_{1б} = U_{1ном}/I_{1ном}$. Таким же образом должны быть выражены напряжения и токи в долях базисного напряжения $U_{1б} = U_{1ном}$ и базисного тока $I_{1б} = I_{1ном}$. После введения в схемы и в формулы вместо величин и параметров в абсолютных единицах соответствующих величин и параметров в относительных единицах (например, вместо X_0 ввести $X_{0*} = X_0/Z_{1б}$; вместо X'_2 ввести $X'_{2*} = X'_2/Z_{1б}$; вместо I_1 ввести $I_{1*} = I_1/I_{1б}$ и т.д.) вид этих схем и формул полностью сохраняется.

При проведении расчетов в относительных единицах облегчается критериальная обработка их результатов, легче выявляются допущенные ошибки. Связано это с тем, что в отличие от параметров в абсолютных единицах, которые в зависимости от мощности и напряжения двигателя изменяются на несколько порядков, параметры в относительных единицах находятся в довольно узком диапазоне. Это подтверждается следующей таблицей, в которой даны типичные значения параметров для двигателей различной мощности.

Параметр в относительных единицах	Мощность двигателя, кВт		
	0,01	1	100
X_{0*}	1,25	2,5	4
R_{0*}	0,4	0,5	0,6
$X_{1*} \approx X'_{2*}$	0,07—0,15		
$R_{1*} \approx R'_{2*}$	0,12	0,06	0,02

Глава сорок вторая
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННЫХ МАШИН

42.1. Режимы работы асинхронной машины

Электромеханическое преобразование энергии может происходить в асинхронной машине в следующих режимах:

двигательном $0 < s < 1,\ \Omega_1 > \Omega > 0$;

генераторном $s < 0,\ \Omega > \Omega_1$;

тормозном $s > 1,\ \Omega < 0$.

Кроме того, важны еще два характерных режима работы, в которых электромеханическое преобразование энергии не происходит: режим идеального холостого хода ($s = 0,\ \Omega = \Omega_1$) и режим короткого замыкания ($s = 1,\ \Omega = 0$).

В двигательном режиме (область Д на рис. 42.2) под воздействием электромагнитного момента $M > 0$, направленного в сторону поля, ротор машины вращается в сторону поля со скоростью, меньшей, чем скорость поля ($\Omega_1 > \Omega > 0,\ 0 < s < 1$). В этом режиме

$$P_{эм} = M\Omega_1 = \frac{P_{э2}}{s} > 0\,; \quad P_{мех} = M\Omega = P_{э2}\frac{1-s}{s} > 0\,.$$

Электрическая мощность $P_1 = P_{эм} + P_м + P_{э1} > 0$ преобразуется в механическую мощность $P_2 = P_{мех} - P_д - P_т > 0$, передаваемую через вал приводимой в движение машине.

Энергетические процессы в двигательном режиме иллюстрируются рис. 42.1, *а*, на котором направление активной составляющей тока ротора i_{2a} совпадает с индуктированной в роторе ЭДС. Направление электромагнитного момента M определяется электромагнитной силой $B_m i_{2a}$, действующей на ток i_{2a} (см. рис. В.3).

Полезная механическая мощность P_2 оказывается меньше потребляемой из сети мощности на потери ΣP:

$$P_2 = P_1 - \Sigma P = P_1 - (P_{э1} + P_м + P_{э2} + P_д + P_т),$$

и КПД двигателя выражается формулой

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma P}{P_1} = f(s)\,. \qquad (42.1)$$

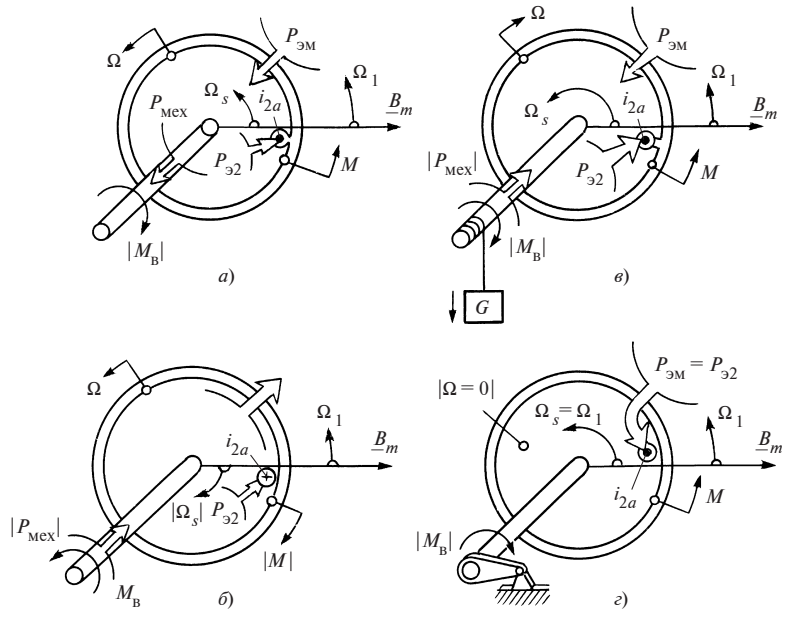


Рис. 42.1. Режимы работы асинхронной машины:

а — двигателя; *б* — генератора; *в* — тормоза; *г* — трансформатора (или короткого замыкания)

В режиме генератора (область *Г* на рис. 42.2) под воздействием внешнего момента $M_в > 0$, направленного в сторону поля (см. рис. 42.1, *б*), ротор машины вращается со скоростью, превышающей скорость поля ($\Omega > \Omega_1$, $s < 0$). В этом режиме в связи с изменением направления вращения поля (Ω_s) относительно ротора активная составляющая тока ротора i_{2a} изменяет свое направление на обратное (по сравнению с двигательным режимом). Поэтому электромагнитный момент $M = B_m i_{2a}$, уравновешивающий внешний момент, направлен против поля и считается отрицательным ($M < 0$), мощности $P_{эм}$ и $P_{мех}$ также отрицательны:

$$P_{эм} = M\Omega = \frac{P_{э2}}{s} < 0; \quad P_{мех} = M\Omega = P_{э2}\frac{1-s}{s} < 0.$$

Направление преобразования энергии изменяется на обратное: механическая мощность P_2, подведенная к валу машины, преобразуется в электрическую мощность P_1, поступающую в сеть. Поскольку

мощность потерь всегда положительна (в любом режиме работы эти мощности превращаются в тепло), механическая мощность

$$P_{\text{мех}} = P_{\text{эм}} - P_{\text{э2}} < 0 \text{ при } s < 0$$

по абсолютному значению больше, чем электромагнитная (рис. 42.2):

$$|P_{\text{мех}}| = |P_{\text{эм}}| + P_{\text{э2}}.$$

По той же причине потребляемая механическая мощность

$$P_2 = P_1 - \Sigma P < 0$$

по абсолютному значению на потери больше электрической мощности, отдаваемой в сеть:

$$|P_2| = |P_1| + \Sigma P,$$

и КПД генератора

$$\eta = \frac{|P_1|}{|P_2|} = 1 - \frac{\Sigma P}{|P_2|}. \qquad (42.2)$$

В режиме тормоза (область T на рис. 42.2) под воздействием внешнего момента $M_{\text{в}} < 0$, направленного против вращения поля (см. рис. 42.1, *в*), ротор машины вращается в сторону, противоположную полю $\left(\Omega < 0,\ s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} > 1\right)$. В этом режиме электромагнитный момент M, уравновешивающий внешний момент, как и в режиме двигателя (направление вращения поля Ω_s относительно ротора остается таким же, как в двигательном режиме), направлен в сторону поля и считается положительным ($M > 0$). Однако, поскольку $\Omega < 0$, механическая мощность оказывается отрицательной:

$$P_{\text{мех}} = M\Omega = P_{\text{э2}}\frac{1 - s}{s} < 0.$$

Это означает, что она подводится к асинхронной машине. Электромагнитная мощность в этом режиме положительна: $P_{\text{эм}} = M\Omega_1 = \frac{P_{\text{э2}}}{s} > 0$. Это означает, что она поступает из сети в машину.

Подведенные к ротору машины со стороны сети $|P_{\text{эм}}|$ и вала $|P_{\text{мех}}|$ мощности превращаются в электрические потери $P_{\text{э2}}$ в сопротивлении ротора R_2' (см. рис. 42.2):

$$|P_{\text{мех}}| + |P_{\text{эм}}| = P_{\text{э2}}\frac{s - 1}{s} + P_{\text{э2}}\frac{1}{s} = P_{\text{э2}} = m_1 R_2' (I_2')^2.$$

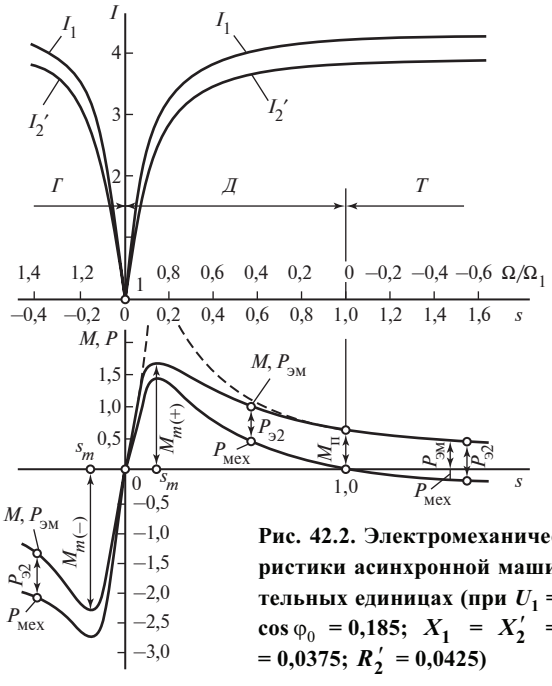


Рис. 42.2. Электромеханические характеристики асинхронной машины в относительных единицах (при $U_1 = 1$; $I_0 = 0{,}364$; $\cos\varphi_0 = 0{,}185$; $X_1 = X_2' = 0{,}125$; $R_1 = 0{,}0375$; $R_2' = 0{,}0425$)

Асинхронная машина в этом режиме может быть использована для притормаживания опускаемого подъемным краном груза. При этом мощность $|P_{\text{мех}}| = |M\Omega|$ поступает в ротор машины (см. рис. 42.1).

В режиме идеального холостого хода внешний вращающий момент $M_{\text{в}}$, момент трения $M_{\text{т}} = P_{\text{т}}/\Omega$ и момент, связанный с добавочными потерями, $M_{\text{д}} = P_{\text{д}}/\Omega$ равны нулю. Ротор вращается со скоростью поля ($\Omega = \Omega_1$, $s = 0$) и не развивает полезной механической мощности ($M = 0$, $P_{\text{мех}} = M\Omega = 0$). Этот режим подробно рассмотрен в гл. 39.

В режиме холостого хода $R'_{\text{мех}} = R_2'\dfrac{1-s}{s} = \infty$, ток $I_2' = 0$ и схема (см. рис. 41.3) замещения содержит только одну ветвь $Z_1 + Z_0$ (Т- и Г-образная схемы не отличаются друг от друга).

В режиме короткого замыкания под действием внешнего момента $M_{\text{в}}$, уравновешивающего электромагнитный момент M, ротор удерживается в неподвижном состоянии $\left(\Omega = 0,\ s = \dfrac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} = 1\right)$ и не совершает полезной механической работы ($P_{\text{мех}} = M\Omega = 0$).

Направление тока i_{2a} и электромагнитного момента M остается таким же, как в режиме двигателя, и $M > 0$ (см. рис. 42.1, *г*). Электромагнитная мощность $P_{эм} = M\Omega_1 > 0$ — она поступает в ротор из статора и превращается в электрические потери ($P_{эм} = P_{э2}$). В этом режиме асинхронная машина работает как короткозамкнутый со вторичной стороны трансформатор, отличаясь от него только тем, что в ней существует вращающееся поле взаимной индукции вместо пульсирующего поля в трансформаторе.

В режиме короткого замыкания $R'_{мех} = R'_2 \frac{1-s}{s} = 0$ и сопротивление схемы замещения по рис. 41.3 определяется параллельно включенными сопротивлениями $\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0$ и $\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2$. Имея в виду, что $\left|\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2\right| << \left|\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0\right|$ (см. гл. 41), можно отбросить ветвь $\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0$ и считать сопротивление схемы замещения при коротком замыкании равным

$$\underline{Z}_к = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 = R_к + jX_к, \qquad (42.3)$$

где $R_к = R_1 + R'_2$; $X_к = X_1 + X'_2$.

Если к неподвижному ротору асинхронной машины подключить симметричную систему дополнительных сопротивлений $R_{2д} + jX_{2д}$, то она будет работать как трансформатор, преобразующий электрическую энергию, поступающую из первичной сети, в электрическую энергию с другими параметрами, потребляемую дополнительными сопротивлениями $R_{2д} + jX_{2д}$. Поэтому режим при $s = 1$ называют трансформаторным.

Изменить режим работы асинхронной машины или скольжение машины в данном режиме (при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$) можно только путем изменения внешнего момента $M_в$, приложенного к валу машины. При $M_в = 0$ момент трения и момент, связанный с добавочными потерями, не учитываются, ротор вращается со скоростью поля ($\Omega = \Omega_1$, $s = 0$) и машина не совершает полезного преобразования энергии. При воздействии на вал ротора внешнего момента $M_в$, направленного против направления вращения поля, скорость ротора уменьшается до тех пор, пока не появится электромагнитный момент $M = f(s)$, который уравновесит момент $M_в$. Машина переходит в режим двигателя $s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} > 0$. Наоборот, при воздействии внешнего момента $M_в$, направленного по вращению поля, скорость ротора

делается большей, чем скорость поля ($\Omega > \Omega_1$), и машина переходит в режим генератора $s = \dfrac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} < 0$.

Наконец, к режиму тормоза можно перейти из режима двигателя, изменяя внешний момент $M_в$ таким образом, чтобы ротор сначала остановился, а затем пришел во вращение в противоположную сторону (по отношению к полю).

42.2. Токи в обмотках статора и ротора

Энергетические процессы, происходящие в асинхронной машине, зависят от напряжения статора U_1, его частоты f_1 и скольжения ее ротора s.

Зависимости величин, характеризующих процессы в машине, от скольжения s при постоянном напряжении статора и его частоте (U_1 = const и f_1 = const), называются *электромеханическими характеристиками*.

Если допустить, что параметры X_0, R_0, X_1 и X_2' не зависят от токов I_0, I_1, I_2' и R_0 = const, X_1 = const, X_2' = const и X_0 = const, то формулы для расчета токов можно получить при помощи Г-образной схемы замещения по рис. 41.3, *б*.

Намагничивающий ток

$$I_{00} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2}}. \qquad (42.4)$$

Активная составляющая тока холостого хода

$$I_{00a} = I_{00}\cos\varphi_{00} = \frac{U_1(R_1 + R_0)}{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2},$$

где φ_{00} — угол между напряжением $\underline{U}_1$ и током $\underline{I}_{00}$,

$$\cos\varphi_{00} = \frac{R_1 + R_0}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2}}.$$

Реактивная составляющая тока холостого хода

$$I_{00r} = I_{00}\sin\varphi_{00} = \frac{U_1(X_1 + X_0)}{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2},$$

где $\sin\varphi_{00} = \dfrac{X_1 + X_0}{\sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2}}$.

Ток ветви ротора Г-образной схемы по (41.14)

$$\underline{I}_2'' = -\underline{I}_2' / \underline{C}_1 = \underline{U}_1 / \underline{Z}_s,$$

где

$$\underline{Z}_s = \underline{C}_1 \underline{Z}_1 + \underline{C}_1^2 \underline{Z}_{2э}' = R_s + jX_s$$

— сопротивление правой ветви Г-образной схемы;

$$R_s = c'R_1 + (c')^2 \frac{R_2'}{s} - c''X_1 - 2c'c''X_2'$$

— его активная составляющая;

$$X_s = c'X_1 + (c')^2 X_2' + c''R_1 + 2c'c'' \frac{R_2'}{s}$$

— его реактивная составляющая.

Ток ветви ротора

$$I_2'' = \frac{U_1}{\sqrt{R_s^2 + X_s^2}}. \qquad (42.5)$$

Активная составляющая тока ветви ротора

$$I_{2a}'' = I_2'' \cos\varphi_2 = U_1 R_s / (R_s^2 + X_s^2), \qquad (42.6)$$

где φ_2 — угол между напряжением U_1 и током I_2'',

$$\cos\varphi_2 = R_s / \sqrt{R_s^2 + X_s^2}.$$

Реактивная составляющая тока ветви ротора

$$I_{2r}'' = I_2'' \sin\varphi_2 = U_1 X_s / (R_s^2 + X_s^2), \qquad (42.7)$$

где $\sin\varphi_2 = X_s / \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$.

Из уравнения токов, соответствующего Г-образной схеме,

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{00} - \underline{I}_2' / \underline{C}_1 = \underline{I}_{00} + \underline{I}_2'' \qquad (42.8)$$

можно найти активную и реактивную составляющие тока статора

$$I_{1a} = I_{00a} + I_{2a}''; \quad I_{1r} = I_{00r} + I_{2r}'', \qquad (42.9)$$

ток статора

$$I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1r}^2} \qquad (42.10)$$

и коэффициент мощности по отношению к первичной сети

$$\cos\varphi_1 = I_{1a}/I_1. \qquad (42.11)$$

Зависимости $I_2' \approx I_2'' = f(s)$ и $I_1 = f(s)$ для асинхронной машины с типичными соотношениями параметров, полученные по (42.5) и (42.10), показаны на рис. 42.2.

42.3. Электромагнитный момент

При выводе формулы для электромагнитного момента в функции от скольжения будем исходить из выражения для электромагнитной мощности (40.33) и соотношения между этой мощностью и электрическими потерями в роторе (40.36):

$$M = \frac{P_{эм}}{\Omega_1} = \frac{P_{э2}}{s\Omega_1} = \frac{m_1 R_2' (I_2')^2}{s\Omega_1}.$$

Пользуясь (41.12) для тока ротора и сохраняя допущения § 42.2, получим формулу для электромагнитного момента в функции скольжения

$$M = \frac{m_1 U_1^2 R_2'}{s\Omega_1 \left[(R + c' R_2'/s)^2 + (X + c'' R_2'/s)^2 \right]}, \qquad (42.12)$$

где $R = R_1 - c'' X_2'$; $X = X_1 + c' X_2'$; c', c'' (41.13); $c' = 1 + X_1/X_0$; $c'' = -R_1/X_0$ при $R_0 = 0$ (в приближенных расчетах допускают, что $c' = 1$, $c'' = 0$).

Зависимость $M = f(s)$ при $U_1 = \text{const}$, $f_1 = \text{const}$ и при постоянных параметрах называется *механической характеристикой машины*. Характеристика $M = f(s)$ при типичных соотношениях параметров показана на рис. 42.2.

При скольжении $s = 0$, когда угловая скорость ротора Ω совпадает с угловой скоростью поля Ω_1, момент равен нулю ($M = 0$). При положительных скольжениях ($s > 0$) электромагнитный момент положителен (направлен в сторону вращения поля), при отрицательных скольжениях, когда угловая скорость ротора $\Omega > \Omega_1$, электромагнитный момент становится отрицательным ($M < 0$).

Проанализируем зависимость $M = f(s)$ подробнее. Убедимся, что при малых скольжениях, когда $s << 1$, зависимость момента от скольжения $M = f(s)$ близка к прямолинейной. Для этого рассмотрим знаменатель выражения момента. Принимая $c' = 1$, $c'' = 0$ и пренебрегая R_1 по сравнению с R_2'/s и $X_к^2$ по сравнению с $(R_2'/s)^2$, в итоге получаем зависимость

$$M = m_1 U_1^2 s / (R_2' \Omega_1).$$

В системе координат M, s это — уравнение прямой линии, показанной на рис. 42.2 штриховой линией.

Наоборот, если скольжение велико и близко к единице, то $R_2'/s \approx R_2'$ и в итоге с допустимой погрешностью можно получить

$$M = \frac{m_1 R_2' U_1^2}{s\Omega_1 (X_к^2 + R_к^2)}.$$

Это уравнение гиперболы, показанной на рис. 42.2 штриховой линией. Определим так называемое критическое скольжение $s = s_m$, при котором момент максимален: $M = M_m$. Для упрощения выкладок определим скольжение s_m, при котором будет минимальна изменяющаяся часть знаменателя (42.12):

$$A(s) = s[(R + c'R_2'/s)^2 + (X + c''R_2'/s)^2].$$

Приравняв производную нулю и решая уравнение $\mathrm{d}A(s)/\mathrm{d}s = 0$, найдем

$$s_m = \pm \frac{R_2' |\underline{C}_1|}{\sqrt{R^2 + X^2}} \approx \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_к^2}}, \qquad (42.13)$$

где $R = R_1 - c''X_2'$; $X = X_1 + c'X_2'$.

Пренебрежение R_1^2 по сравнению с $X_к^2$ приводит к ошибке в критическом скольжении примерно 1 %.

Таким образом, в кривой момента наблюдаются два экстремума в области положительных и в области отрицательных скольжений, соответствующих знакам (+) и (–) в (42.13) (см. рис. 42.2). Критическое скольжение s_m зависит только от активного сопротивления ротора R_2' и индуктивных сопротивлений рассеяния статора и ротора (X_1 и X_2').

Воздействовать на s_m можно введением дополнительного сопротивления в цепь обмотки ротора.

Для асинхронных машин общепромышленного применения при $P > 3$ кВт обычно $|s_m| = 0{,}15$—$0{,}3$ и только в специальных исполнениях или при введении дополнительных сопротивлений может быть больше. Для определения максимального момента в (42.12) нужно подставить s_m по (42.13). После преобразований получим:

$$M_m \approx \pm \frac{m_1 U_1^2}{2\Omega_1 C_1 [\sqrt{R^2 + X^2} \pm (c'R + c''X)/C_1]} \approx$$

$$\approx \pm \frac{m_1 U_1^2}{2\Omega_1 [\sqrt{R_1^2 + X_к^2} \pm R_1]}, \qquad (42.14)$$

где знаки (+), при которых максимальный момент $M_{m(+)} > 0$, соответствуют $s_m > 0$; знаки (–), при которых максимальный момент $M_{m(-)} < 0$, соответствуют $s_m < 0$.

Максимальный момент при отрицательных скольжениях по абсолютному значению заметно больше, чем максимальный момент при положительных скольжениях $|M_{m(-)}| > |M_{m(+)}|$. Интересно, что максимальный момент M_m зависит от квадрата приложенного напряжения, сопротивлений рассеяния $X_к$ и в слабой степени от активного сопротивления статора R_1, но совершенно не зависит от активного сопротивления обмотки ротора R_2'. Изменение последнего сказывается лишь на критическом скольжении s_m (42.13). При увеличении активного сопротивления ротора максимальный момент $M_{m(+)}$, оставаясь неизменным, сдвигается вправо.

Характерной точкой зависимости $M = f(s)$ является точка при $s = 1$. Она соответствует начальному пусковому режиму двигателя при неподвижном роторе ($\Omega = 0$, $s = 1$). Момент, соответствующий $s = 1$, называется *начальным пусковым моментом*. Его выражение можно получить из (42.12) при подстановке $s = 1$:

$$M_п = \frac{m_1 R_2' U_1^2}{\Omega_1 [(R + c'R_2')^2 + (X + c''R_2')^2]} \approx \frac{m_1 R_2' U_1^2}{\Omega_1 (R_к^2 + X_к^2)}. \qquad (42.15)$$

42.4. Активные и реактивные мощности

Активная мощность, потребляемая из сети, выражается через активную составляющую тока статора, являющуюся функцией скольжения по (42.9):

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1 = m_1 U_1 I_{1a}.$$

Электромагнитная мощность выражается через электрические потери в обмотке ротора или электромагнитный момент по (40.33), (40.36), (42.12):

$$P_{эм} = P_1 - P_{э1} - P_м = P_{э2}/s = M\Omega_1, \qquad (42.16)$$

где $P_м = m_1 R_0 I_0^2$ — магнитные потери в магнитопроводе статора; $P_{э1} = m_1 R_1 I_1^2 = f(s)$ — электрические потери в обмотке статора; $P_{э2} = m_1 R_2' (I_2') = f(s)$ — электрические потери в обмотке ротора.

Если сохранить допущения § 42.2 и принять за единицу мощности номинальную полную мощность машины $S_{1ном} = m_1 U_{1ном} I_{1ном}$ и за единицу вращающего момента $M_б = S_{1ном}/\Omega_1$, то электромагнитная мощность и электромагнитный момент будут выражаться в относительных единицах одинаковым образом:

$$M_* = \frac{M}{M_б} = \frac{R_{2*}' U_{1*}^2}{s\left[(R_* + c' R_{2*}'/s)^2 + (X_* + c'' R_{2*}'/s)^2\right]} = \frac{P_{эм}}{S_{1ном}} = P_{эм*}.$$

Поэтому характеристики $M = f(s)$ и $P_{эм} = f(s)$, представленные на рис. 42.2 в относительных единицах, совпадают.

Механическая мощность, развиваемая ротором, находится по (40.36):

$$P_{мех} = (1-s) P_{эм} = \frac{(1-s) m_1 R_2' U_1^2}{s\left[(R + c' R_2'/s)^2 + (X + c'' R_2'/s)^2\right]} = M\Omega. \qquad (42.17)$$

Мощность $P_{мех} = f(s)$ (см. рис. 42.2) дважды проходит через нуль: при $s = 0$ и при $s = 1$ (в первом случае $M = 0$, во втором — $\Omega = 0$).

Полезная механическая мощность на валу машины P_2 определяется с учетом механических потерь $P_т$:

$$P_2 = P_{мех} - P_т, \qquad (42.18)$$

где механические потери пропорциональны квадрату угловой скорости вращения ротора Ω и могут быть рассчитаны

$$P_{т} = P_{т.ном}(\Omega/\Omega_1)^2 = P_{т.ном}(1 - s)^2,$$

где $P_{т.ном}$ — механические потери при синхронной угловой скорости вращения $\Omega = \Omega_1$.

В § 40.7 показано, что *влияние добавочных потерь* на электромеханическое преобразование энергии в асинхронной машине учитывается тем, что вместо магнитных потерь $P_{м}$ вводятся эквивалентные магнитные потери $P'_{м} = (P_{м.ном} + P_{д.х.ном})(U_1^2/U_{1ном}^2)$, где $P_{д.х.ном}$ — добавочные потери холостого хода при $E_1 = U_1$. Соответственно вместо электрических потерь в первичной обмотке $P_{э1ном}$ вводятся эквивалентные электрические потери в первичной обмотке

$$P'_{э1ном} = P_{э1ном} + P_{д.к.ном} = m_1 R'_1 I_{1ном}^2, \qquad (42.19)$$

где $P_{д.к.ном}$ — добавочные потери короткого замыкания при коротком замыкании.

В связи с этим в Г-образную схему замещения вместо активного сопротивления $R_0 = P_{м}/(m_1 I_0^2)$, найденного по (39.18) при $E_1 = U_1$, вводится сопротивление

$$R'_0 = P'_{м}/[m_1 (I'_0)^2], \qquad (42.20)$$

где $I'_0 = \sqrt{(I'_{0a})^2 + (I_{0r})^2}$; $I_{0r} = \varphi(U_1)$ — определяется по характеристике холостого хода при $E_1 = U_1$; $I'_{0a} = P'_{м}/(m_1 U_1)$.

Соответственно, вместо сопротивления R_1 вводится сопротивление

$$R'_1 = R_1 + P_{д.к.ном}/(m_1 I_{1ном}^2), \qquad (42.21)$$

найденное с учетом влияния добавочных потерь короткого замыкания.

Независимо от режима работы и направления электромеханического преобразования *асинхронная машина всегда потребляет из сети реактивную мощность*, необходимую для образования главного вращающегося магнитного поля и полей рассеяния. *Реактивная мощность*, потребляемая машиной из сети,

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin\varphi_1 = m_1 U_1 I_{1r}, \qquad (42.22)$$

где $I_{1r} = f(s)$ по (42.9).

Эта мощность складывается из реактивной мощности, необходимой для образования главного вращающегося магнитного поля,

$$Q_0 = m_1 X_0 I_0^2,$$

реактивной мощности, необходимой для образования магнитного поля рассеяния обмотки статора,

$$Q_{\sigma 1} = m_1 X_1 I_1^2$$

и реактивной мощности, необходимой для образования магнитного поля рассеяния обмотки ротора,

$$Q_{\sigma 2} = m_1 X_2' (I_2')^2,$$

где $I_2' = f(s)$ определяется по (41.12).

Пример 42.1. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором имеет следующие данные: $U_{1\,\text{ном}} = 220$ В; $I_{1\,\text{ном}} = 27{,}4$ А; $P_{2\,\text{ном}} = 14$ кВт; $m_1 = 3$; $p = 2$; $f_1 = f_{1\,\text{ном}} = 50$ Гц; $R_1 = 0{,}342$ Ом; $R_2' = 0{,}218$ Ом; $X_1 = 0{,}647$ Ом; $X_2' = 0{,}865$ Ом; $P_{\text{м.ном}} = 268$ Вт; $P_{\text{д.х.ном}} = 73$ Вт; $P_{\text{д.к.ном}} = 79$ Вт; $P_{\text{т.ном}} = 200$ Вт и характеристику холостого хода (см. таблицу).

E_1, В	0	110	132	154	176	198	220	242	264
I_{0r}, А	0	2,13	2,65	3,19	3,94	4,97	6,55	9,23	13,4
$I_{0r\delta}$, А	0	2,13	2,55	2,98	3,41	3,83	4,26	4,68	5,11
k_{Za}	1	1	1,04	1,07	1,16	1,3	1,56	1,97	2,63

Рассчитать при фазном напряжении $U_1 = 242$ В электромеханические характеристики двигателя по уравнениям Г-образной схемы замещения с учетом влияния добавочных потерь. Насыщение магнитной цепи не учитывать [воспользоваться характеристикой $E_1 = f(I_{0r\delta})$].

По (42.20) найдем: $R_0' = P_{\text{м}}' / [m_1 (I_0')^2] = 6{,}19$ Ом, где $P_{\text{м}}' = (P_{\text{м.ном}} + P_{\text{д.х.ном}})(U_1^2 / U_{1\,\text{ном}}^2) = 413$ Вт; $I_{0r\delta} = 4{,}68$ А; $I_{0a}' = P_{\text{м}}' / (m_1 U_1) = 0{,}568$ А; $I_0' = \sqrt{I_{0a}'^2 + I_{0r}^2} = 4{,}71$ А; $X_0 = U_1 / I_{0r\delta} = 51{,}7$ Ом.

По (42.21) найдем $R_1' = R_1 + P_{\text{д.к.ном}} / (m_1 I_{1\,\text{ном}}^2) = 0{,}377$ Ом.

Основные электромеханические характеристики двигателя [$M_* = f(s)$ и $I_{1*} = f(s)$], рассчитанные без учета поверхностного эффекта и насыщения по формулам § 42.2, 42.3, 42.4, приведены на рис. 42.3 (кривые *1*). Геометрическое место вектора тока $\underline{I}_{1*}$ в функции

Рис. 42.3. Электромеханические характеристики [$M_* = f(s)$; $I_{1*} = f(s)$] асинхронной машины с данными примера 42.1:

1 — без учета поверхностного эффекта и без учета насыщения; *2* — с учетом поверхностного эффекта и без учета насыщения; *3* — без учета поверхностного эффекта и с учетом насыщения; *4* — с учетом поверхностного эффекта и с учетом насыщения)

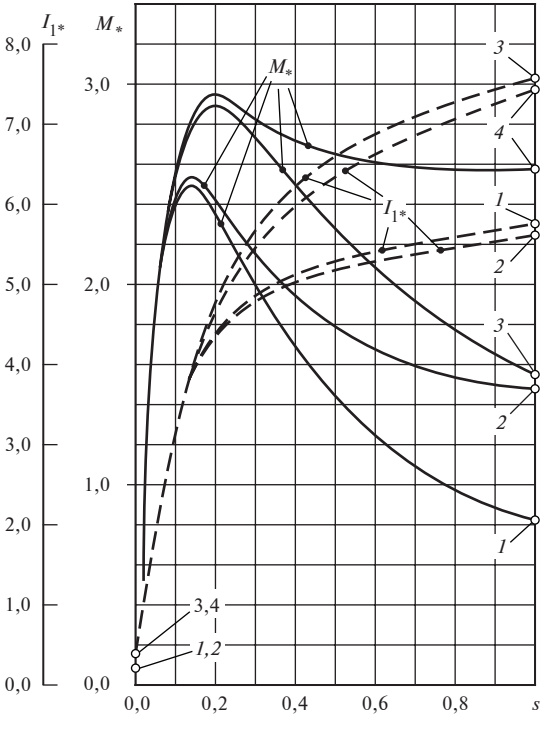
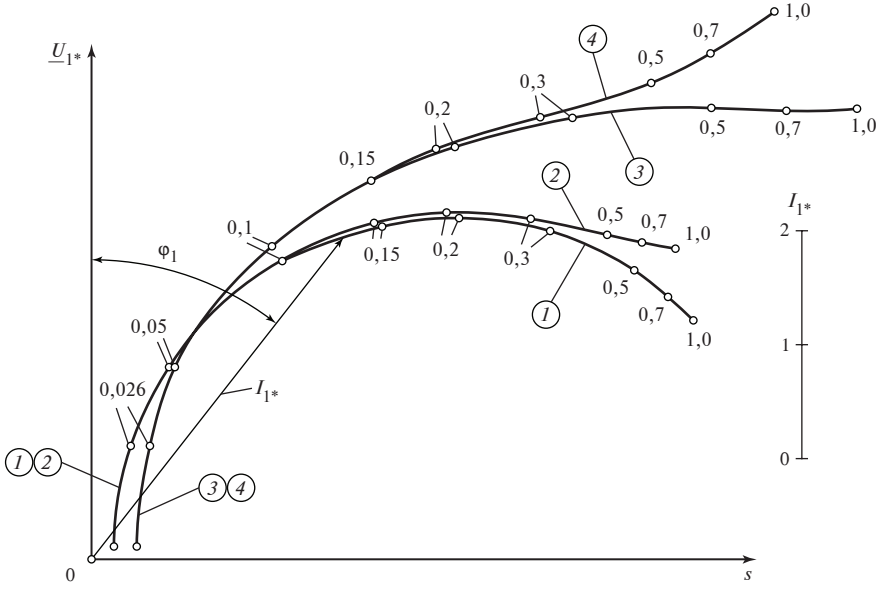


Рис. 42.4. Геометрическое место вектора тока $I_{1*} = f(s)$ для асинхронной машины с данными примера 42.1:

кривые *1*, *2*, *3*, *4* рассчитаны при тех же условиях, что и на рис. 42.3



скольжения s, значения которого указаны у точек на кривой, представлено на рис. 42.4 (кривая *1*). Как видно из рисунка, геометрическое место вектора тока $\underline{I}_1$, рассчитанного без учета поверхностного эффекта и насыщения, является окружностью (в общем виде это доказано в § 42.7).

42.5. Учет поверхностного эффекта

Расчет токов I_{00}, I_2'' и I_1, а также других величин, характеризующих электромеханические процессы в асинхронной машине, проводят в тех случаях, когда необходимо учитывать влияние поверхностного эффекта.

Явление поверхностного эффекта рассмотрено в § 31.2. В проводах многовитковой первичной обмотки статора, имеющих относительно небольшие размеры по сравнению с глубиной проникновения электромагнитного поля при частоте f_1, поверхностный эффект практически не проявляется. Поэтому параметры R_1 и X_1 первичной обмотки следует рассчитывать без учета поверхностного эффекта. Это относится и к многовитковым вторичным обмоткам роторов двигателей с контактными кольцами. Наоборот, во вторичных короткозамкнутых обмотках, высота стержней которых $a_э = h_0$ соизмерима с глубиной проникновения электромагнитного поля Δ при данной частоте $f_2 = sf_1$, поверхностный эффект оказывает существенное влияние как на сопротивления стержней R_c и X_c, так и на сопротивления короткозамкнутой обмотки R_2' и X_2'. Интенсивность проявления поверхностного эффекта в стержнях трапецеидальной формы по рис. 23.2 зависит от их приведенной высоты ξ при частоте $f_2 = sf_1$ (31.3):

$$\xi = h_{02}/\Delta,$$

где $h_{02} = a_э$ — высота стержня; $\Delta = \sqrt{2\rho_t/(\omega_2\mu_0)}$ — глубина проникновения электромагнитного поля по (31.4); $\omega_2 = 2\pi sf_1$ — угловая частота тока вторичной обмотки; ρ_t — удельное сопротивление стержня при расчетной рабочей температуре t (см. Прилож. 1). Чтобы определить активное сопротивление стержня с учетом поверхностного эффекта $R_{c\xi}$, нужно предварительно найти условную глубину проникновения

$$h_R = h_0/\varphi(\xi), \qquad (42.23)$$

где $\varphi(\xi) = \xi(\mathrm{sh}2\xi + \sin 2\xi)/(\mathrm{ch}2\xi - \cos 2\xi)$ — функция Эмде по (31.6) для расчета активного сопротивления.

Тогда $R_{c\xi} = \rho_t l_2 / S_{c\xi}$, где $S_{c\xi} = h_R(b_{п2} + b_R)/2$ — площадь сечения стержня на высоте h_R; $b_R = b_{п2} - (b_{п2} - b_{п.н2})h_R / h_{02}$ — ширина стержня на высоте h_R (рис. 42.5, *а*).

Если заданы (рассчитанные без учета поверхностного эффекта и приведенные к первичной обмотке) полное активное сопротивление вторичной короткозамкнутой обмотки R'_2 и составляющая этого сопротивления R'_{2c}, соответствующая сопротивлениям R_c ее стержней, то полное активное сопротивление короткозамкнутой обмотки с учетом поверхностного эффекта при частоте $f_2 = sf_1$ можно рассчитать по формуле

$$R'_{2\xi} = (R'_2 - R'_{2c}) + R'_{2c}R_{c\xi} / R_c,$$

где $R_c = \rho_t l_2 / S_c$ — активное сопротивление стержня по (40.22); $S_c = h_{02}(b_{п2} + b_{п.н2})/2$ — площадь сечения трапецеидального стержня по рис. 23.2.

Подставляя выражения R_c и $R_{c\xi}$ в формулу для $R'_{2\xi}$, получаем

$$R'_{2\xi} = R'_2 + R'_{2c}(S_c - S_{c\xi}) / S_{c\xi}. \qquad (42.24)$$

Как показывает анализ электромагнитного поля, образующегося при протекании переменного тока по стержню короткозамкнутой обмотки, поверхностный эффект приводит не только к увеличению активного сопротивления обмотки, как следует из (42.24), но и к уменьшению ее индуктивного сопротивления X'_2. Чтобы определить индуктивное сопротивление пазового рассеяния стержня с учетом поверхностного эффекта $X_{с.п\xi}$, нужно предварительно найти условную глубину проникновения h_X, через которую выражается это сопротивление:

$$h_X = h_{02}\mu(\xi), \qquad (42.25)$$

где $\mu(\xi) = 3(\mathrm{sh}\, 2\xi - \sin 2\xi)/[2\xi(\mathrm{ch}\, 2\xi - \cos 2\xi)]$ — функция Эмде для расчета индуктивного сопротивления.

Тогда

$$X_{c\xi} = 2\pi\mu_0 f_1 l_2(\lambda_{п2\xi} + \lambda_{г2} + \lambda_{д2}),$$

где $\lambda_{п2\xi} = \lambda_{п2ш} + \lambda_{п2i\xi}$ — проводимость пазового рассеяния с учетом поверхностного эффекта; $\lambda_{п2i\xi} = 2h_X/[3(b_{п2} + b_X)]$ — проводимость токовой части паза с учетом поверхностного эффекта; $b_X = b_{п2} - (b_{п2} - b_{п.н2})h_X/h_{02}$ — ширина паза на высоте h_X (рис. 42.5, *б*).

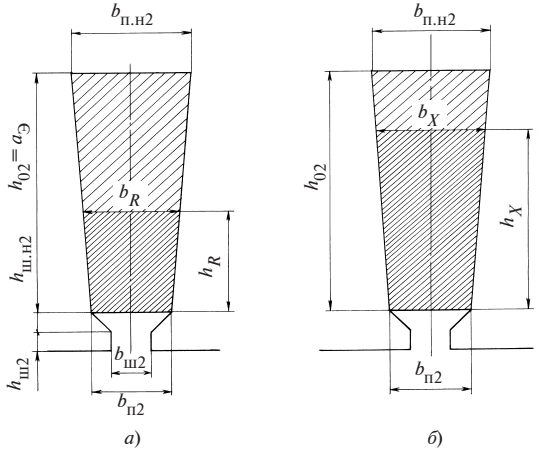


Рис. 42.5. Определение активного (*а*) и индуктивного (*б*) сопротивления стержня короткозамкнутой обмотки с учетом поверхностного эффекта

Будем считать заданными (рассчитанные без учета поверхностного эффекта и приведенные к первичной обмотке) полное индуктивное сопротивление рассеяния вторичной короткозамкнутой обмотки X_2' и составляющую этого сопротивления $X_{2\text{п}}'$, соответствующую полям дифференциального рассеяния и рассеяния в области пазов и головок зубцов. Тогда полное индуктивное сопротивление рассеяния короткозамкнутой обмотки с учетом поверхностного эффекта при частоте $f_2 = sf_1$ можно рассчитать по формуле:

$$X_{2\xi}' = (X_2' - X_{2\text{п}}') + X_{2\text{п}}' X_{\text{c}\xi} / X_{\text{c}},$$

где $X_{\text{c}} = 2\pi\mu_0 f_1 l_2 (\lambda_{\text{п}2} + \lambda_{\text{г}2} + \lambda_{\text{д}2})$ — индуктивное сопротивление рассеяния стержня по (40.23); $\lambda_{\text{п}2} = \lambda_{\text{п}2\text{ш}} + \lambda_{\text{п}2i}$ — проводимость пазового рассеяния.

Подставляя выражения X_{c} и $X_{\text{c}\xi}$ в формулу для $X_{2\xi}'$, получаем

$$X_{2\xi}' = (X_2' - X_{2\text{п}}') + \frac{X_{2\text{п}}'(\lambda_{\text{п}2\xi} + \lambda_{\text{г}2} + \lambda_{\text{д}2})}{\lambda_{\text{п}2} + \lambda_{\text{г}2} + \lambda_{\text{д}2}}. \qquad (42.26)$$

При необходимости произвести расчет электромеханических характеристик с учетом поверхностного эффекта во все формулы § 42.2, 42.3, 42.4 следует ввести $R_{2\xi}'$ по (43.24) и $X_{2\xi}'$ по (43.26) вместо R_2' и X_2'.

Пример 42.2. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором имеет такие же данные, как в примере 42.1. Кроме того заданы: зазор δ = 0,4 мм; размеры статора t_{Z1} = 17,4 мм, $b_{\text{ш}1}$ = 3,2 мм, $b_{\text{п}1}$ = = 9 мм, $b_{\text{п.н}1}$ = 13,2 мм, $h_{\text{ш}1}$ = 0,6 мм, $h_{\text{ш.н}1}$ = 2 мм, h_{01} = 24 мм;

размеры ротора t_{Z2} = 14,3 мм, $b_{ш2}$ = 1,5 мм, $b_{п2} = b_{п.н2}$ = 3,5 мм; $h_{ш2}$ = = 0,4 мм, $h_{ш.н2}$ = 1 мм, h_{02} = 29 мм; удельное сопротивление алюминиевой короткозамкнутой обмотки при температуре 75 °С ρ_t = = 0,0345 · 10^{-6} Ом · м; составляющие сопротивлений короткозамкнутой обмотки $R'_{2с}$ = 0,141 Ом и $X'_{2п}$ = 0,74 Ом. Рассчитать при фазном напряжении U_1 = 242 В электромеханические характеристики двигателя по уравнениям Г-образной схемы замещения с учетом влияния добавочных потерь и поверхностного эффекта в стержнях короткозамкнутой обмотки. Насыщение магнитной цепи не учитывать [воспользоваться характеристикой намагничивания $E_1 = f(I_{0r\delta})$].

Основные электромеханические характеристики двигателя [$M_* = f(s)$ и $I_{1*} = f(s)$], рассчитанные с учетом поверхностного эффекта и без учета насыщения по формулам § 42.2, 42.3, 42.4, 42.5, приведены на рис. 42.3 (кривые *2*). Геометрическое место вектора тока $\underline{I}_{1*}$ в функции скольжения *s*, значения которого указаны у точек на кривой, представлено на рис. 42.4 (кривая *2*). Как видно из рисунков, поверхностный эффект проявляется только при больших скольжениях ($s > 0{,}1$)] При $s < 0{,}1$ кривые *2* совпадают с кривыми *1*. Влияние поверхностного эффекта приводит к увеличению электромагнитных моментов при $s > 0{,}1$ (незначительному увеличению M_m и существенному увеличению пускового момента — в 1,8 раза).

42.6. Добавочные электромагнитные моменты

Наряду с основным электромагнитным моментом, возникающим в результате взаимодействия основной гармонической поля взаимной индукции с индуктированными в обмотке ротора токами (§ 42.3), на ротор асинхронной машины действует ряд добавочных электромагнитных моментов различной физической природы. Во многих случаях эти моменты оказывают существенное влияние на механическую характеристику асинхронной машины. Поскольку методы расчета добавочных моментов достаточно сложны и разнообразны, ограничимся качественным объяснением природы их возникновения.

Асинхронные моменты. Эти электромагнитные моменты по своей природе аналогичны основному электромагнитному моменту и отличаются от последнего лишь тем, что они связаны с взаимодействием высших, а в дробных обмотках и низших гармонических поля статора с токами, индуктированными ими в обмотке ротора. Наиболее значительные добавочные асинхронные моменты образуются первыми зубцовыми гармоническими статора порядка $\nu = (Z_1/p) \pm 1$. Амплитуды

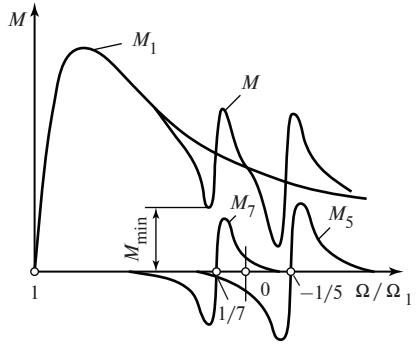


Рис. 42.6. Добавочные асинхронные моменты от высших гармонических

индукции этих гармонических $B_{1\nu m} = \mu_0 F_{1\nu m} c_\nu / (\delta k_{\delta 2})$ оказываются особенно большими не только потому, что обмоточные коэффициенты в формуле МДС $F_{1\nu m} = \dfrac{\sqrt{2} m_1 w_1 k_{p\nu} k_{y\nu}}{\pi p \nu}$ близки к единице и совпадают с обмоточными коэффициентами для основной гармонической ($k_{p\nu} = k_{p1}$; $k_{y\nu} = k_{y1}$), но и потому, что эти гармонические поля существенно увеличиваются из-за влияния зубчатости статора. Коэффициент влияния зубчатости C_ν при открытых пазах на статоре может достигать 3—4 (см. § 25.6).

В качестве примера рассмотрим трехфазную машину $m_1 = 3$; $q_1 = 1$; $p = 2$; $Z_1 = 2pm_1q_1 = 12$, которая имеет первые зубцовые гармонические $\nu = 12/2 \pm 1$, т.е. $\nu = 5$ и $\nu = 7$. Седьмая гармоническая вращается в том же направлении, что и основная, со скоростью $\Omega_7 = \Omega_1/7$; пятая — в обратном направлении со скоростью $\Omega_5 = -\Omega_1/5$.

При неподвижном роторе седьмая гармоническая перемещается относительно ротора в том же направлении, что и основная, и образует момент $M_7 > 0$, действующий согласно с основным (рис. 42.6). По мере увеличения угловой скорости ротора скольжение $s_7 = (\Omega_7 - \Omega)/\Omega_7$ по отношению к ротору уменьшается и при $\Omega = \Omega_7$, когда $s = 6/7$, обращается в нуль. При этом седьмая гармоника не перемещается относительно ротора, токи в нем не индуктируются и $M_7 = 0$. При дальнейшем увеличении угловой скорости ротора $\Omega > \Omega_7$ (скольжение $s_7 < 0$) по отношению к седьмой гармонической наступает генераторный режим и момент изменяет свое направление на противоположное: $M_7 < 0$ (рис. 42.6). Зависимость момента M_5 от угловой скорости ротора имеет тот же характер. Однако теперь скольжение $s_5 = (\Omega_5 - \Omega)/\Omega_5$ обращается в нуль при угловой скорости ротора $\Omega = -\Omega_1/5$, т.е. в области тормозного режима для основной гармонической, когда $s = 6/5 > 1$. Другие гармонические составляющие поля статора также образуют добавочные асинхронные моменты, и результирующий асинхронный электромагнитный момент находится в виде суммы $M = M_1 + M_5 + M_7 + M_{11} + M_{13} + \ldots$ Добавочные асинхронные моменты искажают кривую основного электромагнитного момента.

Наибольшие искажения наблюдаются в зоне малых скоростей вращения, где добавочные асинхронные моменты, связанные с высшими гармоническими, максимальны. Провалы в кривой результирующего момента затрудняют пуск двигателя.

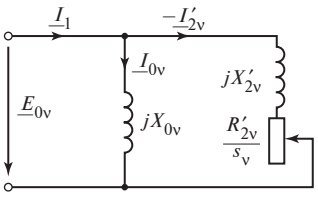


Рис. 42.7. Схема замещения асинхронной машины для ν-й гармонической магнитного поля

Количественная оценка добавочного асинхронного момента, связанного с ν-й пространственной гармонической поля, может быть произведена с помощью схемы замещения по рис. 42.7. Схема замещения для ν-й гармонической поля составляется по аналогии со схемой замещения для основной гармонической по рис. 41.3, *а*. Ток в обмотке статора I_1 считается заданным. При любой угловой скорости ротора он определяется процессами, связанными с основной пространственной гармонической, и рассчитывается по (42.8). Заданы также угловая скорость ротора Ω и скольжение для ν-й гармонической $s_\nu = (\Omega_\nu - \Omega)/\Omega_\nu$, где $\Omega_\nu = \pm\Omega_1/\nu$.

С помощью схемы замещения рассчитывается приведенный ток $\underline{I}'_{2\nu}$ индуктированный ν-й гармонической поля в обмотке ротора:

$$-\underline{I}'_{2\nu} = \underline{I}_1 \frac{jX_{0\nu}}{R'_{2\nu}/s_\nu + j(X_{0\nu} + X'_{2\nu})}.$$

Как видно, ток $-\underline{I}'_{2\nu}$ представляет собой часть тока $\underline{I}_1$ и зависит от скольжения s_ν и сопротивлений схемы замещения; $X_{0\nu}$ — индуктивное сопротивление взаимной индукции обмотки статора, связанное с ν-й гармонической поля; $X'_{2\nu}$ — приведенное индуктивное сопротивление рассеяния ротора для ν-й гармонической поля; $R'_{2\nu}$ — приведенное активное сопротивление ротора для ν-й гармонической поля (с учетом вытеснения тока при частоте $f_{2\nu} = f_1 s_\nu$).

При $s_\nu = 0$, когда по отношению к ν-й гармонической ротор движется синхронно, $\underline{I}'_{2\nu} = 0$ и намагничивающий ток $\underline{I}_{0\nu}$, образующий результирующую ν-ю гармоническую поля, совпадает с током $\underline{I}_1$. При $s_\nu \neq 0$ в роторе появляется некоторый ток $\underline{I}'_{2\nu}$, который ослабляет поле статора, что проявляется в уменьшении намагничивающего тока $\underline{I}_{0\nu} = \underline{I}_1 - (-\underline{I}'_{2\nu})$.

Добавочный асинхронный момент от ν-й гармонической поля статора можно найти, воспользовавшись известными соотношениями (40.33), (40.36):

$$M_\nu = \frac{P_{\text{эм}\nu}}{\Omega_\nu} = \frac{P_{\text{э}2\nu}}{s_\nu \Omega_\nu} = \frac{m_1 R'_{2\nu} (I'_{2\nu})^2}{s_\nu \Omega_\nu}.$$

Как видно из схемы замещения, при заданных токе I_1 и скольжении s_ν и прочих равных условиях ток $I'_{2\nu}$ и момент M_ν увеличиваются с уменьшением сопротивления ротора $X'_{2\nu}$. Поэтому при фазной обмотке ротора, обладающей весьма большим рассеянием по отношению к любым высшим гармоническим поля, токи $I'_{2\nu}$ и моменты M_ν очень малы и их искажающее влияние можно не учитывать. Объясняется это, во-первых, тем, что фазная обмотка ротора обладает малыми обмоточными коэффициентами по отношению к зубцовым гармоническим поля статора, вследствие чего эти гармонические индуктируют в ней небольшие ЭДС, и, во-вторых, тем, что ток $I'_{2\nu}$, индуктированный в этой обмотке, создает наряду с небольшим полем ν-й гармонической весьма значительное поле основной гармонической, являющееся полем рассеяния по отношению к ν-й гармонической.

Наоборот, при короткозамкнутой обмотке на роторе индуктивное сопротивление рассеяния $X'_{2\nu}$ соизмеримо с $X_{0\nu}$ и токи $I'_{2\nu}$, индуктируемые в обмотке ротора, а также добавочные асинхронные моменты представляют реальную опасность. Это объясняется тем, что короткозамкнутая обмотка состоит из ряда элементарных контуров, каждый из которых состоит из двух соседних стержней и участков колец, размещающихся между ними. Такие контуры обладают достаточно малым индуктивным сопротивлением рассеяния $X'_{2\nu}$ по отношению к высшим гармоническим поля. Увеличение количества стержней Z_2 и уменьшение ширины контура приводят к уменьшению $X'_{2\nu}$ и увеличению провалов в кривой момента.

Во избежание значительного искажения кривой момента рекомендуется выбирать $Z_2 < Z_1$. Для уменьшения вредного влияния высших гармонических на механическую характеристику асинхронной машины применяют скос пазов (стержней) ротора на одно зубцовое деление статора. При изолированной короткозамкнутой обмотке это приводит к существенному снижению токов, индуктированных зубцовыми гармоническими статора в обмотке ротора, и почти полному исключению провалов в кривой момента.

При короткозамкнутой обмотке с неизолированными стержнями скос как мера по уменьшению вредного влияния высших гармонических малоэффективен, так как в этом случае появляются поперечные индуцированные токи, протекающие между соседними стержнями через зубцы магнитопровода ротора. Поскольку при этом возникают добавочные потери от поперечных токов, скос пазов на зубцовое деление почти не применяется, а в некоторых исключительных случаях делается скос на половину зубцового деления.

Синхронные моменты. Эти добавочные электромагнитные моменты появляются при определенных условиях в результате взаимодействия двух высших гармоник одинакового порядка ν, одна из которых создана током статора I_1 частоты f_1, а вторая — током ротора I_2, изменяющимся с частотой $f_2 = sf_1$. Такие гармонические называются независимыми, так как ни одна из них не является результатом индуктивного действия другой. Своим появлением эти гармонические обязаны основным токам в обмотках статора и ротора I_1 и I_2 образующимся вследствие взаимной индукции по основной гармонической поля.

Сущность рассматриваемого явления поясним на примере. Обратимся к случаю, когда синхронный момент создается наиболее сильно выраженными гармониками зубцового порядка. Предположим, что обмотка статора имеет $m_1 = 3$; $q_1 = 1$; $2p = 6$; $Z_1 = 18$, а фазная обмотка ротора $m_2 = 2$; $q_2 = 2$; $Z_2 = 24$. Тогда первые зубцовые гармонические, образуемые током статора I_1, имеют порядок $\nu_1 = Z_1/p \pm 1 = 18/3 \pm 1 = 7$ (прямая) или 5 (обратная).

Первые зубцовые гармонические, образуемые током ротора I_2, имеют порядок $\nu_2 = Z_2/p \pm 1 = 24/3 \pm 1 = 9$ (прямая) или 7 (обратная).

Видно, что в данном случае одинаковый порядок имеют прямая гармоника статора и обратная гармоника ротора $\nu = \nu_1 = \nu_2 = 7$. Прямая гармоника статора с амплитудой $B_{1\nu m}$ вращается с угловой скоростью Ω_1/ν (рис. 42.8). Обратная гармоника ротора с амплитудой $B_{2\nu m}$ вращается относительно ротора с угловой скоростью $(-s\Omega_1)/\nu = -(\Omega_1 - \Omega)/\nu$ и относительно статора $\Omega - (\Omega_1 - \Omega)/\nu$.

Относительно роторной статорная гармоника перемещается с угловой скоростью

$$\Omega_{12} = \Omega_1 / \nu - \left(\Omega - \frac{\Omega_1 - \Omega}{\nu} \right).$$

Таким образом, в произвольном установившемся режиме, когда $\Omega_{12} \neq 0$, гармоники статора и ротора вращаются несинхронно и их взаимное расположение, характеризующееся углом $\gamma_{12} = \Omega_{12}t$, непрерывно изменяется. Соответственно изменяется и электромагнитный

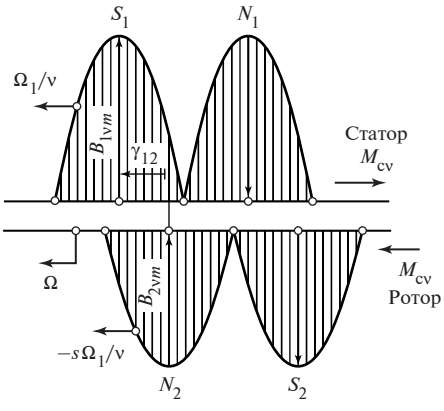


Рис. 42.8. Взаимодействие статорной и роторной независимых гармонических ν-го порядка, образующих добавочные синхронные моменты

момент $M_{c\nu}$, возникающий в результате взаимодействия полюсов статорной гармоники N_1, S_1 и полюсов роторной гармоники N_2, S_2. Этот момент знакопеременен, зависит от электрического угла между гармониками $\alpha_{12\nu} = \nu p\gamma_{12}$ и изменяется в функции этого угла синусоидально:

$$M_{c\nu} = M_{c\nu m}\sin\alpha_{12\nu}.$$

При $\alpha_{12\nu} = 0$ или π, когда разноименные или одноименные полюсы расположены друг против друга, момент $M_{c\nu} = 0$; при $\alpha_{12\nu} = \pi/2$ момент, действующий на ротор, максимален $M_{c\nu} = M_{c\nu m}$ и направлен в сторону вращения; при $\alpha_{12\nu} = -\pi/2$ момент достигает отрицательного максимума $M_{c\nu} = -M_{c\nu m}$.

Среднее значение знакопеременного момента $M_{c\nu}$, изменяющегося с угловой частотой $\omega_{12\nu} = \gamma p\Omega_{12}$, равно нулю, и ввиду большой механической инерции ротора этот момент не оказывает влияния на движение ротора.

Синхронный момент от взаимодействия статорной и роторной гармоник возникает только в том случае, когда они взаимно неподвижны. Это наблюдается при вполне определенной угловой скорости ротора $\Omega_{c\nu} = 2\Omega_1/(\nu + 1) = 2\Omega_1/(7 + 1) = \Omega_1/4$, которая может быть найдена исходя из условия $\Omega_{12} = 0$. При этой угловой скорости ротора (рис. 42.9) в зависимости от взаимного расположения гармоник статора и ротора создается положительный или отрицательный синхронный момент $M_{c\nu}$ в пределах $-M_{c\nu m} \le M_{c\nu} \le M_{c\nu m}$.

Из-за действия синхронного момента ротор двигателя может «застрять» во время пуска на угловой скорости $\Omega_{c\nu}$ и не достигнуть нормальной скорости. Однако в отличие от асинхронного момента, который проявляется в сравнительно большом диапазоне угловых скоростей, синхронный момент действует при пуске при прохождении скорости $\Omega_{c\nu}$ весьма кратковременно и может быть легко преодолен за счет кинетической энергии, запасенной во вращающемся роторе. Поэтому синхронные моменты менее опасны, чем асинхронные, и

с ними приходится серьезно считаться лишь в случае, когда они наблюдаются при $\Omega_{cv} = 0$.

Наиболее сильные синхронные моменты возникают при совпадении порядков первых зубцовых гармонических статора и ротора, т.е. при $\nu_1 = Z_1/p \pm 1 = Z_2/p \pm 1 = \nu_2$. Это будет иметь место при двух возможных вариантах соотношений между числами пазов статора и ротора. При $Z_1 = Z_2$ совпадают порядки гармонических статора и ротора, перемещающихся в одинаковом направлении; при $Z_2 - Z_1 = \pm 2p$ — порядки гармонических статора и ротора, перемещающихся в противоположных направлениях. В первом варианте гармонические статора и ротора движутся синхронно при неподвижном роторе. В этом случае ротор не обладает запасом кинетической энергии, и, если синхронные моменты превзойдут основной пусковой момент, ротор не сможет сдвинуться с места. Второй вариант был разобран в примере (см. выше).

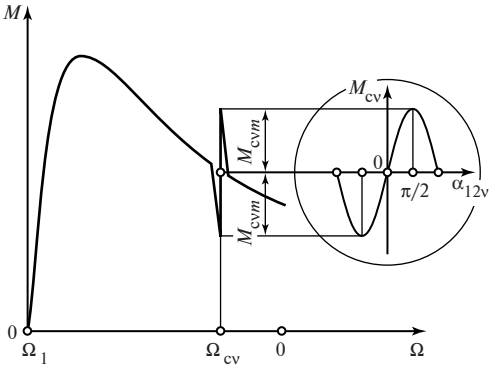


Рис. 42.9. Добавочный синхронный момент от статорной и роторной гармонических ν-го порядка

Из сказанного вытекает, что во избежание значительных синхронных моментов необходимо, чтобы $Z_1 \neq Z_2$; $Z_2 - Z_1 \neq \pm 2p$. Для ослабления вредного влияния синхронных моментов на механическую характеристику асинхронной машины можно прибегнуть к скосу пазов ротора на зубцовое деление ротора.

Реактивные моменты. Такое название получили моменты, действующие на ферромагнитное тело в магнитном поле и стремящиеся повернуть его в положение, соответствующее наибольшей проводимости магнитной цепи.

В асинхронной машине эффект возникновения существенных реактивных моментов может наблюдаться в двух принципиально различных случаях: 1) если числа зубцов статора и ротора одинаковы, $Z_1 = Z_2$; 2) если число полюсов первой зубцовой гармонической поля статора совпадает с числом зубцов ротора, $2p\nu_1 = 2(Z_1 \pm p) = Z_2$.

В первом случае зубцы статора и ротора под воздействием магнитного поля взаимной индукции стремятся расположиться друг против друга, т.е. в положении, соответствующем наибольшей магнитной проводимости зазора. В этом положении реактивный момент $M_p = 0$. При смещении зубцов ротора относительно зубцов статора

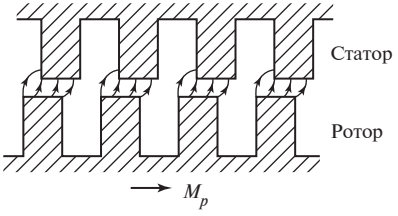
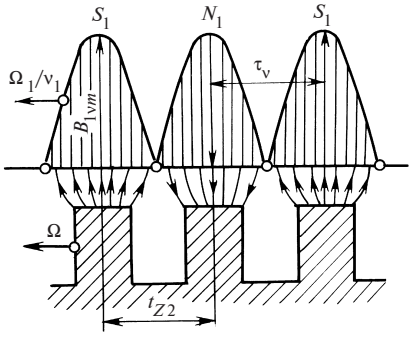


Рис. 42.10. Возникновение реактивного момента при $Z_1 = Z_2$



→

Рис. 42.11. Возникновение реактивного момента, обусловленного зубцовой гармонической магнитного поля

(рис. 42.10) на ротор действует реактивный момент, направленный в сторону положения наибольшей проводимости. Из-за действия таких реактивных моментов ротор асинхронного двигателя с $Z_1 = Z_2$ при пуске не способен стронуться с места (это явление называется «прилипанием»).

Во втором случае (рис. 42.11) полюсное деление первой зубцовой гармонической

$$\tau_\nu = \frac{2\pi R}{2p\nu_1} = \frac{\pi R}{Z_1 \pm p}$$

совпадает с зубцовым делением ротора $t_{Z2} = 2\pi R/Z_2$. Поэтому зубцы ротора стремятся расположиться против полюсов первой зубцовой гармонической магнитного поля статора, т.е. в положении наибольшей проводимости зазора для этой составляющей магнитного поля. Таким образом, при вращении ротора с угловой скоростью Ω, равной угловой скорости первой зубцовой гармонической $\Omega_\nu = \Omega_1/\nu_1$, и положении зубцов ротора относительно полюсов гармоники, показанном на рисунке, реактивный момент $M_\text{р} = 0$. При смещении зубцов ротора относительно полюсов гармоники на ротор действует реактивный момент $M_\text{р}$, направленный в сторону положения наибольшей проводимости. Этот реактивный момент возникает при вполне определенной угловой скорости $\Omega = \Omega_\nu$ и по своему воздействию на механическую характеристику аналогичен добавочному синхронному моменту (см. рис. 42.9). Например, при $m_1 = 3$; $2p = 6$; $q_1 = 1$; $Z_1 = 18$ рассмотренный реактивный момент появится при $Z_2 = 2(Z_1 \pm p) = = 2(18 \pm 3) = 30$ или 42 и будет наблюдаться при угловой скорости ротора $\Omega = -\Omega_1/5$ или $\Omega_1/7$.

Вихревой и гистерезисный моменты. В отличие от синхронных и асинхронных добавочных моментов, которые были рассмотрены ранее, вихревой и гистерезисный моменты связаны не с высшими, а с основной гармонической магнитного поля.

И вихревой, и гистерезисный моменты обусловлены явлениями, возникающими при перемагничивании магнитопровода ротора главным магнитным полем. Вихревой момент $M_{вих}$ появляется в результате взаимодействия индуктированных в магнитопроводе вихревых токов с главным магнитным полем. По своей природе он аналогичен основному электромагнитному моменту и отличается от последнего только тем, что обусловливающие его индуктированные токи протекают в теле магнитопровода, а не в обмотке ротора.

Природа возникновения гистерезисного момента подробно разъяснена в § 63.7, посвященном гистерезисным двигателям. Этот момент появляется вследствие гистерезиса стали магнитопровода ротора, который приводит к некоторому запаздыванию в перемагничивании ротора по отношению к полю, перемещающемуся относительно ротора. В результате основные гармонические полей статора и ротора оказываются сдвинутыми на некоторый угол γ_{12}, зависящий от магнитных свойств материала магнитопровода ротора, и их взаимное расположение получается таким же, как на рис. 42.8. Этот рисунок соответствует случаю, когда поле ротора движется медленнее поля статора, и вследствие притяжения разноименных полюсов (S_1 и N_2, N_1 и S_2) возникает гистерезисный момент $M_г = M_{гm} > 0$, направленный в сторону вращения ротора. В случае, когда ротор движется быстрее поля статора, угол γ_{12} становится отрицательным, и гистерезисный момент действует в противоположную сторону ($M_г = -M_{гm} < 0$).

В случае, когда ротор движется синхронно, угол между осями полей статора и ротора в зависимости от внешнего вращающего момента может изменяться в пределах от γ_{12} до $-\gamma_{12}$, а гистерезисный момент $M_г$ — в пределах от $M_{гm}$ до $-M_{гm}$.

При выявлении зависимости этих моментов от скольжения примем, что поток взаимной индукции Φ_m и, следовательно, индукция в элементах магнитопровода ротора остаются постоянными при изменении скольжения. Тогда потери на гистерезис в роторе $P_г$ пропорциональны частоте перемагничивания $f_2 = sf_1$, а потери на вихревые токи $P_в$ пропорциональны f_2^2, $P_г = sP_{г0}$; $P_в = s^2P_{в0}$, где $P_{г0}$ и $P_{в0}$ — соответствующие потери при $s = 1$. Электромагнитные мощности $P_{г.эм}$ и $P_{в.эм}$, соответствующие потерям $P_г$ и $P_в$, находятся в таком же

соотношении с потерями, как мощность $P_{эм}$ с потерями $P_{э2}$ (40.36), поэтому

$$P_{г.эм} = P_г / s = P_{г0}; \; P_{в.эм} = P_в / s = sP_{в0}.$$

Разделив электромагнитные мощности на угловую скорость поля Ω_1, найдем гистерезисный и вихревой моменты

$$M_{гm} = P_{г.эм} / \Omega_1 = pP_{г0} / (2\pi f_1);$$

$$M_в = P_{в.эм} / \Omega_1 = spP_{в0} / (2\pi f_1),$$

где p — число периодов поля.

Как видно из формул, гистерезисный момент от скольжения не зависит. При переходе через нулевое скольжение его знак по отношению к направлению вращения ротора изменяется на обратный. При принятом допущении Φ_m = const, которое соответствует пренебрежению реакцией вихревых токов, вихревой момент пропорционален скольжению.

Таким образом, и в двигательном, и в генераторном режимах вихревой и гистерезисный моменты совпадают по направлению с основным электромагнитным моментом и принимают полезное участие в процессе преобразования энергии. Однако в обычных асинхронных двигателях, магнитопровод ротора которых изготовлен из изолированных друг от друга листов электротехнической стали, обладающей небольшими гистерезисными потерями, моменты $M_г$ и $M_в$ малы и при расчете механической характеристики могут не учитываться.

42.7. Круговая диаграмма токов асинхронной машины

Обоснование круговой диаграммы. При изменении скольжения ротора асинхронной машины при U_1 = const и f_1 = const и при постоянных параметрах $R_1, X_1, R_2', X_2', R_0, X_0$ конец комплекса тока статора $\underline{I}_1$ перемещается по окружности (см. рис. 42.10). Эту окружность, являющуюся геометрическим местом вектора тока $\underline{I}_1$, вместе с дополнительными построениями, необходимыми для графического определения электромеханических характеристик, называют *круговой диаграммой асинхронной машины*.

Существование круговой диаграммы доказывается при помощи Г-образной схемы замещения по рис. 41.3, *б*. Уравнение напряжений для ветви ротора этой схемы замещения имеет вид

$$\underline{U}_1 = + R_s \underline{I}_2'' + jX_к \underline{I}_2'',$$

где $\underline{I}_2'' = -\underline{I}_2'$. Согласно принятым условиям U_1 = const; $X_к = X_1 + X_2'$ = const; ток $\underline{I}_2'$ изменяется вследствие изменения сопротивления $R_s = R_1 + R_2'/s$. Для доказательства того, что геометрическим местом вектора тока $\underline{I}_2''$ при изменении скольжения является окружность, разделим на $jX_к$ правую и левую части последнего уравнения

$$-j\frac{\underline{U}_1}{X_к} = -j\frac{R_s}{X_к}\underline{I}_2'' + \underline{I}_2''.$$

В правой части этого уравнения ток $\underline{I}_2''$, показанный на диаграмме рис. 42.12 в виде отрезка A_0A_s, суммируется с током $-jR_s\underline{I}_2''/X_к$, отстающим от тока $\underline{I}_2''$ на угол $\pi/2$. На диаграмме ток $-jR_s\underline{I}_2''/X_к$ показан в виде отрезка A_sD. В сумме токи $\underline{I}_2''$ и $-jR_s\underline{I}_2''/X_к$ равны

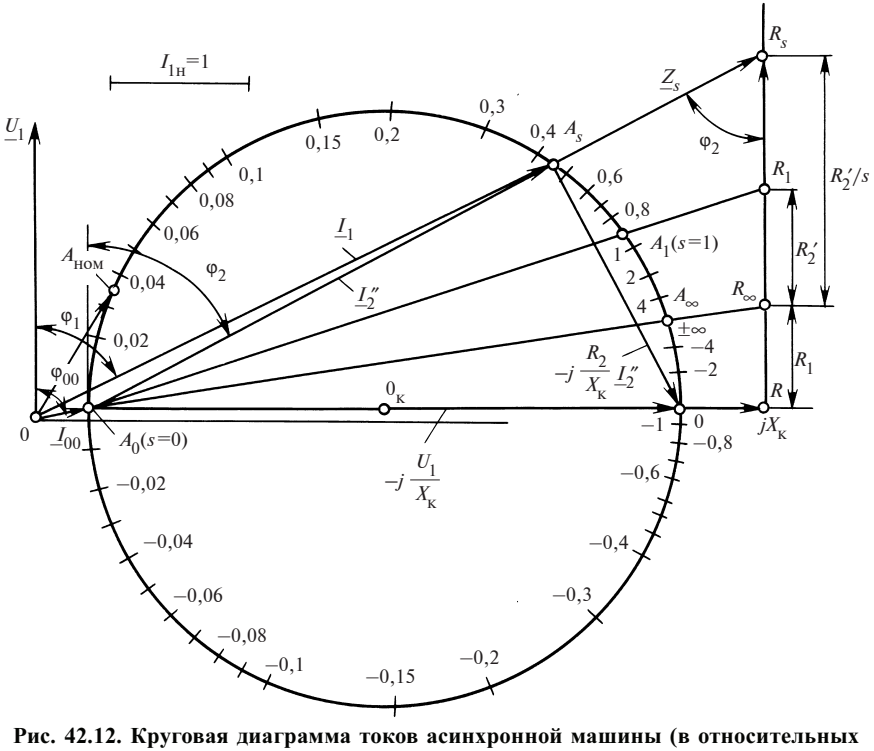


Рис. 42.12. Круговая диаграмма токов асинхронной машины (в относительных единицах)

неизменному току $-j\underline{U}_1/X_к$, показанному на диаграмме в виде отрезка A_0D (ток $-j\underline{U}/X_к$ отстает от напряжения $\underline{U}_1$ на угол $\pi/2$).

Токи $\underline{I}_2''$ и $(-jR_s\underline{I}_2''/X_к)$ являются катетами прямоугольного треугольника, гипотенуза которого $-j\underline{U}_1/X_к$ остается постоянной.

Следовательно, при любых соотношениях между токами $\underline{I}_2''$ и $-jR_s\underline{I}_2''/X_к$ и любых значениях сопротивления $R_s = R_1 + R_2'/s$ вершина прямого угла A_s будет находиться на окружности с центром в точке $0_к$, построенной на отрезке A_0D, как на диаметре. Эта окружность является геометрическим местом конца комплекса тока $\underline{I}_2''$ (точки A_s). Для ее построения нужно изобразить комплекс тока $-j\underline{U}_1/X_к$, соответствующий диаметру окружности, в виде отрезка A_0D определенной длины, перпендикулярного напряжению $\underline{U}_1$. При этом масштаб токов, А/мм, окажется равным

$$C_I = (U_1/X_к)/(A_0D),$$

где A_0D — длина отрезка, мм.

Затем нужно найти середину отрезка A_0D в точке $0_к$ и провести окружность тока $\underline{I}_2''$ радиусом $0_кA_0$.

Покажем теперь, как найти положение точки A_s на окружности при заданном скольжении s. Угол φ_2 между напряжением U_1 и током $\underline{I}_2''$ зависит от соотношения сопротивлений R_s и $X_к$. Построим в определенном масштабе треугольник сопротивлений A_0R_sR. Его горизонтальный катет A_0R пропорционален $jX_к$; вертикальный RR_s — активному сопротивлению ветви ротора R_s; гипотенуза A_0R_s пропорциональна полному сопротивлению ветви

$$\underline{Z}_s = R_s + jX_к.$$

При изменении s и R_s конец комплекса полного сопротивления $\underline{Z}_s$ будет перемещаться по линии RR_s, называемой линией сопротивлений. Угол между A_0R_s и RR_s равен углу φ_2 между U_1 и $\underline{I}_2''$, причем

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = X_к/R_s.$$

Значит, линия, проведенная через точки A_0 и R_s, в пересечении с окружностью укажет положение точки A_s (конца комплекса тока $\underline{I}_2''$).

Для нахождения точки A_s нужно на линии сопротивлений $\underline{Z}_s$ отложить от точки R отрезок RR_s, пропорциональный $R_s = R_1 + R_2'/s$. Для нахождения тока статора $\underline{I}_1 = \underline{I}_2'' + \underline{I}_{00}$ к току $\underline{I}_2''$ нужно добавить ток холостого хода $\underline{I}_0$, отстающий от напряжения $\underline{U}_1$ на угол φ_{00} и равный $\underline{U}_1/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0)$. Начало комплекса $\underline{I}_{00}$ укажет точку 0, начало отсчета, в которую можно переместить комплекс напряжения. Соединив точки 0 и A_s, получим комплекс тока статора $\underline{I}_1$ (отрезок $0A_s$), отстающего от напряжения на угол φ_1.

Наметим на линии сопротивлений точки, соответствующие характерным скольжениям.

1. $s = 1$ (неподвижный ротор); $R_s = R_1 + R_2' = R_к$. Этому режиму соответствуют точки R_1 на линии сопротивлений и A_1 на окружности токов.

2. $s = \pm\infty$ (ротор вращается по или против направления вращения поля с бесконечно большой скоростью). Соответственно $R_s = R_1$, что пропорционально отрезку RR_∞. Получаем характерные точки R_∞ и A_∞.

3. $s = 0$ (идеальный холостой ход). Имеем $R_s = \infty$, и точка R_s, скользя по линии сопротивлений, уходит в бесконечность. На окружности токов данный режим характеризуется точкой A_0.

Поступая таким же образом для других возможных скольжений, наносим на окружность шкалу скольжений.

Между характерными точками диаграммы располагаются зоны возможных режимов работы асинхронной машины. В пределах дуги A_0A_1, соответствующей скольжениям $s = 0 \div 1$, имеет место двигательный режим; в пределах дуги A_1A_∞ при $s = 1 \div (+\infty)$ тормозной режим и в пределах дуги A_0A_∞ при $s = 0 \div (-\infty)$ — генераторный режим.

Однако следует помнить, что круговая диаграмма является идеализированным геометрическим местом векторов токов асинхронной машины, поскольку она построена в предположении $X_к$ = const; R_2' = const; Z_0 = const. В действительности насыщение стальных участков магнитной цепи полями рассеяния приводит к уменьшению $X_к$ с ростом токов и, следовательно, отклонению геометрического места векторов токов от окружности. Впрочем, в диапазоне от холостого хода до номинального режима эти отклонения незначительны, в расчетах их можно не учитывать.

Пример 42.3. Построить в относительных единицах круговую диаграмму токов асинхронной машины со следующими данными: $I_{00} = 0{,}364$; $\cos\varphi_{00} = 0{,}185$; $X_1 = X_2' = 0{,}125$; $R_1 = 0{,}0375$; $R_2' = 0{,}0425$.

Диаграмма построена в масштабе на рис. 42.12. Там же показана линия сопротивлений Z_s. На окружность токов нанесена шкала скольжений.

Глава сорок третья

ЧИСЛЕННЫЙ РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПО Т-ОБРАЗНОЙ СХЕМЕ ЗАМЕЩЕНИЯ С УЧЕТОМ ПОВЕРХНОСТНОГО ЭФФЕКТА И НАСЫЩЕНИЯ МАГНИТОПРОВОДА

43.1. Влияние насыщения на составляющие намагничивающего тока

При обосновании Г-образной схемы замещения (см. рис. 41.3, *б*) было принято допущение о постоянстве параметров X_0, R_0, X_1. Кроме того, в расчете электромеханических характеристик с помощью этой схемы в § 42.2, 42.3, 42.4 не учитывалось влияние поверхностного эффекта на активное R_2' и индуктивное X_2' сопротивления вторичной обмотки. Правда, в § 42.5 влияние поверхностного эффекта на параметры R_2' и X_2' короткозамкнутой обмотки было учтено, что позволило внести заметные уточнения в расчет электромеханических характеристик с помощью Г-образной схемы замещения. Однако сохранение допущения об отсутствии влияния насыщения магнитопровода на параметры X_0, R_0, X_1, X_2', которое в ряде случаев заметно проявляется, не позволило избавиться от существенных погрешностей в аналитическом расчете электромеханических характеристик. Эти погрешности проявляются значительно в режимах с увеличенными напряжениями ($U_1 > U_{1\,\text{ном}}$), а также при работе с большими скольжениями, близкими к единице ($s \approx 1$), когда токи I_1 и I_2' в 5—7 раз превосходят номинальный первичный ток $I_{1\,\text{ном}}$.

Только при численном расчете электромеханических характеристик Т-образной схемы замещения (рис. 41.3, *а*) открывается возможность учесть одновременно влияние как поверхностного эффекта, так и насыщения на параметры X_0, R_0, X_1, X_2', R_2'. Для учета влияния поверхностного эффекта на параметры X_2' и R_2' можно воспользоваться материалами § 42.5.

Подход к расчету активной R_0 и реактивной X_0 составляющих главного сопротивления обмотки статора с учетом насыщения изложен в § 39.4. Для проведения этого расчета необходимо располагать характеристикой холостого хода $I_{0r} = f(E_1)$ и знать магнитные потери $P_{\text{м.ном}}$ при $E_1 = U_{1\text{ном}}$. Эти сопротивления определяют по (39.18), (39.19); их зависимости в функции от E_1 приведены на рис. 39.3. Заметим, что при анализе процессов в асинхронной машине с помощью Т-образной схемы замещения и соответствующей ей векторной диаграммы (см. § 40.6) можно не учитывать параметры R_0 и X_0 и определять ток $I_{0r} = f(E_1)$ по характеристике холостого хода, а ток I_{0a} выражать через магнитные потери по (39.14):

$$I_{0a} = P_{\text{м}} / (m_1 E_1) = P_{\text{м.ном}} E_1 / (m_1 U_{1\text{ном}}^2).$$

В уточненных расчетах, проводимых с учетом влияния добавочных потерь холостого хода $P_{\text{д.х.ном}}$, активную составляющую намагничивающего тока рассчитывают как $I'_{0a} = P'_{\text{м.ном}} E_1 / (m_1 U_{1\text{ном}}^2)$, где $P_{\text{м.ном}} = P'_{\text{м.ном}} + P_{\text{д.х.ном}}$.

43.2. Влияние насыщения на индуктивные сопротивления рассеяния X_1 и X'_2

Это влияние, проявляющееся в уменьшении X_1 и X'_2 при больших токах ($I_1 > 2I_{1\text{ном}}$ и $I'_2 > 2I_{1\text{ном}}$), наблюдается только при полузакрытых пазах по рис. 23.4. Объясняется это уменьшение тем, что при больших токах насыщаются магнитным полем элементы *abcd* или $a_1 b_1 c_1 d_1$ зубцовых наконечников (рис. 43.1). На рисунке рассматривается паз, расположенный напротив зубца другого сердечника. Принимается допущение об отсутствии главного поля на оси рассматриваемого паза. Допущение это обосновано тем, что при больших скольжениях, когда $\underline{I}_1 \approx \underline{I}'_2$ и $I_0 << I_1$, на оси пазов с токами $i_1 = \sqrt{2} I_1$ и $i'_2 = \sqrt{2} I'_2$ основная гармоническая индукции поля взаимоиндукции, соответствующая главному полю, действительно равна нулю. Однако это не означает, что ток $i_{\text{п}}$ в таком пазу вообще не образует поля в зазоре. Как видно из картины поля, ток паза $i_{\text{п}}$ образует поле рассеяния в шлицевой зоне паза, заключенное между линиями *1 0 1′* и *2 2′*, и поле взаимоиндукции между линиями *1 0 1′* и *3 4 5 5′ 4′ 3′*, линии которого замыкаются через зазор.

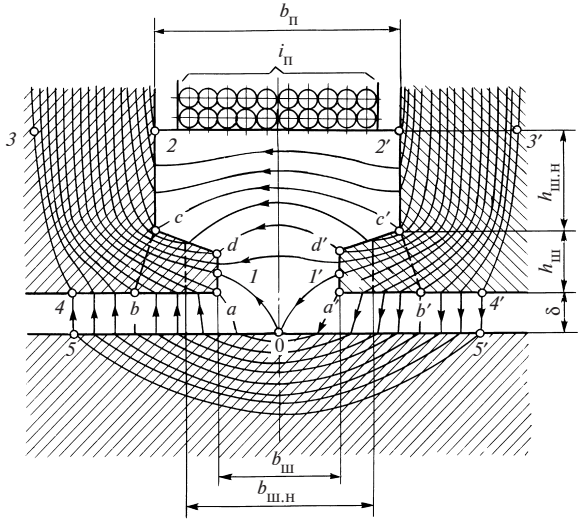


Рис. 43.1. Картина магнитного поля в шлицевой зоне полузакрытого паза

Как уже было сказано, характерная особенность образованного током $i_п$ поля взаимоиндукции состоит в том, что основная гармоническая его индукции в зазоре на оси рассматриваемого паза равна нулю.

Для выявления влияния магнитного насыщения на магнитную проводимость шлицевой зоны паза нужно произвести численные расчеты магнитного поля $i_п$, показанного на рис. 43.1. Расчет может быть произведен методом конечных разностей или методом конечных элементов с учетом нелинейности характеристик намагничивания материала магнитопровода.

Расчет поля следует провести при токах паза $i_п$ в диапазоне от $i_п = \sqrt{2}I_{п.ном}$ до $i_п = 8\sqrt{2}I_{п.ном}$ с шагом $\Delta i_п = \sqrt{2}I_{п.ном}$, где $I_{п.ном}$ — действующее значение номинального тока в пазу.

По результатам расчетов нужно определить магнитный поток рассеяния шлицевой зоны паза $Ф_ш$, заключенный между линиями *1 0 1′* и *2 2′* (на единицу длины по оси машины). Затем можно построить характеристику намагничивания для потока рассеяния шлицевой зоны паза $Ф_{ш.г} = f(i_п)$, приведенную на рис. 43.2. По этой характеристике, полагая ток в пазу синусоидальным ($i_п = \sqrt{2}I_п \sin\omega t$), легко найти временну́ю зависимость потока $Ф_ш$, которая из-за нелинейности характеристики намагничивания имеет при больших токах $I_п > 2I_{п.ном}$ «уплощенную» форму. Определив амплитуду $Ф_{ш1m}$ первой временно́й гармонической

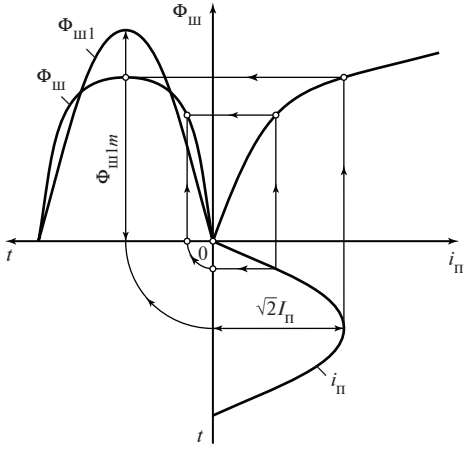


Рис. 43.2. Характеристика намагничивания потока рассеяния в шлицевой зоне полузакрытого паза

потока $\Phi_{ш} = f(t)$, можно вычислить коэффициент магнитной проводимости шлицевой зоны паза статора ($k = 1$) или ротора ($k = 2$) с учетом насыщения:

$$\lambda_{шk н} = \Phi_{ш1m}/(\sqrt{2}I_{п}). \quad (43.1)$$

При небольших амплитудах тока паза $\sqrt{2}I_{п}$, соответствующих линейной зоне характеристики намагничивания, влияние насыщения не проявляется и коэффициент магнитной проводимости в шлицевой зоне паза статора или ротора оказывается равным сумме коэффициента проводимости для шлицевой части паза $\lambda_{пkш}$ и коэффициента проводимости по головкам зубцов $\lambda_{гk}$, найденным по (28.7) в линейном приближении:

$$\lambda_{шk} = \lambda_{пkш} + \lambda_{гk}. \quad (43.2)$$

Типичная зависимость коэффициента насыщения для проводимости шлицевой зоны паза статора (для полузакрытого паза),

$$k_{X1} = \lambda_{ш1н}/\lambda_{ш1} = f(I_{п}) = f_1(I_{1*}) \quad (43.3)$$

представлена в функции от тока статора I_1 на рис. 43.3. Там же приведена типичная зависимость коэффициента насыщения для проводимости шлицевой зоны ротора от тока ротора I_2' (для полузакрытого паза):

$$k_{X2} = \lambda_{ш2н}/\lambda_{ш2} = f(I_{п}) = f_2(I_{2*}'). \quad (43.4)$$

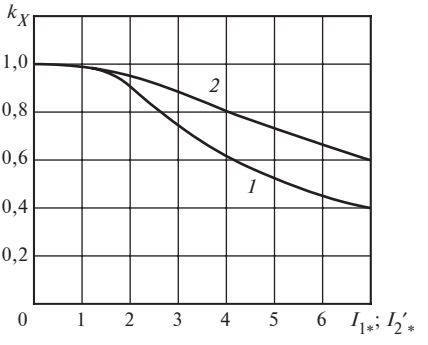
С помощью этих зависимостей при численном расчете электромеханических характеристик можно учесть влияние насыщения на проводимости шлицевых зон полузакрытых пазов статора и ротора:

$$\left.\begin{aligned} \lambda_{п.ш1н} &= k_{X1}\lambda_{п.ш1};\\ \lambda_{п.ш2н} &= k_{X2}\lambda_{п.ш2}, \end{aligned}\right\} \quad (43.5)$$

где $k_{X1} = f_1(I_{1*})$; $k_{X2} = f_2(I_{2*}')$ — определяются по кривым *1* и *2* рис. 43.3; $\lambda_{п.ш1}$, $\lambda_{п.ш2}$ определяются по (28.7).

Рис. 43.3. Коэффициенты насыщения для проводимостей шлицевой зоны полузакрытых пазов статора и ротора:

1 — коэффициент $k_{X1} = f_1(I_{1*})$; *2* — коэффициент $k_{X2} = f_2(I'_{2*})$



Чтобы учесть влияние насыщения на рассеяние по головкам зубцов и дифференциальное рассеяние, предварительно рассчитывают эквивалентные раскрытия пазов статора и ротора $b_{ш1н}$ и $b_{ш2н}$ (см. рис. 43.1), соответствующие проводимостям шлицевых зон пазов $\lambda_{п.ш1н}$ и $\lambda_{п.ш2н}$ по (43.5):

$$b_{ш1н} = \left(-b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4a_1c_1}\right) / (2a_1), \qquad (43.6)$$

где $a_1 = \lambda_{п.ш1н}$; $b_1 = \lambda_{п.ш1н} b_{п1} - 2h_{ш1н} - h_{ш1}$; $c_1 = -h_{ш1} b_{п1}$;

$$b_{ш2н} = \left(-b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4a_2c_2}\right) / (2a_2); \qquad (43.7)$$

$a_2 = \lambda_{п.ш2н}$; $b_2 = \lambda_{п.ш2н} b_{п2} - 2h_{ш2н} - h_{ш2}$; $c_2 = -h_{ш2} b_{п2}$.

Проводимости, рассеяния по головкам зубцов статора и ротора рассчитывают по (28.7) после введения в формулы $b_{ш1н}$ вместо $b_{ш1}$ и $b_{ш2н}$ вместо $b_{ш2}$:

$$\left.\begin{aligned}
\lambda_{г1н} &= \frac{1}{2\sqrt{a_{01н}}} - \frac{1}{\pi}\left(\ln\frac{2}{\sqrt{1 + (1/a_{01н})}} + \frac{1}{\sqrt{a_{01н}}}\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{a_{01н}}}\right);\\
\lambda_{г2н} &= \frac{1}{2\sqrt{a_{02н}}} - \frac{1}{\pi}\left(\ln\frac{2}{\sqrt{1 + (1/a_{02н})}} + \frac{1}{\sqrt{a_{02н}}}\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{a_{02н}}}\right),
\end{aligned}\right\} \qquad (43.8)$$

где $a_{01н} = (b_{ш1н}/2)^2/(\delta k_{\delta 2н})^2$; $a_{02н} = (b_{ш2н}/2)^2/(\delta k_{\delta 1н})^2$;

$$k_{\delta 1н} = \frac{t_{Z1}}{t_{Z1} - \gamma_{1н}\delta}; \; k_{\delta 2н} = \frac{t_{Z2}}{t_{Z2} - \gamma_{2н}\delta};$$

$$\gamma_{1н} = \frac{(b_{ш1н}/\delta)^2}{5 + (b_{ш1н}/\delta)}; \; \gamma_{2н} = \frac{(b_{ш2н}/\delta)^2}{5 + (b_{ш2н}/\delta)}.$$

На проводимости дифференциального рассеяния по (27.8) влияют два фактора: насыщение наконечников зубцов полем рассеяния, которое приводит к увеличению раскрытий пазов статора и ротора и зависит от токов I_1 и I'_2; насыщение элементов магнитной цепи главным магнитным полем, которое приводит к уменьшению амплитуды высших гармоник индукции в зазоре и зависит от ЭДС E_1. Поэтому проводимости дифференциального рассеяния статора и ротора с учетом влияния насыщения рассчитывают следующим образом:

$$\lambda_{д1н} = \frac{t_{Z1}}{12\delta k_{\delta н} k_{Za}}; \quad \lambda_{д2н} = \frac{t_{Z2}}{12\delta k_{\delta н} k_{Za}}, \tag{43.9}$$

где $k_{\delta н} = k_{\delta 1н} k_{\delta 2н}$ (43.8); $k_{Za} = I_{0r*}/I_{0r\delta*}$ — коэффициент насыщения магнитной цепи главным полем при ЭДС E_{1*}; $I_{0r*} = I_{0r}/I_{0rb}$ — реактивная составляющая намагничивающего тока, соответствующая ЭДС E_{1*} по характеристике намагничивания в относительных единицах; $I_{0r\delta*} = I_{0r\delta}/I_{0rb}$ — реактивная составляющая намагничивающего тока, соответствующая ЭДС E_{1*} по линеаризированной характеристике намагничивания (т.е. по касательной к характеристике намагничивания в начале координат).

Если заданы индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки X_1 и его составляющая $X_{1п}$, соответствующая полям дифференциального рассеяния и рассеяния в области пазов и головок зубцов, то по (43.3), (43.5), (43.8), (43.9) и рис. 43.3 можно учесть влияние насыщения на эти сопротивления:

$$X_{1н} = X_1 - X_{1п} + X_{1п.н}, \tag{43.10}$$

где $X_{1п.н} = X_{1п}(\lambda_{п.ш1н} + \lambda_{п1i} + \lambda_{г1н} + \lambda_{д1н})/(\lambda_{п.ш1н} + \lambda_{п1i} + \lambda_{г1} + \lambda_{д1})$.

Если заранее рассчитаны с учетом поверхностного эффекта индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки X'_2 и его составляющая $X'_{2п\xi}$, соответствующая полям рассеяния в области пазов и головок зубцов (см. п. 5 изложенного далее алгоритма), то по (43.4), (43.5), (43.8), (43.9) и рис. 43.3 можно учесть влияние насыщения на эти сопротивления:

$$X'_{2\xi н} = X'_{2\xi} - X'_{2п\xi} + X'_{2п\xi н}, \tag{43.11}$$

где $X'_{2п\xi н} = \dfrac{X'_{2п\xi}(\lambda_{п.ш2н} + \lambda_{п2i\xi} + \lambda_{г2н} + \lambda_{д2н})}{\lambda_{п.ш2} + \lambda_{п2i\xi} + \lambda_{г2} + \lambda_{д2}}$.

43.3. Алгоритм численного расчета электромеханических характеристик с учетом поверхностного эффекта и насыщения

При численном расчете электромеханических характеристик с учетом поверхностного эффекта и насыщения заданными считаются: первичное фазное напряжение U_{10}; частота первичного напряжения f_1; скольжение s; активные сопротивления R_1 и R_2', найденные без учета влияния поверхностного эффекта, а также составляющая активного сопротивления вторичной короткозамкнутой обмотки R_{2c}', соответствующая активным сопротивлениям ее стержней; индуктивные сопротивления X_1 и X_2', а также их составляющие $X_{1п}$ и $X_{2п}'$, соответствующие полям дифференциального рассеяния и рассеяния в области пазов и головок зубцов; размеры зубцовых делений, пазов трапецеидальной формы по рис 23.2 и токовых зон в этих пазах t_{Z1}, $b_{ш1}$, $b_{п1}$, $b_{п.н1}$, $h_{ш1}$, $h_{ш.н1}$, h_{01}, t_{Z2}, $b_{ш2}$, $b_{п2}$, $b_{п.н2}$, $h_{ш2}$, $h_{ш.н2}$ и h_{02}; толщина зазора δ; магнитные потери $P_{м.ном}$ при $U_1 = U_{1ном}$; механические потери $P_т$ при $s = 0$; добавочные потери короткого замыкания $P_{д.к.ном}$ при $I_1 = I_{1ном}$; добавочные потери холостого хода $P_{д.х.ном}$ при $E_1 = U_{1ном}$; характеристика намагничивания $E_1 = f(I_{0r})$; зависимость коэффициента насыщения k_{X1} по (43.3) от первичного тока $[k_{X1} = f(I_{1*})]$; зависимость коэффициента насыщения k_{X2} по (43.4) от вторичного приведенного тока $[k_{X1} = f(I_{2*}')]$; кроме того, считаются известными: число фаз первичной обмотки m_1, число периодов поля p, номинальное напряжение $U_{1ном}$ номинальный ток $I_{1ном}$ и удельное сопротивление вторичной короткозамкнутой обмотки ρ_t.

Требуется рассчитать характеристики $I_{1*} = f(s)$; $I_{2*}' = f(s)$; $M_* = f(s)$; $P_{1*} = f(s)$; $\cos\varphi_1 = f(s)$; $P_{2*} = f(s)$; $\eta = f(s)$; $Q_{1*} = f(s)$. Они могут быть рассчитаны с помощью векторной диаграммы по алгоритму, изложенному в § 41.3. Правда, эту векторную диаграмму можно построить только в том случае, если заранее известна ЭДС E_1. Поскольку по условиям задачи заданным является первичное напряжение U_{10}, а ЭДС E_1 заранее не известна, эту ЭДС приходится определять при каждом значении скольжения s путем численного решения нелинейного уравнения:

$$f(E_1) = U_{10} - U_1 = 0, \qquad (43.12)$$

где U_{10} = const — заданное первичное напряжение; $U_1 = f(E_1)$ — первичное напряжение, рассчитанное по векторной диаграмме (см. § 41.3) при ЭДС E_1, значения которой варьируются в интервале от $0{,}25U_{10}$ до $1{,}05U_{10}$.

Численное решение нелинейного уравнения (43.12) может быть проведено по методу деления пополам интервала от $0{,}25U_{10}$ до $1{,}05U_{10}$, в котором находится корень E_1. Необходимые для этого алгоритм и программа могут быть составлены читателем самостоятельно (для этого нужно обратиться к § 41.3; 42.5; 43.1; 43.2). Решение уравнения (43.12) проводится в следующей последовательности.

1. Рассчитывают по (42.21) эквивалентное сопротивление первичной обмотки с учетом добавочных потерь короткого замыкания:

$$R_1' = R_1 + P_{\text{д.к.ном}} / (m_1 I_{1\text{ном}}^2).$$

2. По (28.7), (24.7), (24.8) определяют коэффициенты проводимости пазового рассеяния и рассеяния по головкам зубцов для статора при $\beta = 1$:

$$\lambda_{\text{п.ш}1} = h_{\text{ш}1} / b_{\text{ш}1} + 2h_{\text{ш.н}1} / (b_{\text{п}1} + b_{\text{ш}1});$$

$$\lambda_{\text{п}1i} = 2h_{01} / [3(b_{\text{п}1} + b_{\text{п.н}1})];\ \lambda_{\text{п}1} = \lambda_{\text{п.ш}1} + \lambda_{\text{п}1i};$$

$$\gamma_2 = \frac{(b_{\text{ш}2} / \delta)^2}{5 + (b_{\text{ш}2} / \delta)};\ k_{\delta 2} = \frac{t_{Z2}}{t_{Z2} - \gamma_2 \delta};\ a_{01} = \frac{(b_{\text{ш}1} / 2)^2}{(\delta k_{\delta 2})^2};$$

$$\lambda_{\text{г}1} = \frac{1}{2\sqrt{a_{01}}} - \frac{1}{\pi}\left(\ln \frac{2}{\sqrt{1 + (1 / a_{01})}} + \frac{1}{\sqrt{a_{01}}} \operatorname{arctg} \frac{1}{\sqrt{a_{01}}} \right);$$

$$\lambda_{\text{д}1} = t_{Z1} / (12\delta k_\delta);\ k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}.$$

3. По формулам (28.7), (24.7), (24.8) определяют коэффициенты проводимости пазового рассеяния и рассеяния по головкам зубцов для ротора при $\beta_2 = 1$:

$$\lambda_{\text{п.ш}2} = h_{\text{ш}2} / b_{\text{ш}2} + 2h_{\text{ш.н}2} / (b_{\text{п}2} + b_{\text{ш}2});$$

$$\lambda_{\text{п}2i} = 2h_{02} / [3(b_{\text{п}2} + b_{\text{п.н}2})];\ \lambda_{\text{п}2} = \lambda_{\text{п.ш}2} + \lambda_{\text{п}2i};$$

$$\gamma_1 = \frac{(b_{\text{ш}1} / \delta)^2}{5 + (b_{\text{ш}1} / \delta)};\ k_{\delta 1} = \frac{t_{Z1}}{t_{Z1} - \gamma_1 \delta};\ a_{02} = \frac{(b_{\text{ш}2} / 2)^2}{(\delta k_{\delta 1})^2};$$

$$\lambda_{г2} = \frac{1}{2\sqrt{a_{02}}} - \frac{1}{\pi}\left(\ln\frac{2}{\sqrt{1+(1/a_{02})}} + \frac{1}{\sqrt{a_{02}}}\operatorname{arctg}\frac{1}{\sqrt{a_{02}}}\right);$$

$$\lambda_{д2} = t_{Z2}/(12\delta k_{\delta}).$$

4. По формулам (31.3), (31.6), (42.23) и (42.24) рассчитывают активное сопротивление вторичной обмотки с учетом поверхностного эффекта при скольжении s (см. § 42.5 и рис. 42.5, *а*):

$$\xi = h_{02}/\sqrt{\rho_t/(\mu_0\pi s f_1)};$$

$$h_R = h_{02}(\operatorname{ch}2\xi - \cos 2\xi)/[\xi(\operatorname{sh}2\xi + \sin 2\xi)];$$

$$b_R = b_{п2} - (b_{п2} - b_{п.н2})h_R/h_{02};$$

$$S_c = h_{02}(b_{п2} + b_{п.н2})/2;\ S_{c\xi} = h_R(b_{п2} + b_R)/2;$$

$$R'_{2\xi} = R'_2 + R'_{2c}(S_c - S_{c\xi})/S_{c\xi}.$$

5. По формулам (42.25), (42.26) рассчитывают индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки с учетом поверхностного эффекта (см. § 42.5 и рис. 42.5, *б*):

$$h_X = 2h_{02}\xi(\operatorname{ch}2\xi - \cos 2\xi)/[3(\operatorname{sh}2\xi - \sin 2\xi)];$$

$$b_X = b_{п2} - (b_{п2} - b_{п.н2})h_X/h_{02};$$

$$\lambda_{п2i\xi} = 2h_X/[3(b_{п2} + b_X)];\ \lambda_{2п\xi} = \lambda_{п.ш2} + \lambda_{п2i\xi};$$

$$X'_{2п\xi} = X'_{2п}(\lambda_{п2\xi} + \lambda_{г2} + \lambda_{д2})/(\lambda_{п2} + \lambda_{г2} + \lambda_{д2});$$

$$X'_{2\xi} = X'_2 - X'_{2п} + X'_{2п\xi}.$$

6. Для решения нелинейного уравнения (43.12) относительно E_1 при помощи ЭВМ используют численный метод деления пополам интервала, в котором находится E_1. Причем для определения $U_1 = f(E_1)$ на каждой из итераций используется алгоритм, приведенный в § 41.3, который дает возможность найти U_1 по заданным E_1 и s.

7. При расчете на ЭВМ намагничивающего тока и его составляющих по п. 1 § 41.3 вместо магнитных потерь $P_{м.ном}$ вводят потери $P'_{м.ном} = P_{м.ном} + P_{д.х.ном}$, найденные с учетом добавочных потерь холостого хода.

По потерям $P'_{\text{м.ном}}$ определяют активную составляющую намагничивающего тока $I'_{0a} = P'_{\text{м.ном}} E_1 / (m_1 U^2_{1\text{ном}})$.

По характеристике намагничивания $E_1 = f(I_{0r})$, представленной в виде аппроксимации, определяют ток I_{0r}, соответствующий E_1 на данной итерации. После этого вычисляют намагничивающий ток $I_0 = \sqrt{(I'_{0a})^2 + I^2_{0r}}$ и угол $\beta'_0 = \text{arctg}(I_{0r} / I'_{0a})$, где $I_{0r} = i_{0r} I_{1\text{ном}} \times$ $\times (I'_{0r*} + I_{0r\delta*})$.

8. При расчете на ЭВМ вторичного приведенного тока I'_2 по п. 2 § 42.3 вместо сопротивления R'_2 вводят сопротивление $R'_{2\xi}$, найденное в п. 4; вместо сопротивления X'_2 — сопротивление $X'_{2\xi\text{н}}$ по (43.11).

Поскольку ток

$$I'_2 = E_1 / \sqrt{(R'_{2\xi} / s)^2 + (X'_{2\xi\text{н}})^2} \qquad (43.13)$$

зависит от $X'_{2\xi\text{н}}$, а $X'_{2\xi\text{н}}$, как видно из (43.11), (43.5), (43.8), (43.9) и пр., в свою очередь, зависит от токов I'_2 и $I_1 \approx I'_2$, необходимо организовать итерационный цикл для их уточнения методом последовательных приближений.

Для определения коэффициента $k_{Za} = I_{0r} / I_{0r\delta}$ должна быть известна не только основная характеристика намагничивания $E_1 = f(I_{0r})$, но и характеристика намагничивания $E_1 = f(I_{0r\delta})$ для реактивной составляющей намагничивающего тока $I_{0r\delta}$, находящейся на зазор между ротором и статором.

Первое приближение для $X'_{2\xi\text{н}}$ принимаем равным $X'_{2\xi}$ (см. п. 5). По (43.13) определяют токи I'_2 и $I_1 \approx I'_2$ в первом приближении. Затем по (43.11) определяют второе приближение для сопротивления $X'_{2\xi\text{н}}$ и т.д.

После определения I'_2 и $X'_{2\xi\text{н}}$ рассчитывают: угол $\beta_2 =$ $= \text{arctg}(sX'_{2\xi\text{н}} / R'_{2\xi})$ и токи $I'_{2a} = I'_2 \cos\beta_2$; $I'_{2r} = I'_2 \sin\beta_2$.

9. По п. 3 § 41.3 рассчитывают токи $I_{1a} = I'_{0a} + I'_{2a}$; $I_{1r} = I_{0r} + I'_{2r}$; $I_1 = \sqrt{I^2_{1a} + I^2_{1r}}$ и угол $\beta'_1 = \text{arctg}(I_{1r} / I_{1a})$.

10. После введения вместо сопротивления R_1 сопротивления R'_1, найденного в п. 1, и введения вместо сопротивления X_1 сопротивления $X_{1\text{н}}$ по (43.10), являющегося функцией токов I_1 и I'_2, рассчитывают по п. 4 § 41.3 напряжения $U_{1a} = E_1 + R'_1 I_1 \cos\beta'_1 + X_{1\text{н}} I_1 \sin\beta'_1$; $U_{1\text{с}} = X_{1\text{н}} I_1 \cos\beta'_1 - R'_1 I_1 \sin\beta'_1$; $U_1 = \sqrt{U_{1a}^2 + U_{1r}^2} = f(E_1)$, углы $\delta_1 = \text{arctg}(U_{1r}/U_{1a})$ и $\varphi_1 = \beta'_1 + \delta_1$.

11. Рассчитанное по этому алгоритму напряжение $U_1 = \varphi(E_1)$ вводят в уравнение (43.12) на каждой из итераций его численного решения методом Ньютона.

12. После решения этого уравнения и определения ЭДС E_1, соответствующего напряжению $U_1 = U_{10}$ и скольжению s, в памяти машины сохраняются значения I'_2, I_1, φ_1, соответствующие $U_1 = U_{10}$ и скольжению s. Вводя эти величины в формулы п. 5 § 41.3 определяют:

$$P_1 = m_1 U_{10} I_1 \cos\varphi_1;\ Q_1 = m_1 U_{10} I_1 \sin\varphi_1;$$

$$\Omega_1 = 2\pi f_1/p;\ M = m_1 R'_{2\xi} (I'_2)^2 / (s\Omega_1);$$

$$P_{\text{мех}} = M\Omega_1(1-s);\ P_{\text{т}} = (1-s)^2 P_{\text{т.ном}};\ P_2 = P_{\text{мех}} - P_{\text{т}};$$

$$\Sigma P = m_1 R'_1 I_1^2 + m_1 R'_{2\xi} (I'_2)^2 + P'_{\text{м.ном}} (E_1 / U_{1\text{ном}})^2 + P_{\text{т}};$$

$$\eta = P_2/P_1 = 1 - \Sigma P/P_1.$$

Пример 43.1. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором имеет такие же данные, как в примерах 42.1 и 42.2. Кроме того, заданы в табличной форме коэффициенты насыщения для проводимостей шлицевой зоны полузакрытых пазов статора и ротора (см. рис. 43.3):

I_{1*}, I'_{2*}	0	1	2	3	4	5	6	7
k_{X1}	1	1	0,995	0,955	0,865	0,67	0,475	0,4
k_{X2}	1	1	0,996	0,975	0,91	0,805	0,67	0,6

При фазном напряжении $U_1 = U_{10} = 242$ В рассчитать численным путем электромеханические характеристики двигателя в двух вариантах: с учетом поверхностного эффекта и насыщения; с учетом насыщения, но без учета поверхностного эффекта.

Для расчета характеристик в первом варианте (с учетом поверхностного эффекта и насыщения магнитной цепи) воспользоваться вышеизложенным алгоритмом и соответствующей ему программой. Для расчета характеристик во втором варианте (без учета поверхностного эффекта и с учетом насыщения) воспользоваться той же программой, но ввести в расчет вместо действительного удельного сопротивления алюминиевой короткозамкнутой обмотки увеличенное в 10 раз удельное сопротивление ($\rho_t = 0{,}345 \cdot 10^6$ Ом · мм), исключив тем самым проявление поверхностного эффекта.

Результаты расчета по второму варианту (с учетом насыщения, но без учета поверхностного эффекта) даны в виде электромеханических характеристик [$M_* = f(s)$ и $I_{1*} = f(s)$], приведенных на рис. 42.3 (кривые *3*), и геометрического места вектора тока $\underline{I}_{1*}$, представленного на рис. 42.4 (кривые *3*).

Как видно из сравнения кривых *3* с кривыми *1*, рассчитанными без учета поверхностного эффекта и насыщения, влияние насыщения магнитной цепи проявляется только при больших токах ($I_{1*} > 4$). При $I_{1*} < 4$ кривые *3* и *1* практически совпадают; при $I_{1*} > 4$ влияние насыщения приводит к существенному увеличению токов I_{1*} и момента M_* (пусковой ток возрастает в 1,33 раза, пусковой момент — в 1,9 раза).

Результаты расчета по первому варианту (с учетом поверхностного эффекта и насыщения) даны в виде электромеханических характеристик [$M_* = f(s)$ и $I_{1*} = f(s)$], приведенных на рис. 42.3 (кривые *4*), и геометрического места вектора тока I_{1*}, представленного на рис. 42.4 (кривые *4*).

Как видно из сравнения кривых *4* с кривыми *3*, рассчитанными с учетом насыщения, но без поверхностного эффекта, влияние поверхностного эффекта проявляется только при больших скольжениях ($s > 0{,}15$). При $s < 0{,}15$ кривые *4* совпадают с кривыми *3*. Влияние поверхностного эффекта при $s > 0{,}15$ приводит к небольшому уменьшению токов и существенному увеличению моментов (пусковой момент увеличивается в 1,68 раза).

Глава сорок четвертая
ПУСК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

44.1. Пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

Режим двигателя является основным режимом, в котором практически используются асинхронные машины. Другие возможные режимы работы применяются крайне редко (см. § 42.1). Поэтому подавляющая часть выпускаемых промышленностью асинхронных машин предназначается заводами-изготовителями для работы в режиме двигателя и называется асинхронными двигателями. Этим названием подчеркивается, что выпускаемые машины обладают определенными гарантированными техническими показателями только в режиме двигателя, хотя они могут работать и в других режимах.

Все асинхронные двигатели должны самостоятельно пускаться в ход, т.е. разгоняться от неподвижного состояния до угловой скорости, близкой к синхронной, преодолевая момент сопротивления нагрузки. Это требование к пусковым свойствам обеспечивается по-разному в двигателях различного исполнения.

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Обычно пускаются в ход прямым включением в сеть с номинальным напряжением $U_1 = U_{1\,ном}$. Процесс разбега ротора двигателя от неподвижного состояния ($\Omega = 0$, $s = 1$) до номинальной угловой скорости $\Omega_{ном}$ определяется его механической характеристикой $M = f(\Omega)$ и механической характеристикой нагрузки $M_в = f(\Omega)$.

Механическая характеристика двигателя показана на рис. 44.1, штриховой линией изображена идеальная характеристика момента при пренебрежении высшими гармоническими поля (см. § 42.3); сплошной линией — реальная механическая характеристика, построенная с учетом влияния высших гармонических поля (см. § 42.5).

Как видно, добавочные вращающие моменты, связанные с высшими гармоническими поля, оказывают заметное влияние на ход характеристики, уменьшая результирующий вращающий момент при малых скоростях вращения.

Механическая характеристика нагрузки показана на рис. 44.1 в виде кривой $|M_в| = f(s)$. Ход характеристики нагрузки зависит от вида приводимой в движение исполнительной машины. Обычно вращаю-

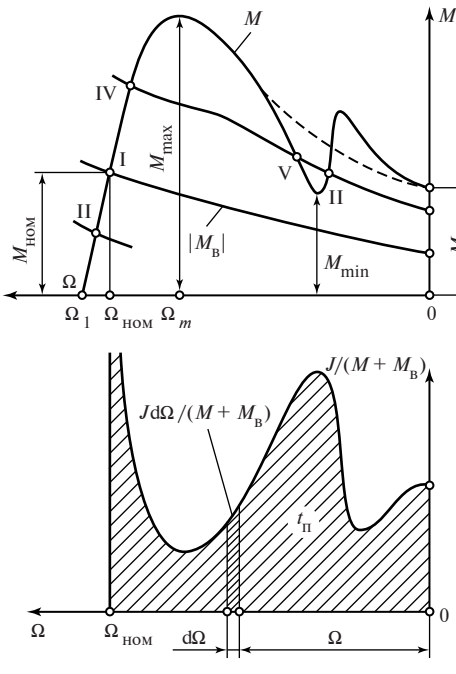


Рис. 44.1. Пуск асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

щий момент $|M_в|$ возрастает по абсолютной величине с ростом скорости (в вентиляторах или насосах в большей степени, в металлорежущих станках — в меньшей степени).

Если при неподвижном роторе ($Ω = 0$) начальный пусковой момент двигателя $M_п$ больше момента $|M_в|$, требуемого для трогания исполнительной машины, то согласно уравнению движения

$$M + M_в = J\frac{dΩ}{dt}, \quad (44.1)$$

где J — момент инерции вращающихся частей, приведенный к ротору, ротор получит некоторое положительное ускорение $dΩ/dt > 0$ и начнет разгоняться. Этот процесс будет происходить до тех пор, пока сумма $M + M_в$, где $M > 0$, а $M_в < 0$, не обратится в нуль. Это произойдет в точке I пересечения характеристик $M = f(Ω)$ и $|M_в| = f(Ω)$, в которой двигатель будет в дальнейшем работать в установившемся режиме с номинальным вращающим моментом $M_{ном}$ и при номинальной угловой скорости $Ω_{ном}$. Характеристики $M = f(Ω)$ и $M_в = f(Ω)$ пересекаются в точке, не обязательно соответствующей номинальному режиму.

Для определения времени пуска $t_п$ нужно графически проинтегрировать (44.1)

$$t_п = \int_0^{Ω_{ном}} \frac{J\,dΩ}{M + M_в}.$$

Интегрирование (44.1) можно провести также в численной форме с помощью ЭВМ.

Время оказывается пропорциональным заштрихованной площади на графике кривой $\frac{J}{M + M_в} = f(Ω)$. Время пуска зависит от момента

инерции вращающихся частей J и суммы моментов $M + M_в$ (или разности $M - |M_в|$). Это время невелико (оно находится в пределах от долей секунды до нескольких секунд), но нужно иметь в виду, что токи I_1 и I_2 в обмотках при пуске во много раз превышают номинальный ток (начальный пусковой ток составляет в относительных единицах $I_{п*} = I_п / I_{1ном} = 5 \div 7$) и, как видно из рис. 42.2, токи медленно уменьшаются с увеличением скольжения. Поэтому при недостаточно больших электромагнитных моментах (и малых разностях $M - |M_в|$), когда процесс пуска затягивается, температуры обмоток могут превысить допустимые пределы.

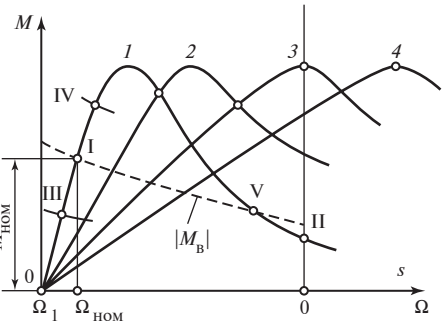


Рис. 44.2. Пуск асинхронного двигателя с фазным ротором

Необходимые требования к механическим характеристикам асинхронных двигателей регламентируются стандартами. Для двигателей общепромышленного применения в зависимости от их мощности и частоты вращения отношение максимального вращающего момента к номинальному $M_m / M_{ном}$ — должно находиться в пределах 1,7—2,2; отношение начального пускового момента к номинальному $M_п / M_{ном}$ — в пределах 0,7—2. Кроме того, специально оговаривается минимально допустимый вращающий момент в процессе пуска M_{min} (см. рис. 44.1), отношение которого к номинальному моменту должно быть не менее 0,6—1. При слишком малом минимальном моменте механическая характеристика нагрузки может пересечься с характеристикой двигателя в точке II. В этом случае установится угловая скорость меньше номинальной, пуск не завершится переходом к угловой скорости, близкой к синхронной Ω_1.

При прямом пуске крупных короткозамкнутых асинхронных двигателей от недостаточно мощной электрической сети пусковые токи могут вызвать недопустимо большое снижение напряжения U_1, отчего могут пострадать другие потребители. Для уменьшения пусковых токов в этом случае между двигателем и сетью включают реактор или автотрансформатор. Однако следует помнить, что снижение напряжения U_1 при пуске ведет к значительному уменьшению пусковых моментов, пропорциональных квадрату напряжения. Поэтому этот способ пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором неприменим при тяжелых условиях пуска (когда моменты $|M_в|$ велики).

44.2. Асинхронные двигатели с фазным ротором

В этих двигателях можно влиять на пусковые характеристики введением в цепь ротора на время пуска пускового реостата. К собственному сопротивлению обмотки ротора $R_{2н}$ с помощью контактных колец и щеток при пуске подсоединяется пусковой реостат, имеющий сопротивление $R_{2п}$. Сопротивление фазы ротора складывается из этих двух сопротивлений:

$$R_{2н} + R_{2п} = R_2.$$

При пуске нужно уменьшить начальный пусковой ток

$$I_п \approx \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + X_к^2}}$$

и увеличить начальный пусковой момент (43.15)

$$M_п = \frac{m_1 R_2' U_1^2}{Q\left[(R_1 + R_2')^2 + X_к^2\right]}.$$

При этом нужно помнить, что начальный пусковой момент будет максимален, если критическое скольжение

$$s_m = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_к^2}} = 1,$$

т.е. при сопротивлении фазы ротора

$$R_{2m}' = \sqrt{R_1^2 + X_к^2} \approx X_к.$$

Обычно собственное сопротивление фазы ротора $R_{2н}' < R_{2m}'$, и введение в цепь ротора пускового реостата с сопротивлением $R_{2п}' < R_{2m}' - R_{2н}'$ приводит к увеличению пускового момента (сравните пусковые моменты для кривых *1* и *2* на рис. 44.2); при $R_{2п}' = R_{2m}' - R_{2н}'$ пусковой момент максимален (кривая *3*); при дальнейшем увеличении $R_{2п}$ пусковой момент начнет снова снижаться (кривая *4*). Физически это объясняется тем, что увеличение сопротивления R_2' в интервале $R_2' < R_{2m}'$ сильнее сказывается на электромагнитном моменте, чем уменьшение пускового тока

$$M_п \approx \frac{m_1 R_2' I_п^2}{\Omega_1}.$$

Если пусковой реостат имеет несколько ступеней сопротивлений $R_{2н} = R_{2(1)} < R_{2(2)} < R_{2(3)} < R_{2(4)}$, то можно получить несколько механических характеристик (кривые *1*, *2*, *3*) с одинаковым максимумом, но с разными критическими скольжениями (рис. 44.2).

Характеристика *1* при $R_{2(1)} = R_{2н}$, т.е. без добавочного сопротивления, называется естественной. В процессе пуска переключение ступеней реостата производят при таких угловых скоростях, при которых разность между электромагнитным моментом и моментом нагрузки оказывается наибольшей.

Перед включением двигателя в сеть в его роторную цепь вводится сопротивление, обеспечивающее максимальный начальный пусковой момент (кривая *3* при $R_{2(3)}$). Двигатель начинает разгоняться, так как $M > |M_в|$. В момент достижения точки пересечения кривой *3* с кривой *2* происходит переключение на сопротивление $R_{2(2)}$ и двигатель разгоняется по кривой *2*; аналогично происходит переход на естественную механическую характеристику *1*. В установившемся режиме двигатель работает в точке естественной характеристики с номинальным моментом $M_{ном}$ и номинальной угловой скоростью $\Omega_{ном}$.

Двигатели с фазным ротором могут применяться при значительно более тяжелых условиях пуска, чем двигатели с короткозамкнутым ротором. Однако для включения реостата на время пуска двигатели снабжаются контактными кольцами и щеточным устройством, что приводит к увеличению их стоимости и к некоторому снижению надежности в эксплуатации.

44.3. Асинхронные короткозамкнутые двигатели с улучшенными пусковыми свойствами

В короткозамкнутую обмотку ротора нельзя ввести во время пуска дополнительное сопротивление, как это делается в двигателях с контактными кольцами. Однако пусковые характеристики двигателя с короткозамкнутой обмоткой можно улучшить, если использовать для увеличения активного сопротивления обмотки ротора поверхностный эффект в стержнях обмотки, проявляющийся в начале пуска, когда частота тока в роторе $f_2 = sf_1$ близка к частоте сети f_1.

Для увеличения активного сопротивления стержня при частоте $f_2 \approx 50$ Гц (см. § 31.2) высота стержня h должна быть значительно больше глубины проникновения электромагнитного поля

$$\Delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega_2 \mu_0}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f_2 \mu_0}}.$$

При $f_2 = 50$ Гц эта глубина равна примерно 10 мм для меди и 15 мм для алюминия. При высоте стержня h более 2Δ его активное сопротивление R при $f_2 = 50$ Гц превышает омическое сопротивление в $k_r = h/\Delta$ раз. При произвольных значениях частоты тока f_2 и высоты стержня $h = a_э$ активное сопротивление стержня ротора с учетом неравномерностей распределения тока по его сечению $R = R_0 k_r$, где R_0 — сопротивление стержня при $f_2 = 0$; $k_r = \varphi(\xi)$ по рис. 31.2 при $\xi = h/\Delta < 2$; $k_r = \xi$ при $\xi > 2$.

В асинхронных двигателях с глубокими пазами на роторе высота стержней из алюминия составляет 40—60 мм, что позволяет получить при частоте 50 Гц 3—4-кратное увеличение сопротивления.

Картина поля рассеяния, образованного током стержня ротора, показана на рис. 44.3. Чем ближе ко дну паза расположен рассматриваемый элемент сечения стержня с омическим сопротивлением $R_э = \rho l/q_э$, тем большее число линий поля рассеяния с ним сцеплено. Элементы I, расположенные на дне паза, обладают максимальной индуктивностью рассеяния $L_э$; элементы II, расположенные ближе к зазору, — минимальной индуктивностью. Вместе с тем поле взаимной индукции имеет одинаковое сцепление со всеми элементами и индуктирует в них одинаковые ЭДС взаимной индукции $sE_э$, где $E_э$ — ЭДС при $s = 1$. Поэтому плотности тока в элементах

$$J \approx \frac{sE_э}{q\sqrt{R_э^2 + (2\pi s f_1 L_э)^2}}$$

зависят от положения элемента по высоте стержня и скольжения. При больших скольжениях ($s \approx 1$), когда $2\pi s f_1 L_э > R_э$ и индуктивное сопротивление $2\pi s f_1 L_э$ играет существенную роль, в элементах, расположенных ближе к зазору и обладающих меньшим индуктивным сопротивлением, плотность тока получается значительно большей (см. распределение плотности тока при $s = 1$). Наоборот, при номинальном скольжении $s_{ном} << 1$ омическое сопротивление $R_э >> 2\pi s f_1 L_э$, индуктивным сопротивлением можно пренебречь и плотность тока во всех элементах сечения постоянна (см. кривую J при $s = s_{ном}$).

При скольжении $s_{ном}$ ток равномерно распределен по сечению и активное сопротивление ротора R_2 не отличается от сопротивления для постоянного тока $R_{2(1)}$; при скольжении $s = 1$ ток протекает только по части сечения, активное сопротивление ротора существенно увеличивается и становится равным $R_{2(2)}$. На рис. 44.4 в виде кривой *1*

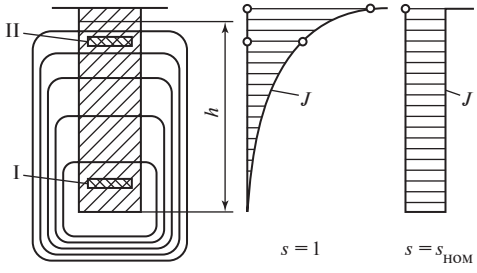


Рис. 44.3. Распределение плотности тока в стержне короткозамкнутой обмотки двигателя с глубокими пазами на роторе

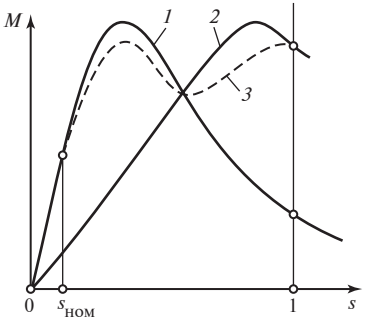


Рис. 44.4. Механическая характеристика двигателя с глубокими пазами на роторе

показана механическая характеристика при постоянном сопротивлении $R_{2(1)}$; в виде кривой *2* — характеристика при сопротивлении $R_{2(2)}$, сохраняющемся при всех скольжениях. Кривая *3* изображает действительную механическую характеристику двигателя с глубокими пазами, сопротивление ротора которого при изменении скольжения от $s_{ном}$ до $s = 1$ постепенно возрастает от $R_{2(1)}$ до $R_{2(2)}$. Большинство выпускаемых промышленностью асинхронных машин имеет углубленные пазы на роторе.

Асинхронные двигатели с двойной беличьей клеткой обладают еще более высокими пусковыми свойствами. На роторе двигателя имеются две короткозамкнутые обмотки, стержни которых расположены в полузакрытых пазах на различной глубине, отделенные друг от друга узким шлицем (*5* на рис. 44.5). При выполнении обмотки литой пазы и шлицы заливаются алюминием и обе обмотки практически представляют единое целое. При паяной конструкции обмотки стержни пусковой (внешней) клетки делают обычно из материала с большим удельным сопротивлением (латунь, реже бронза), чем стержни рабочей (внутренней) клетки (медь). Часто стержни пусковой клетки имеют и меньшее сечение, чем стержни рабочей клетки, что также обусловливает большее активное сопротивление пусковой клетки.

Стержни обеих клеток присоединяются с каждого торца к одному общему или к двум отдельным кольцам.

При пуске в ход частота тока в стержнях равна частоте сети и по тем же причинам, что и в двигателе с глубокими пазами на роторе, ток протекает в основном по пусковой обмотке, имеющей меньшее индуктивное сопротивление, чем рабочая обмотка. Так как активное

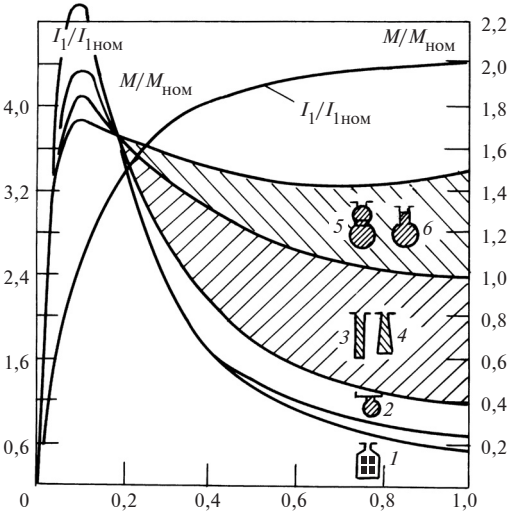


Рис. 44.5. Механические характеристики короткозамкнутых асинхронных двигателей с улучшенными пусковыми свойствами:

1 — двигатель с фазным ротором; *2* — короткозамкнутая обмотка с круглыми стержнями; *3* — прямоугольные стержни в глубоких пазах; *4* — стержни трапецеидального профиля; *5* — двойная беличья клетка; *6* — стержни колбообразного профиля

сопротивление пусковой обмотки значительное, то это приводит к возрастанию пускового момента.

После разбега двигателя при номинальной или близкой к ней угловой скорости частота тока ротора мала (не более нескольких герц), индуктивные сопротивления стержней становятся много меньше активных сопротивлений и ток ротора распределяется между обмотками обратно пропорционально их активным сопротивлениям. Если рабочая клетка имеет меньшее сопротивление, чем пусковая, ток протекает в основном по этой обмотке. При литой обмотке плотность тока распределяется практически равномерно по всему сечению паза, залитому алюминием.

Помимо глубокопазных (*3* на рис. 44.5) и двойных беличьих клеток *5* на роторе широкое распространение в последние годы получили, особенно для быстроходных и мощных двигателей, обмотки со стержнями колбообразного *6* и трапецеидального *4* профиля. При пуске двигателя с медными стержнями колбообразного профиля *6* ток вытесняется в верхнюю узкую часть стержня, имеющую большое активное сопротивление. Благодаря этому обеспечивается увеличение пускового момента. По пусковым свойствам двигатели с колбообразными пазами и с двойной беличьей клеткой примерно равноценны (заштрихованная зона *5—6* на рис. 44.5).

При трапецеидальном профиле стержня *4* пусковые свойства двигателя сохраняются такими же высокими, как и при прямоугольном профиле (заштрихованная зона *3—4*).

На рис. 44.5 показаны кривые изменения электромагнитных моментов и тока асинхронных двигателей с короткозамкнутыми роторами различного исполнения. Все двигатели имеют одинаковую мощность, одинаковый начальный пусковой ток и одинаковые потери в роторе при номинальной нагрузке. Для сравнения показана также естественная механическая характеристика асинхронного двигателя с контактными кольцами на роторе *1*. Штриховкой отмечены области, и пределах которых в зависимости от конкретных особенностей обмотки располагаются характеристики короткозамкнутых двигателей с улучшенными пусковыми свойствами. Увеличение пускового момента в короткозамкнутых двигателях указанных конструкций сопровождается (в связи с возрастанием индуктивного сопротивления рассеяния X_2 обмотки ротора) снижением максимального момента M_m на 15—25 % и коэффициента мощности на 4—6 % по сравнению с двигателями с круглыми пазами на роторе.

Глава сорок пятая

РАБОТА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ И РЕГУЛИРОВАНИЕ ИХ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

45.1. Условия устойчивости режима работы

В результате правильно завершенного пуска (см. рис. 44.1 и 44.2) должен установиться или *номинальный режим* в точке I или режим недогрузки в точке III, расположенной на участке характеристики между точкой холостого хода ($M = 0$, $\Omega = \Omega_1$) и точкой номинального режима ($M = M_{ном}$, $\Omega = \Omega_{ном}$).

Кратковременно допустимы также режимы нагрузки в точке IV, расположенной между точками ($M_{ном}$, $\Omega_{ном}$) и (M_m, Ω_m) при моментах, превышающих номинальный момент ($M > M_{ном}$), но меньших, чем максимальный момент ($M < M_m$). Длительность этих режимов определяется электрическими потерями в обмотках.

Длительная работа в точке пересечения характеристик $M = f(\Omega)$ и $M_в = f(\Omega)$ возможна только в том случае, если при случайном отклонении угловой скорости от установившейся на ротор действует момент $M + M_в$, восстанавливающий прежнюю угловую скорость.

Условие устойчивости режима записывается через приращения (или производные) вращающих моментов $|dM|$ и $|dM_в|$ при одинаковых отклонениях угловой скорости $d\Omega$ от скорости в точке пересечения характеристик M и $M_в$, например в точке I на рис. 44.1 или 44.2.

Если $d|M_в| = \frac{d|M_в|}{d\Omega} d\Omega > d|M| = \frac{d|M|}{d\Omega} d\Omega$ и, следовательно, $\frac{d|M_в|}{d\Omega} > \frac{d|M|}{d\Omega}$, то режим *устойчив*, если $\frac{d|M_в|}{d\Omega} < \frac{d|M|}{d\Omega}$, то режим *неустойчив*. Например, в точке I, где $\frac{d|M_в|}{d\Omega} > \frac{d|M|}{d\Omega}$, режим устойчив. При случайном увеличении скорости в точке I до ($\Omega_{ном} + d\Omega$) вращающий момент M уменьшается, так как $\frac{d|M|}{d\Omega} < 0$, а момент $M_в$ увеличивается, так как

$\frac{\mathrm{d}|M_{\text{в}}|}{\mathrm{d}\Omega} > 0$. На ротор действует отрицательный момент $M - |M_{\text{в}}| = +\mathrm{d}|M| - \mathrm{d}|M_{\text{в}}| < 0$, и появляется отрицательное ускорение $\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} < 0$ [см. (44.1)], замедляющее движение ротора до тех пор, пока снова не восстановится прежняя угловая скорость $\Omega_{\text{ном}}$.

Также устойчивы будут режимы работы в точках III или IV рабочей зоны механической характеристики двигателя при обычно встречающихся механических характеристиках нагрузки. Наоборот, режим в точке V, который может возникнуть, если после резкого снижения напряжение снова восстановится до номинального, как можно убедиться, неустойчив. В этой точке $\frac{\mathrm{d}|M_{\text{в}}|}{\mathrm{d}\Omega} < \frac{\mathrm{d}|M|}{\mathrm{d}\Omega}$. При случайном увеличении скорости вращения на $\mathrm{d}\Omega > 0$ разность $M - |M_{\text{в}}| = \mathrm{d}|M| - \mathrm{d}|M_{\text{в}}| > 0$ и появляется положительное ускорение $\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} > 0$, увеличивающее угловую скорость ротора до тех пор, пока не наступит устойчивый режим в точке IV на рис. 44.1 в точке I на рис. 44.2.

При случайном уменьшении скорости на $\mathrm{d}\Omega < 0$ режим V перейдет в устойчивый режим II на рис. 44.1 или в режим короткого замыкания ($\Omega = 0$) на рис. 44.2.

45.2. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Асинхронный двигатель с определенными номинальными данными при эксплуатации может нагружаться различным образом и работать в диапазоне нагрузок от холостого хода до номинального. Поэтому требуется, чтобы он имел достаточно высокие КПД и коэффициент мощности не только при номинальной, но и при неполной нагрузке, составляющей более 0,5 номинальной. С увеличением КПД уменьшается потребляемая двигателем активная мощность $P_1 = P_2/\eta$; с увеличением коэффициента мощности уменьшается потребляемая им полная мощность $S_1 = P_1/\cos\varphi_1$ за счет снижения реактивной мощности $Q_1 = S_1 \sin\varphi_1 = P_1 \operatorname{tg}\varphi_1$. И то, и другое приводит к снижению тока, потребляемого из сети,

$$I_1 = \frac{S_1}{m_1 U_1} = \frac{P_2}{m_1 U_1 \eta \cos\varphi_1},$$

полной мощности установленных на электрических станциях синхронных генераторов и потерь в трансформаторах и электрических сетях при передаче энергии, уменьшению стоимости эксплуатации

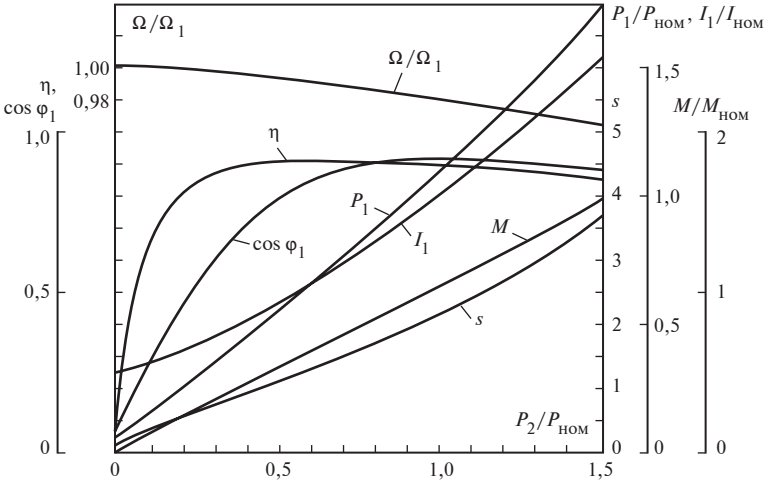


Рис. 45.1. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

двигателя. Увеличения КПД и коэффициента мощности можно добиться путем применения более совершенных магнитных материалов (с меньшими удельными потерями и большей магнитной проницаемостью), уменьшения зазора между статором и ротором до минимально допустимого (0,3—1,5 мм в зависимости от мощности двигателя), а также снижения электромагнитных нагрузок (плотностей токов в обмотках и магнитных индукций) за счет увеличения размеров машины, что, в конечном счете, увеличивает стоимость изготовления двигателя.

При проектировании двигателя КПД и $\cos\varphi_1$ за счет варьирования размеров и применяемых материалов выбираются таким образом, чтобы сумма затрат на изготовление двигателя и его эксплуатацию была минимальной. Зависимости η, $\cos\varphi_1$, P_1, M, s, $n = f(P_2)$, выявляющие, как изменяются технические показатели двигателя при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$ в функции нагрузки, называются *рабочими характеристиками*. Типичные рабочие характеристики асинхронного двигателя представлены в относительных единицах на рис. 45.1. Рабочие характеристики могут быть рассчитаны (гл. 42, 43) или получены экспериментально. При увеличении нагрузки, характеризуемой механической мощностью $P_2 \approx P_{\text{мех}}$, изменяются ток I_1 и угол φ_1. Соответственно при увеличении P_2 коэффициент мощности $\cos\varphi_1$ изменяется от $\cos\varphi_0$ при I_0 до максимального $\cos\varphi_{\max}$ при $\underline{I}_1$, касательном к геометрическому месту вектора тока (см. рис. 42.9). Обычно макси-

мальный коэффициент мощности $\cos\varphi_{max}$ наблюдается при токе, близком к номинальному (см. рис. 45.1). Номинальный коэффициент мощности составляет 0,7—0,9. При уменьшении нагрузки до 0,5 он снижается примерно на 0,l.

Максимальный КПД η_{max}, как и в трансформаторе (см. § 6.3), получается в режиме, при котором постоянные потери ($P_м$, $P_т$), мало зависящие от нагрузки, равны переменным потерям ($P_{э1}$, $P_{э2}$, $P_д$), изменяющимся вместе с нагрузкой.

Двигатель проектируется таким образом, чтобы максимальный КПД получался при некоторой недогрузке (на рис. 45.1 при $P_2/P_{ном} = 0{,}7$). Тогда в диапазоне нагрузок от 0,5 до 1,0 КПД остается почти постоянным и составляет для общепромышленных двигателей 0,75—0,95.

При изменении нагрузки частота вращения двигателя изменяется незначительно от $n = n_1$ до $n_{ном} = n_1(1 - s_{ном})$, т.е. всего на несколько процентов, поэтому говорят, что он обладает «*жесткой*» *характеристикой* $n = f(P_2)$ или $n = f(M)$.

45.3. Способы регулирования частоты вращения

Под регулированием понимается такое изменение угловой скорости ротора Ω, которое производится воздействием на двигатель со стороны эксплуатирующего персонала. При этом предполагается, что механическая характеристика нагрузки при регулировании остается прежней. Поскольку угловая скорость $\Omega = \Omega_1(1 - s)$, имеются две возможности для ее регулирования: путем изменения угловой скорости магнитного поля Ω_1 и путем изменения скольжения s.

Изменение угловой скорости $\Omega_1 = 2\pi f_1/p$ может быть получено тремя способами: изменением частоты тока f_1; изменением числа пар полюсов p обмоток двигателя; применением каскадного соединения двух асинхронных машин.

Изменение скольжения s может быть достигнуто различными способами, разделяющимися на две группы: 1) способы, при которых мощность скольжения $sP_{эм}$ выделяется в виде тепла в электрической цепи обмотки ротора (изменение напряжения U_1; введение дополнительного активного сопротивления R_2 в цепь ротора; введение дополнительных реактивных сопротивлений в цепь ротора; 2) способы, при которых мощность скольжения $sP_{эм}$ лишь частично теряется в электрических цепях ротора в виде потерь $m_2 I_2^2 R_2$, а в основном полезно используется (введение дополнительной ЭДС скольжения в

цепь ротора с помощью электрических или электромеханических каскадных соединений асинхронной машины).

45.4. Регулирование частоты вращения за счет изменения угловой скорости поля

1. Регулирование частоты вращения изменением частоты f_1 тока статора может быть осуществлено лишь при питании двигателя от источника с независимо регулируемой частотой. В качестве таких источников могут использоваться:

электромашинные (синхронные, асинхронные) преобразователи частоты, к достоинствам которых можно отнести синусоидальную форму выходного напряжения, а к недостаткам — большую стоимость оборудования (кроме преобразователя частоты необходим еще приводной двигатель с регулируемой скоростью вращения), а также значительную инерционность и небольшой (менее 10) диапазон регулирования частоты. Электромашинные преобразователи применяются, как правило, при групповом управлении асинхронными двигателями с короткозамкнутой обмоткой на роторе, например двигателями, приводящими в движение ролики рольганга;

статические полупроводниковые преобразователи частоты (ПЧ). Асинхронный двигатель с частотным управлением от полупроводникового ПЧ можно отнести к одному из двух наиболее перспективных типов бесколлекторных регулируемых двигателей (другой тип — вентильный двигатель, который будет рассмотрен ниже, в гл. 67).

Различают два вида статических преобразователей частоты: ПЧ *с непосредственной связью* (циклоконвертор), где электроэнергия сети с постоянными напряжением и частотой путем однократного преобразования видоизменяется в энергию регулируемых параметров; ПЧ *со звеном постоянного тока*, где энергия сети переменного тока сначала преобразуется в энергию постоянного регулируемого напряжения (тока) при помощи управляемого выпрямителя, а затем вновь преобразуется в энергию переменного тока управляемых параметров при помощи автономного инвертора напряжения или тока (АИН или АИТ), обладающего свойствами источника напряжения или тока соответственно, для чего на выходе выпрямителя в АИН, устанавливается конденсатор большой емкости, а в АИТ — реактор с большой индуктивностью. Если при изменении частоты f_1 напряжение U_1 остается постоянным, то будут изменяться поток в машине, использование магнитной системы, максимальный момент и перегрузочная способность; например, при увеличении f_1 частота вращения поля и ротора возрастают, а поток и максимальный момент уменьшаются. Для устранения подобных нежелательных последствий одновременно

с f_1 надо регулировать и U_1. Если пренебречь влиянием активного сопротивления статора, то в соответствии с выражением (42.14) максимальный момент будет пропорционален $(U_1/f_1)^2$. Условие сохранения перегрузочной способности двигателя при одновременном регулировании частоты и напряжения:

$$M_m/M \sim (U_1/f_1)^2/M = \text{const}, \text{ следовательно, } U_1/(f_1\sqrt{M}) = \text{const}.$$

Если при регулировании частоты вращения ротора внешний момент сопротивления нагрузки не изменяется, то требуемый закон регулирования напряжения и частоты сводится к $U_1/f_1 = \text{const}$.

При вентиляторной нагрузке $M \sim \Omega^2 \approx \Omega_1^2 \sim f_1^2$, поэтому надо, чтобы $U_1/f_1^2 = \text{const}$. В ряде производственных механизмов при регулировании скорости должна сохраняться неизменной мощность. Момент на валу таких механизмов обратно пропорционален скорости: $M \sim 1/\Omega \sim 1/f_1$. Поэтому закон регулирования напряжения и частоты сводится в этом случае к $U_1/(\sqrt{f_1}) = \text{const}$.

Достоинством статических преобразователей с АИН является возможность обеспечения глубокого регулирования скорости асинхронного двигателя в разомкнутой системе. Недостатки заключаются в необходимости применения конденсатора достаточно большой емкости и обратного выпрямителя, включаемого параллельно входу АИН для обеспечения возможности обмена реактивной энергией между двигателем и источником напряжения.

Широкие перспективы развития и совершенствования асинхронного электропривода с частотным регулированием связаны с использованием так называемого *частотно-токового управления* на базе полупроводникового преобразователя частоты с АИТ. Воздействие на асинхронный двигатель поступает в виде регулируемого тока и частоты. С помощью обратных связей по току и скорости формируются статические и динамические характеристики с заданным высоким качеством.

Дальнейшее развитие средств микропроцессорной и вычислительной техники и внедрение их в системы автоматического управления определило новый этап в развитии систем регулирования двигателей переменного тока. Появилась возможность контроля и управления текущими координатами машины в различных пространственных осях отсчета, что открыло новые перспективы в развитии и совершенствовании регулируемых приводов переменного тока. Например, были созданы системы регулируемых приводов с *векторным управлением*,

в которых формируется жестко фазированная по отношению к некоторому опорному вектору многофазная система напряжений (токов), подаваемых на статор асинхронного двигателя. В качестве опорного вектора выбирают или вектор поля взаимоиндукции или вектор поля, сцепленного с ротором. Мгновенное положение этого вектора задается его проекциями на оси координат, которые представляются сигналами в виде двухфазной системы напряжений, формирующейся либо датчиками (Холла или измерительных катушек), либо специальным вычислителем. Принцип воздействия на момент с помощью задания фазы между напряжением (током) статора и соответствующим потоком открывает широкие дополнительные возможности для регулирования двигателя.

2. Регулирование частоты вращения изменением числа пар полюсов *p* обмотки статора применяется в специальных асинхронных двигателях, получивших название *многоскоростных*. Такие двигатели имеют на статоре либо две обычные обмотки, выполненные на разные числа полюсов, либо одну полюсно-переключаемую обмотку, отдельные части которой переключаются таким образом, что при этом изменяется число полюсов обмотки. Ротор двигателя выполняется с короткозамкнутой обмоткой.

Многоскоростные электродвигатели применяются для привода механизмов со ступенчатым регулированием частоты вращения (металлообрабатывающие станки, лебедки).

Схема полюсно-переключаемой обмотки получается наиболее простой при изменении чисел полюсов в отношении 2:1 (рис. 45.2). Шаг обмотки выбирается таким образом, чтобы при меньшем числе полюсов ($2p_1$, равном, например, 2) он был равен $y = 0{,}5\tau_1$. Каждая фаза обмотки делится на две одинаковые части (на рис. 45.2 показана только фаза *A*). При соединении обмотки с меньшим числом полюсов ($2p_1$) каждая фаза имеет две параллельные ветви, а по соседним катушечным группам частей обмотки протекают токи в противоположных направлениях (рис. 45.2, *а*). При соединении обмотки с большим числом полюсов ($2p_2 = 4p_1$, равном, например, 4) каждая фаза имеет одну параллельную ветвь, а по соседним катушечным

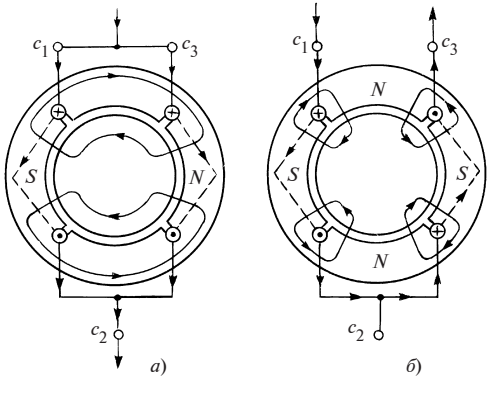


Рис. 45.2. Полюсно-переключаемая обмотка на два и четыре полюса ($2p_1 = 2$; $2p_2 = 4$)

группам частей обмотки протекают токи в одном направлении (рис. 45.2, *б*). Число выводных концов обмотки от всех трех фаз — шесть.

Симметричные обмотки с переключением на три или четыре скорости или даже на две скорости, но с отношением чисел полюсов, отличающимся от 2:1 и 3:2, имеют значительно большее число выводных концов и требуют более сложной аппаратуры управления. Несмотря на то, что размеры и стоимость многоскоростного двигателя больше размеров и стоимости односкоростного асинхронного двигателя той же максимальной мощности и той же максимальной частоты вращения, регулирование частоты вращения изменением числа пар полюсов обмотки статора достаточно широко распространено. Многоскоростные двигатели выпускаются в нашей стране серийно в виде модификаций основных исполнений единой серии асинхронных машин.

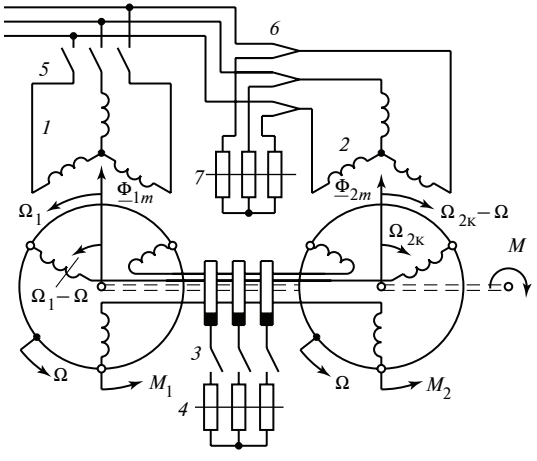


Рис. 45.3. Каскад из двух асинхронных машин

3. Регулирование частоты вращения в каскадном соединении двух асинхронных машин. Каскад из двух асинхронных машин, предложенный независимо Г. Гергесом и К. Штейнметцом, изображен схематически на рис. 45.3. Каскад образуется из двух асинхронных машин *1* и *2* с фазными обмотками на роторах, выполненных с различными числами полюсов $2p_1$ и $2p_2$. Роторы обеих машин укрепляются на общем валу, обмотки роторов соединяются между собой и выводятся на контактные кольца. С помощью контактора *3* к кольцам может быть подключен пусковой реостат *4*. Контактор *5* служит для включения обмотки статора двигателя *1* в сеть. Переключатель *6* позволяет включить обмотку статора двигателя *2* в сеть или замкнуть ее на пусковой реостат *7*. С помощью схемы на рис. 45.3 можно получить три различные синхронные скорости вращения вала. При включении в сеть двигателя *1* и замкнутом накоротко после пуска реостате *4* вал вращается с синхронной скоростью $\Omega_1 = 2\pi f_1/p_1$. При включении в сеть двигателя *2* и замкнутом накоротко после пуска реостате *4* вал вращается с синхронной скоростью $\Omega_2 = 2\pi f_1/p_2$ (имеется в виду, что $M_в = 0$).

При включении в каскад вал вращается с синхронной скоростью Ω_{12}, отличающейся от Ω_1 и от Ω_2. При каскадном включении обмотка статора двигателя *1* включена в сеть; пусковой реостат *4* отключен; обмотка ротора двигателя *2* питается от обмотки ротора двигателя *1*; обмотка статора двигателя *2*, являющаяся (при включении в каскад) его вторичной обмоткой, замкнута накоротко или на пусковой реостат *7*.

Пусть вал каскада вращается с угловой скоростью Ω. Тогда в роторе *1* двигателя индуктируется ЭДС $E_2 s_1$ частоты $f_2 = s_1 f_1$, где $s_1 = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1$ — скольжение первого двигателя; $\Omega_1 = 2\pi f_1/p_1$ — угловая скорость поля Φ_1, образованного обмоткой статора *1* двигателя. Под действием ЭДС $E_2 s_1$ появляется ток I_2, который замыкается через обмотку ротора двигателя *2* и образует магнитное поле Φ_2, вращающееся относительно ротора *2* со скоростью $\Omega_{2к} = 2\pi f_2/p_2 = (\Omega_1 - \Omega)p_1/p_2$. Поскольку скорость $\Omega_{2к}$ направлена противоположно скорости Ω, поле Φ_2 вращается по отношению к замкнутой накоротко обмотке статора *2* со скоростью $\Omega_{2к} - \Omega = s_2\Omega_{2к}$, где s_2 — скольжение второго двигателя. Рассматривая последнее уравнение совместно с уравнением для $\Omega_{2к}$, найдем скорость вращения вала каскада

$$\Omega = \frac{p_1\Omega_1(1 - s_2)}{p_2 + p_1(1 - s_2)}.$$

При уменьшении момента $M_в$ скольжение s_2 уменьшается. При $M_в = 0$, когда одновременно становятся равными нулю моменты M_1 и M_2, скольжение $s_2 = 0$ и вал каскада вращается с синхронной угловой скоростью $\Omega_{12} = \Omega_{(s_2=0)} = \Omega_1 p_1/(p_1 + p_2) = 2\pi f_1/(p_1 + p_2)$. При этом поле Φ_2 делается неподвижным по отношению к статору *2*.

Пренебрегая потерями в двигателях, легко найти, как распределяется между двигателями электромагнитная мощность $P_{эм1} = M_1\Omega_1$, передаваемая через зазор от статора к ротору первого двигателя [в этом случае $s_2 = 0$, $\Omega = \Omega_{12}$ и $s_1 = (\Omega_1 - \Omega_{12})/\Omega_1$]. Непосредственно в механическую мощность, развиваемую первым двигателем, преобразуется мощность $P_{мех1} = M_1\Omega \approx M_1\Omega_{12} = P_{эм1}\Omega_{12}/\Omega_1$. Остальная мощность, пропорциональная скольжению двигателя *1* и равная $P_{эм1} - P_{мех1} \approx M_1(\Omega_1 - \Omega_{12}) \approx s_1 P_{эм1}$, передается электрическим путем ротору двигателя *2* и преобразуется в нем в механическую мощность $P_{мех2} \approx M_2\Omega_{12} = s_1 P_{эм1}$.

Вращающий момент каскада $M = M_1 + M_2$, где $M_1 = P_{эм1}/\Omega_1$; $M_2 = M_1 s_1 (1 - s_1)$. Так как при включении в каскад из сети потребляется реактивная мощность, необходимая для намагничивания обоих двигателей, cosφ каскада получается пониженным. Кроме того, последовательное включение обмоток машин приводит к удвоению сопротивления короткого замыкания каскада и к снижению его максимального момента.

45.5. Регулирование частоты вращения без использования мощности скольжения

Для двигателя с короткозамкнутой обмоткой на роторе применяются только способы регулирования, связанные с изменением амплитуды или симметрии напряжения U_1 (п. 1 и 2); для двигателей с фазной обмоткой на роторе оказывается также возможным регулирование частоты вращения путем введения дополнительных сопротивлений в обмотку ротора (п. 3). Регулирование частоты вращения за счет изменения скольжения в случаях, когда мощность скольжения $sP_{эм}$ не преобразуется в механическую мощность и выделяется в виде тепла в цепи обмотки ротора, сопровождается существенным уменьшением КПД. При достаточно больших скольжениях потери $sP_{эм}$ преобладают над другими потерями в двигателе и КПД

$$\eta = \frac{P_{мех}}{P_1} \approx \frac{P_{эм} - sP_{эм}}{P_{эм}} = 1 - s\,.$$

1. Регулирование частоты вращения изменением напряжения U_1. Момент асинхронного двигателя пропорционален U_1^2: $M \sim U_1^2$ (см. § 42.3). Поэтому при изменении напряжения U_1 механическая характеристика двигателя изменяется, что при сохранении характеристики нагрузки $M_в = f(s)$ приводит к изменению скольжения. При постоянстве момента нагрузки, т.е. при $M_в$ = const, скольжение изменяется примерно обратно пропорционально квадрату напряжения $s \sim 1 / U_1^2$ (рис. 45.4); напряжениям $U_{1ном}$, $0{,}85U_{1ном}$ и $0{,}7U_{1ном}$ соответствуют скольжения s_1, s_2 и s_3.

Недостатки регулирования частоты вращения изменением напряжения U_1: снижение перегрузочной способности двигателя; узкий диапазон изменения частоты вращения от $s = 0$ до $s = s_m$; увеличение потерь в обмотке ротора $P_{э2} = sP_{эм} = sM\Omega_1$. Регулирование частоты вращения

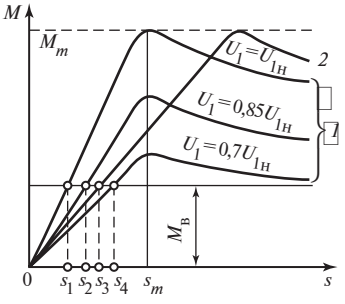


Рис. 45.4. Механические характеристики при регулировании частоты вращения ротора:

1 — при различных напряжениях U_1; *2* — при введении в цепь обмотки ротора дополнительного активного сопротивления

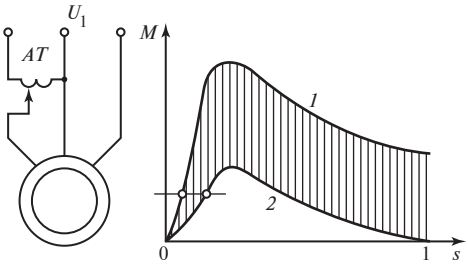


Рис. 45.5. Регулирование частоты вращения трехфазного асинхронного двигателя за счет искажения симметрии напряжений статора:

1 — механическая характеристика двигателя при симметричном питании; *2* — то же при однофазном питании

изменением напряжения применяется в основном для двигателей малой мощности с повышенным критическим скольжением s_m.

2. Регулирование частоты вращения искажением симметрии первичного напряжения. При питании обмотки статора несимметричным напряжением магнитное поле в двигателе может быть представлено в виде суммы двух полей, вращающихся с одинаковой частотой в противоположные стороны и имеющих в общем случае различные амплитуды. Суммарный момент двигателя определяется разностью моментов, обусловленных прямым и обратным полями (см. § 46.1). Механические характеристики трехфазного двигателя при несимметричном питании располагаются в области между нормальной характеристикой при симметричном питании и характеристикой при однофазном включении (рис. 45.5). Изменение соотношения между напряжениями прямой и обратной последовательности приводит к изменению механической характеристики, а следовательно, и скольжения двигателя.

3. Регулирование частоты вращения изменением активного сопротивления цепи обмотки ротора. При увеличении активного сопротивления цепи обмотки ротора R_2 механическая характеристика изменяется: критическое скольжение s_m возрастает (см. § 42.3). Максимальный момент M_m при этом не меняется, и, следовательно, характеристика становится более мягкой. На рис. 45.4 показано, как при введении в цепь обмотки ротора дополнительного сопротивления R_Δ изменяется механическая характеристика (кривая *2*), что, например,

при постоянном моменте M = const приводит к увеличению скольжения от s_1 до s_4. При регулировании частоты вращения этим способом потери в цепи обмотки ротора $sP_{эм}$ распределяются между самим двигателем и регулировочным реостатом пропорционально их сопротивлениям и при больших скольжениях, когда $R_2 \approx R_\Delta$, выделяются в основном в реостате (в реостате выделяется мощность $sP_{эм}R_\Delta/R_2$). Если регулирование производится при M = const и I_2 = const, то потери в самой обмотке ротора двигателя остаются постоянными.

В последние годы напряжение питающей сети или параметры цепей асинхронного двигателя регулируются *импульсным способом*. Например, при регулировании этим способом добавочного активного сопротивления оно шунтируется полупроводниковым управляемым ключом. При замкнутом ключе сопротивление закорачивается и исключается из цепи ротора, при разомкнутом ключе — включается в цепь. Цикл включение — отключение ключа происходит с определенным периодом T. При сохранении значения T, по изменении времени τ открытого состояния ключа происходит регулирование эквивалентного сопротивления (хотя фактическое добавочное сопротивление остается одним и тем же).

45.6. Регулирование частоты вращения с использованием мощности скольжения

При регулировании частоты вращения этим способом через контактные кольца в цепь обмотки ротора вводится дополнительная ЭДС E_Δ такой же частоты $f_2 = sf_1$, что и частота ЭДС вращения sE_2 в роторе двигателя. Источником ЭДС E_Δ может быть либо электромашинный, либо вентильный преобразователь частоты (см. § 68.4).

В общем случае ЭДС $\underline{E}_\Delta$ может быть произвольным образом ориентирована относительна ЭДС $\underline{E}_2$, и ее можно представить в виде суммы двух составляющих $\underline{E}_\Delta = \underline{E}'_\Delta + \underline{E}''_\Delta = k'_\Delta \underline{E}_2 + jk''_\Delta \underline{E}_2$. Модули комплексных коэффициентов k'_Δ и jk''_Δ представляют собой относительные значения ЭДС E'_Δ и E''_Δ; аргументы этих коэффициентов определяют фазу ЭДС $\underline{E}'_\Delta$ и $\underline{E}''_\Delta$ по отношению к ЭДС $\underline{E}_2$. Введение в цепь ротора ЭДС $\underline{E}_\Delta = \underline{E}'_\Delta = k'_\Delta \underline{E}_2$, находящейся при $k'_\Delta > 0$ в фазе и при $k'_\Delta < 0$ в противофазе с ЭДС $\underline{E}_2$, позволяет экономично (без больших потерь) и плавно регулировать частоту вращения ротора в широ-

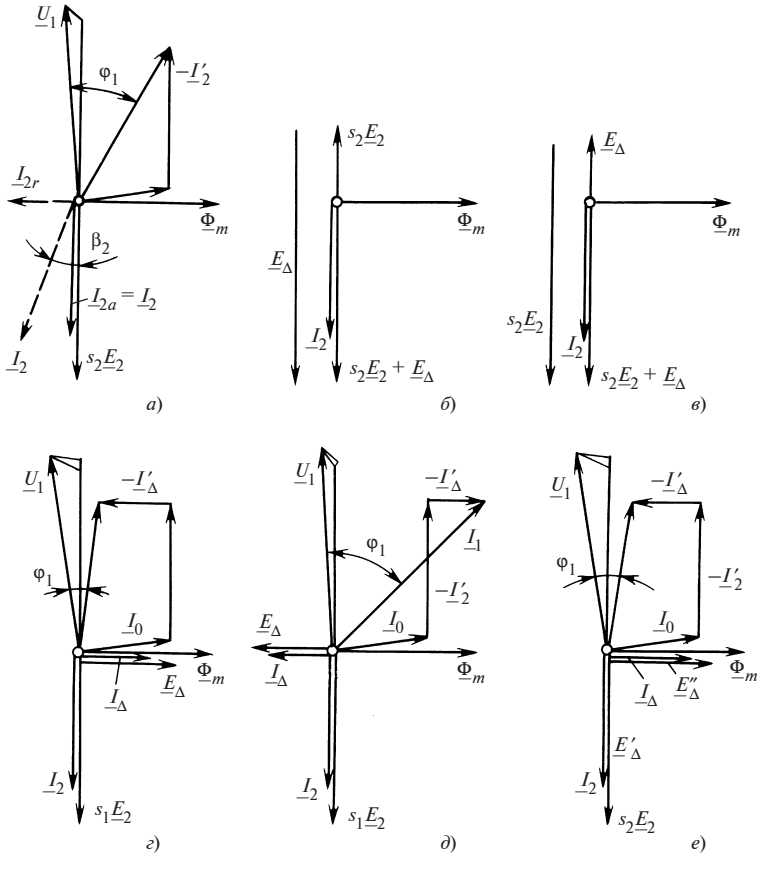


Рис. 45.6. Влияние дополнительной ЭДС в цепи ротора на скольжение и реактивные составляющие токов

ких пределах в обе стороны от синхронной частоты вращения. Предположим, что до введения в ротор ЭДС $\underline{E}_\Delta$ скольжение было $s_1 > 0$, в обмотке ротора индуктировалась ЭДС $s_1 \underline{E}_2$ (рис. 45.6, *а*). Допуская для упрощения выкладок, что скольжения малы и $R_2 >> sX_2$, можно считать

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2} \approx R_2 ;\ \mathrm{tg}\beta_2 = \frac{sX_2}{R_2} \approx 0 ;\ \cos\beta_2 = 1;$$

$$I_2 = \frac{s_1 E_2}{Z_2} = \frac{s_1 E_2}{R_2}$$

и выразить электромагнитный момент в исходном режиме по (42.9)

$$M_1 = \frac{pm_2w_2k_{o2}\Phi_m}{\sqrt{2}} I_2 \cos\beta_2 = C_м\Phi_m \frac{s_1E_2}{R_2} = C_м\Phi_m I_2 = M_в .$$

После введения дополнительной ЭДС $\underline{E}_\Delta$ электромагнитный момент выражается через результирующую ЭДС $s_2\underline{E}_2 + \Delta\underline{E} = \underline{E}_2(s_2 + k'_\Delta)$ по формуле $M_2 = C_м\Phi_m \frac{E_2(s_2 + k'_\Delta)}{R_2} = C_м\Phi_m I_2$, и, если вращающий момент нагрузки $M_в$ остается прежним, сохраняется и электромагнитный момент $M_2 = M_1 = M_в$. При этом одновременно сохраняется ток I_2 и устанавливается новый режим со скольжением $s_2 = s_1 - k'_\Delta$. Если $s_1 > k'_\Delta > 0$, то новое скольжение $0 < s_2 < s_1$; при $k'_\Delta > s_1 > 0$ скольжение делается отрицательным $s_2 < 0$ (рис. 45.6, *б*). Наоборот, при $k'_\Delta < 0$ скольжение увеличивается: $s_2 > s_1 > 0$ (рис. 45.6, *в*).

Введение в цепь ротора ЭДС $\underline{E}_\Delta = \underline{E}''_\Delta = jk''_\Delta\underline{E}_2$, повернутой на угол $\pm\pi/2$ относительно ЭДС $\underline{E}_2$, приводит к появлению дополнительного реактивного тока, который может быть найден при тех же допущениях:

$$\underline{I}_\Delta \approx \frac{\underline{E}_\Delta}{R_2} = jk''_\Delta\frac{\underline{E}_2}{R_2} .$$

При $k''_\Delta > 0$ ток $\underline{I}_\Delta$ опережает ЭДС $\underline{E}_2$ на $\pi/2$ и принимает участие в образовании магнитного потока Ф, создавая часть намагничивающего тока $\underline{I}_0$. Это приводит к уменьшению реактивной составляющей тока $\underline{I}_1$ и угла φ_1 (рис. 45.6, *г*). Наоборот, при $k''_\Delta < 0$ ток $\underline{I}_\Delta$ отстает от ЭДС $\underline{E}_2$, что приводит к увеличению реактивной составляющей тока $\underline{I}_1$ и угла φ_1 (рис. 45.6, *д*). Если при $k''_\Delta > 0$ ток $\underline{I}'_\Delta = \underline{I}_0$, то вращающееся поле полностью создается током $\underline{I}_\Delta$, протекающим по обмотке ротора, и намагничивающий ток в обмотке статора исчезает. Отметим, что реактивная мощность, требуемая для создания поля со стороны ротора, $P_{2r} = m_1I'_\Delta E'_2 s = m_1I_0E_1s$ при $s < 1$ меньше реактивной мощности, требуемой для создания поля со стороны статора, $P_{2r} << P_{1r} = m_1I_0E_1$. Поэтому для возбуждения машины со стороны ротора требуются менее мощные источники реактивной мощности, чем для возбуждения со стороны статора.

Если ЭДС $\underline{E}_\Delta$ содержит обе составляющие $\underline{E}'_\Delta = k'_\Delta \underline{E}_2$ и $\underline{E}''_\Delta = jk''_\Delta \underline{E}_2$, действие этих составляющих при принятых допущениях проявляется независимо: составляющая $\underline{E}'_\Delta$ при постоянном моменте изменяет скольжение, составляющая $\underline{E}''_\Delta$ изменяет угол φ_1. На рис. 45.6, *е* показана диаграмма при введении такой ЭДС $\underline{E}_\Delta$ для случая $s_1 > k'_\Delta > 0$ и $k''_\Delta > 0$.

Если введение ЭДС сопровождается значительным изменением частоты вращения и допущение $R_2 >> sX_2$ не может быть принято, то ток ротора в исходном режиме и его активная и реактивная составляющие по отношению к ЭДС равны:

$$\underline{I}_{21} = \frac{\underline{E}_2 s_1}{R_2 + jX_2 s_1}; \quad \underline{I}_{21a} = \frac{\underline{E}_2 s_1 R_2}{R_2^2 + s_1^2 X_2^2};$$

$$\underline{I}_{21r} = -\frac{j\underline{E}_2 s_1^2 X_2}{R_2^2 + s_1^2 X_2^2}.$$

Те же величины после введения дополнительной ЭДС $\underline{E}_\Delta = \underline{E}_2(k'_\Delta + jk''_\Delta)$ равны:

$$\underline{I}_{22} = \underline{E}_2[(s_2 + k'_\Delta) + jk''_\Delta] / (R_2 + jX_2 s_2);$$

$$\underline{I}_{22a} = \underline{E}_2[(s_2 + k'_\Delta)R_2 + k''_\Delta X_2 s_2] / (R_2^2 + s_2^2 X_2^2);$$

$$\underline{I}_{22r} = j\underline{E}_2[k''_\Delta R_2 - (s_2 + k'_\Delta)X_2 s_2] / (R_2^2 + s_2^2 X_2^2).$$

Предполагая, так же как при приближенном анализе, что внешний момент $M_в$ и электромагнитные моменты сохраняются: $M_в = M_1 = C_м \Phi_m I_{21a} = M_2 = C_м \Phi_m I_{22a}$, видим, что при этом остаются без изменения активные составляющие тока $I_{21a} = I_{22a}$. Выражая токи через скольжения s_1 и s_2 и решая полученное уравнение $a_\Delta s_2^2 - b_\Delta s_2 + c_\Delta = 0$, получаем:

$$s_2 = \frac{+b_\Delta \pm \sqrt{b_\Delta^2 - 4a_\Delta c_\Delta}}{2a_\Delta},$$

где $a_\Delta = s_1 \mathrm{tg}^2\beta_2$; $\mathrm{tg}\beta_2 = X_2/R_2$; $b_\Delta = (1 + k''_\Delta \mathrm{tg}\,\beta_2)(1 + s_1^2 \mathrm{tg}^2\beta_2)$; $c_\Delta = s_1 - k'_\Delta(1 + s_1^2 \mathrm{tg}^2\beta_2)$.

При $X_2 << R_2$ и $\mathrm{tg}\beta_2 = 0$, когда $a_\Delta = 0$; $b_\Delta = 1$; $c_\Delta = s_1 - k'_\Delta$, формула для скольжения s_2 совпадает с приближенной формулой.

В общем случае скольжение s_2 зависит не только от активной составляющей дополнительной ЭДС $\underline{E}'_\Delta = k'_\Delta \underline{E}_2$, но и от ее реактивной составляющей $\underline{E}''_\Delta = jk''_\Delta \underline{E}_2$ (правда, от последней в меньшей мере). Появляющаяся дополнительная реактивная составляющая тока $\underline{I}_\Delta = \underline{I}_{22r} - \underline{I}_{21r}$ также в конечном счете зависит от обеих составляющих $\underline{E}''_\Delta$ и E'_Δ (правда, от последней в меньшей мере).

Введение в цепь ротора дополнительной ЭДС E_Δ частоты скольжения осуществляется с помощью специальных электрических и электромеханических каскадов, схемы которых приводятся в § 68.4.

Глава сорок шестая

НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ МАШИН

46.1. Работа асинхронной машины при несимметрии первичных напряжений

Несимметричным называется режим работы, в котором токи в фазах статора или ротора асинхронной машины неодинаковы. При симметричных многофазных обмотках на статоре и роторе различие в токах появляется из-за несимметрии первичных напряжений в сети, от которой питается машина, или из-за несимметрии сопротивлений, на которые замкнута обмотка ротора. Рассмотрим сначала работу асинхронной машины при несимметрии первичных напряжений, применяя для анализа метод симметричных составляющих.

Если нулевые точки обмотки статора, соединенные в звезду, изолированы, то составляющие нулевой последовательности в токах и напряжениях не возникают и система несимметричных первичных напряжений ($\underline{U}_{A1}$, $\underline{U}_{B1}$, $\underline{U}_{C1}$) может быть представлена как сумма составляющих прямой ($\underline{U}_{A11}$, $\underline{U}_{B11}$, $\underline{U}_{C11}$) и обратной ($\underline{U}_{A12}$, $\underline{U}_{B12}$, $\underline{U}_{C12}$) последовательностей, причем

$$\underline{U}_{A11} = \underline{U}_{11} = (\underline{U}_{A1} + \underline{U}_{B1}\,\underline{a} + \underline{U}_{C1}\,\underline{a}^2)/3;$$

$$\underline{U}_{A12} = \underline{U}_{12} = (\underline{U}_{A1} + \underline{U}_{B1}\,\underline{a}^2 + \underline{U}_{C1}\,\underline{a})/3,$$

где $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$.

Тогда токи в обмотке статора машины можно представить как сумму токов прямой ($\underline{I}_{A11} = \underline{I}_{11}$, $\underline{I}_{B11}$, $\underline{I}_{C11}$) и обратной ($\underline{I}_{A12} = \underline{I}_{12}$, $\underline{I}_{B12}$, $\underline{I}_{C12}$) последовательностей, обусловленных соответственно симметричными системами напряжений прямой и обратной последовательностей.

Ток прямой последовательности $\underline{I}_{11}$ в главной фазе статора (фазе A) может быть найден с помощью обычной схемы замещения асинхронной машины (см. § 41.4), которая еще раз повторена на рис. 46.1, *а* с

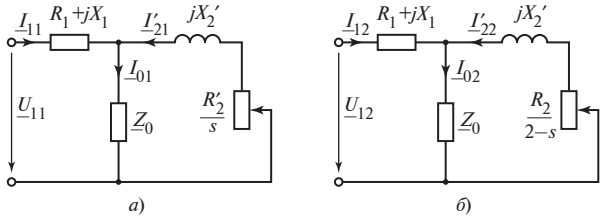


Рис. 46.1. Схема замещения асинхронной машины для напряжений прямой (*а*) и обратной (*б*) последовательностей

обозначениями, принятыми для величин прямой последовательности. Скольжение ротора относительно поля прямой последовательности

$$s_1 = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1,$$

где Ω_1 — угловая скорость поля прямой последовательности; Ω — угловая скорость ротора.

Поэтому ток прямой последовательности

$$\underline{I}_{11} = \underline{U}_{11} / \underline{Z}_{11},$$

где $\underline{Z}_{11} = (R_1 + jX_1) + (\underline{Z}_0^{-1} + \underline{Z}_{21}^{-1})^{-1}$ — сопротивление фазы обмотки статора для токов прямой последовательности (рис. 46.1, *а*); $\underline{Z}_{21} = R'_2/s + jX'_2$ — сопротивление эквивалентного неподвижного ротора для токов прямой последовательности.

При определении тока обратной последовательности $\underline{I}_{12}$ в главной фазе статора используется схема замещения, показанная на рис. 46.1, *б*, отличающаяся от схемы замещения для тока прямой последовательности только тем, что в нее должно быть введено скольжение ротора по отношению к полю обратной последовательности

$$s_2 = (-\Omega_1 - \Omega)/(-\Omega_1) = 2 - s,$$

где $(-\Omega_1)$ — угловая скорость поля обратной последовательности; $\Omega = \Omega_1(1 - s)$ — угловая скорость ротора, выраженная через скольжение относительно прямого поля. Поэтому ток обратной последовательности

$$\underline{I}_{12} = \underline{U}_{12} / \underline{Z}_{12},$$

где $\underline{Z}_{12} = (R_1 + jX_1) + (\underline{Z}_0^{-1} + \underline{Z}_{22}^{-1})^{-1}$ — сопротивление фазы обмотки статора для токов обратной последовательности (рис. 46.1, *б*);

$\underline{Z}_{22} = R'_2(2 - s) + jX'_2$ — сопротивление эквивалентного неподвижного ротора для токов обратной последовательности.

При расчете сопротивлений R'_2 и X'_2 токов обратной последовательности в роторе нужно считаться с тем, что частота этих токов $f_{22} = (2 - s)f_1$ во много раз больше частоты токов прямой последовательности в роторе $f_{21} = sf_1$, и учитывать влияние вытеснения токов в проводах обмотки ротора (§ 44.3).

По схеме замещения на рис. 46.1 можно рассчитать токи прямой и обратной последовательностей $\underline{I}_{11}$ и $\underline{I}_{12}$ в фазе А и найти полные токи в каждой из фаз статора:

$$\underline{I}_{A1} = \underline{I}_{11} + \underline{I}_{12};$$

$$\underline{I}_{B1} = \underline{I}_{11}\underline{a}^2 + \underline{I}_{12}\underline{a};$$

$$\underline{I}_{C1} = \underline{I}_{11}\underline{a} + \underline{I}_{12}\underline{a}^2.$$

Искажение симметрии токов связано с добавлением тока обратной последовательности. О степени искажения симметрии токов можно судить по отношению I_{12}/I_{11}. При малой несимметрии напряжений, когда $(U_{12}/U_{11}) << 1$, при номинальном напряжении прямой последовательности $U_{11} = U_{1\,\text{ном}}$ и при малом скольжении $|s| << 1$, которое характерно для номинального двигательного или генераторного режима работы, искажение симметрии токов I_{12}/I_{11} легко выражается через искажение симметрии напряжений U_{12}/U_{11}. В этих условиях машина работает в тормозном режиме по отношению к полю обратной последовательности, так как скольжение ротора по отношению к этому полю $s_2 = 2 - s \approx 2$ и лежит в диапазоне $1 < s_2 < 2$. При $s_2 \approx 2$ схема замещения для токов обратной последовательности на рис. 46.1, *б* может быть упрощена таким же образом, как в режиме короткого замыкания, когда $s = 1$. Поскольку $\left|R'_2/2 + jX'_2\right| << |Z_0|$, составляющие полного сопротивления схемы $Z_{12} = R_{12} + jX_{12}$ для тока обратной последовательности

$$X_{12} \approx X_1 + X'_2 \approx X_\text{к};$$

$$R_{12} = R_1 + R'_2/s_2 < R_\text{к} << X_\text{к}.$$

С учетом этих замечаний ток обратной последовательности при $s_2 \approx 2$ равен:

$$I_{12} = U_{12}/\sqrt{R_{12}^2 + X_{12}^2} \approx U_{12}/X_\text{к}.$$

Из-за небольших значений сопротивлений $X_{12} \approx X_{к}$ ток I_{12} может быть весьма велик даже при сравнительно небольшом напряжении обратной последовательности U_{12}.

Вследствие того что сопротивления для токов прямой последовательности существенно больше сопротивлений для токов обратной последовательности $|\underline{Z}_{11}| >> |\underline{Z}_{12}|$, искажение симметрии токов I_{12}/I_{11} во много раз превосходит искажение симметрии напряжений U_{12}/U_{11}. Например, в номинальном режиме для величин прямой последовательности, т.е. при $s = s_{ном}$, $U_{11} = U_{1ном}$, $I_{11} = I_{1ном} = U_{1ном}/|\underline{Z}_{11ном}|$, искажение симметрии токов

$$\frac{I_{12}}{I_{11}} = \frac{U_{12}}{|\underline{Z}_{12}|}\frac{|\underline{Z}_{11ном}|}{U_{11}} \approx \frac{U_{12}|\underline{Z}_{11ном}|}{U_{11}X_{к}} = \frac{U_{12}}{U_{11}X_{к*}},$$

где $X_{к*} = X_{к}/|\underline{Z}_{11ном}| = X_{к}I_{1ном}/U_{1ном}$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания в относительных единицах.

Таким образом, искажение симметрии токов примерно в $1/X_{к*}$ раз превосходит искажение симметрии напряжений (при обычно встречающемся значении $X_{к*} = 0{,}2$ — примерно в 5 раз).

В связи с этим предъявляются высокие требования по отношению к симметрии напряжений в сетях, питающих асинхронные машины. Если, исходя из условий нагрева наиболее перегруженной фазы, допустить искажение тока $I_{12}/I_{11} = 0{,}2$ (при этом ток в одной из фаз может быть в относительных единицах 1,2, а потери 1,44), то допустимое искажение напряжений составит всего

$$U_{12}/U_{11} = (I_{12}/I_{11})X_{к*} = 0{,}2 \cdot 0{,}2 = 0{,}04.$$

Вращающий момент M при искажении симметрии напряжений складывается из момента M_1, связанного с напряжением прямой последовательности, и момента M_2, связанного с напряжением обратной последовательности (42.12):

$$M = M_1 + M_2,$$

где

$$M_1 = \frac{m_1 U_{11}^2 R_2'}{s\Omega_1[(R + c'R_2'/s)^2 + (X + c''R_2'/s)^2]};$$

$$M_2 = \frac{-m_1 U_{12}^2 R_2'}{s_2 \Omega_1 [(R + c' R_2'/s_2)^2 + (X + c'' R_2'/s_2)^2]};$$

$s_2 = 2 - s$; $R = R_1 - c'' X_2'$; $X = X_1 + c' X_2'$; $c' = 1 + X_1/X_0$; $c'' = -R_1/X_0$ при $R_0 = 0$ [см. (41.13)].

В двигательном режиме, когда $0 < s < 1$, моменты $M_1 > 0$ и $M_2 < 0$. Чтобы сохранить тот же результирующий момент при несимметрии напряжений, требуется увеличить момент M_1 на момент M_2, что приводит к возрастанию скольжения s [примерно в $M_1/(M_1 - |M_2|)$ раз], дополнительному увеличению потерь и нагреву машины, а также уменьшению КПД.

46.2. Работа асинхронного двигателя при несимметрии сопротивлений в фазах обмотки ротора

Несимметрия сопротивлений в фазах симметричной обмотки ротора встречается в различных эксплуатационных режимах. В асинхронных двигателях с контактными кольцами на роторе несимметрия может быть связана с различием в сопротивлениях пускового реостата. В асинхронных двигателях с короткозамкнутым ротором к несимметрии могут приводить технологические дефекты в изготовлении алюминиевой короткозамкнутой обмотки, например уменьшение сечения отдельных ее стержней вследствие недоброкачественной заливки или их полный обрыв.

В наиболее резкой форме эффекты, связанные с несимметрией ротора, проявляются при обрыве одной из фаз (например, фазы c) трехфазной обмотки ротора, соединенной в звезду. В этом случае оставшиеся фазы (фазы a и b), по которым протекает общий ток $\underline{I}_{a2} = -\underline{I}_{b2}$, образуют однофазную обмотку (рис. 46.2, *а*).

Ток $\underline{I}_{a2}$ в этой обмотке создают пульсирующую МДС $\underline{F}_{2m}$. Ось этой МДС ориентирована по отношению к обмотке, как показано на рисунке, и вращается с угловой скоростью ротора $\omega = \omega_1(1 - s)$. Частота пульсации МДС $\underline{F}_{2m}$ совпадает с частотой тока $\underline{I}_{a2}$ и определяется $f_2 = sf_1$, где f_1 — частота сети, к которой присоединена обмотка статора.

Для анализа возникающих при обрыве фазы c явлений применим метод симметричных составляющих. Так как нулевая точка обмотки ротора не выведена, ток нулевой последовательности отсутствует:

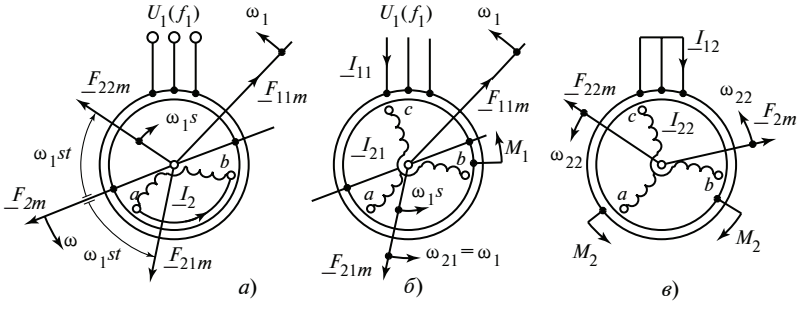


Рис. 46.2. Диаграммы МДС при обрыве фазы ротора:

а — пульсирующая МДС ротора и ее разложение на прямую и обратные волны МДС; *б* — МДС статора и ротора, образующие поле прямой последовательности; *в* — МДС статора и ротора, образующие поле обратной последовательности

$\underline{I}_{20} = 0$. По оборванной фазе *c* ток $\underline{I}_{c2} = \underline{I}_{c21} + \underline{I}_{c22} = 0$ не протекает, следовательно, токи прямой и обратной последовательностей в этой фазе одинаковы, но противоположны по направлению, т.е. $\underline{I}_{c21} = -\underline{I}_{c22}$, где $\underline{I}_{c21} = I_{21}$ — ток прямой последовательности в трехфазной обмотке ротора, $\underline{I}_{c22} = \underline{I}_{22}$ — ток обратной последовательности в трехфазной обмотке ротора.

Токи в фазах *a* и *b* выражаются через токи прямой и обратной последовательностей:

$$\underline{I}_{a2} = \underline{I}_{a22} + \underline{I}_{a21} = +\underline{a}\,\underline{I}_{22} + \underline{a}^2\,\underline{I}_{21} = \underline{I}_{21}\sqrt{3}\,\mathrm{e}^{-j\pi/2};$$

$$\underline{I}_{b2} = \underline{I}_{b22} + \underline{I}_{b21} = \underline{a}^2\,\underline{I}_{22} + \underline{a}\,\underline{I}_{21} = -\underline{I}_{21}\sqrt{3}\,\mathrm{e}^{-j\pi/2},$$

как видно, они одинаковы, но противоположны по направлению (за положительное направление тока принимается направление от конца к началу фазы): $\underline{I}_2 = \underline{I}_{a2} = -\underline{I}_{b2}$.

Пульсирующую МДС ротора $\underline{F}_{2m}$ можно представить в виде суммы двух вращающихся МДС: $\underline{F}_{21m}$ от токов прямой последовательности $\underline{I}_{21}$, перемещающейся относительно ротора с угловой скоростью $\omega_1 s$ в сторону его вращения, и $\underline{F}_{22m}$ от токов обратной последовательности, перемещающейся относительно ротора со скоростью $\omega_1 s$ в сторону, противоположную его вращению.

Магнитное поле в машине можно рассматривать как сумму полей, связанных соответственно с токами прямой и обратной последовательностей в роторе. Синхронное магнитное поле, вращающееся

с синхронной скоростью ω_1, образуется совместным действием двух МДС: МДС статора $\underline{F}_{11m}$ от токов в статоре $\underline{I}_{11}$, имеющих частоту сети f_1, и МДС $\underline{F}_{21m}$ от токов прямой последовательности в роторе, которая вращается относительно статора со скоростью $\omega_{21} = \omega + + \omega_1 s = \omega_1$.

Образование синхронного поля показано на рис. 46.2, *б*. Суммарная МДС $\underline{F}_{11m} + \underline{F}_{21m}$ при любых скольжениях получается такой, что образуется поток, соответствующий напряжению сети U_1. В результате взаимодействия этого поля с токами $\underline{I}_{21}$ на ротор действует электромагнитный момент M_1, направленный при $s > 0$ (в режиме двигателя) в сторону вращения ротора. Магнитодвижущая сила ротора $\underline{F}_{22m}$ от токов $\underline{I}_{22}$ вращается относительно статора с угловой скоростью $\omega_{22} = \omega - \omega_1 s = (1 - 2s)\omega_1$ (скорости относительно статора показаны на рис. 46.2 на фоне статора, относительно ротора — на фоне ротора).

Поле от этой МДС индуктирует в обмотке статора ЭДС частоты $f_{22} = \omega_{22}/2\pi = f_1(1 - 2s)$, по отношению к которым обмотка статора может считаться замкнутой на бесконечно малые сопротивления сети. Поэтому под действием токов $\underline{I}_{22}$ в обмотке ротора, которая для этих токов является первичной, в обмотке статора, как во вторичной обмотке, замкнутой на сеть, появятся токи $\underline{I}_{12}$ частоты f_{22}. Эти токи образуют МДС $\underline{F}_{12m}$, которая примет участие в образовании магнитного поля, вращающегося с угловой скоростью ω_{22}.

Образование обратного поля, вращающегося с угловой скоростью ω_{22}, показано на рис. 46.2, *в*. В результате взаимодействия этого поля с токами $\underline{I}_{12}$ на статор действует момент M_2, направленный в сторону вращения $\underline{F}_{22m}$; на ротор действует момент M_2, направленный в противоположную сторону.

В зависимости от скольжения влияние момента M_2 может проявляться по-разному. При $1 \geq s > 0{,}5$ МДС $\underline{F}_{22m}$ вращается в отрицательном направлении ($\omega_{22} < 0$) и момент M_2 действует на ротор в сторону вращения так же, как момент M_1. При $0{,}5 > s > 0$ МДС $\underline{F}_{22m}$ вращается в положительном направлении ($\omega_{22} > 0$) и момент M_2 действует на ротор в сторону, противоположную вращению. При $s = 0{,}5$ МДС $\underline{F}_{22m}$ неподвижна по отношению к статору. Скольжение обмотки

статора по отношению к этой МДС становится равным нулю, и токи $\underline{I}_{12}$ в обмотке статора исчезают ($\underline{I}_{12} = 0$). Этот режим может рассматриваться как идеальный холостой ход для токов обратной последовательности ротора $\underline{I}_{22}$. Из-за отсутствия реакции со стороны обмотки статора токи I_{22} совпадают с намагничивающим током I_{220}, необходимым для образования обратного магнитного поля, и приобретают минимально возможное значение. Одновременно такими же малыми делаются при $s = 0{,}5$ и токи прямой последовательности, равные токам обратной последовательности $I_{21} = I_{22} = I_{220}$.

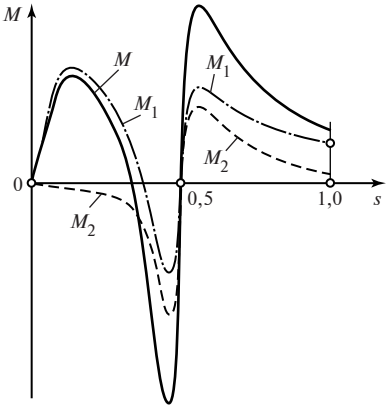


Рис. 46.3. Механическая характеристика асинхронного двигателя при обрыве фазы ротора

При $s = 0$ наблюдается режим холостого хода для синхронного поля и токов статора I_{11}, ротор становится неподвижным по отношению к синхронному полю, токи в нем не индуктируются: $I_{21} = I_{22} = 0$ и $I_{11} = I_{110}$.

Отмеченные уменьшения токов I_{21} и I_{22} при $s = 0$ и $s = 0{,}5$ приводят к соответствующим уменьшениям моментов M_1 и M_2 и результирующего электромагнитного момента $M = M_1 + M_2$. Как видно из рис. 46.3, при скольжении $s = 0{,}5$, т.е. угловой скорости, равной половине синхронной, $\omega = \omega_1(1 - s) = 0{,}5\omega_1$, результирующий момент может принять отрицательное значение. Поэтому во время пуска двигателя с оборванной фазой ротора разгон прекращается после достижения половины синхронной скорости. При обрыве фазы ротора в режиме нагрузки резко уменьшаются cosφ, КПД, увеличиваются токи статора и ротора и длительная работа оказывается обычно возможной только при внешнем моменте менее половины номинального $M_в \le 0{,}5M_{ном}$.

Обрыв фазы ротора проявляется также в биениях токов статора, которые происходят с частотой $f = f_1 - f_{22} = 2f_1 s$, равной разности частот составляющих тока статора I_{11} и I_{12}. Искажение механической характеристики при обрыве фазы ротора описано впервые Г. Гергесом и называется *эффектом одноосного включения*. С увеличением активного сопротивления в фазах ротора искажение механической характеристики уменьшается.

Глава сорок седьмая

ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ (ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ, ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ)

47.1. Область применения. Устройство и принцип действия однофазного асинхронного двигателя

Двигатели этого типа уступают по своим технико-экономическим показателям трехфазным и применяются в тех случаях, когда можно получить питание только от однофазной сети переменного тока (главным образом, в различных электроприборах, например холодильниках, стиральных машинах, вентиляторах, используемых в быту и на мелких предприятиях, размещающихся в жилых домах).

Первичная обмотка этого двигателя, располагающаяся в пазах магнитопровода статора, выполняется однофазной. По устройству ротора однофазный двигатель ничем не отличается от трехфазного асинхронного двигателя с вторичной обмоткой в виде беличьей клетки. Первичную обмотку однофазною двигателя можно рассматривать как двухфазную обмотку, в которой отключена одна из фаз, например фаза A (рис. 47.1, *а*). Такая однофазная обмотка образуется из оставшейся фазы B двухфазной обмотки, занимает 1/2 полюсного деления и имеет достаточно большой коэффициент распределения $k_{p1} = 2\sqrt{2}/\pi = 0{,}9$. Ток однофазной обмотки $i_1 = \sqrt{2} I_1 \cos \omega_1 t$ создает

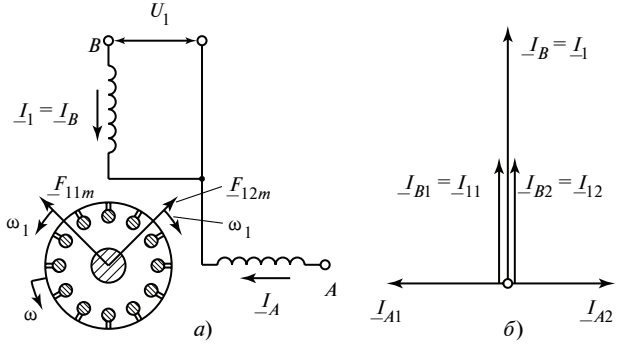


Рис. 47.1. Схема однофазного двигателя, образованного из двухфазного отключением одной из фаз

пульсирующую МДС, которую можно разложить на две вращающиеся волны: прямую $F_{11m}\mathrm{e}^{j\omega_1 t}$ и обратную $F_{12m}\mathrm{e}^{-j\omega_1 t}$. Их амплитуды определяются

$$F_{11m} = F_{12m} = F_{1m}/2 = \frac{\sqrt{2} I_1 w_1 k_{p1} k_{y1}}{\pi p}.$$

Прямая волна МДС вращается с угловой скоростью $\Omega_1 = \omega_1/p$ в сторону вращения ротора; обратная — с угловой скоростью $\Omega_2 = -\Omega_1$ в противоположную сторону. По отношению к ротору волна перемещается со скольжением $s_1 = s = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1$, обратная волна — со скольжением $s_2 = (-\Omega_1 - \Omega)/(-\Omega_1) = 2 - s$. Прямая МДС статора F_{11m} индуктирует в фазах ротора систему токов I_{21}, которые создают прямую МДС ротора F_{21m}. С учетом демпфирующего действия МДС F_{21} образуются результирующая прямая МДС $F_{01m} = F_{11m} + F_{21m}$ и соответствующее ей по характеристике намагничивания прямое вращающееся поле с индукцией $B_{1m}\mathrm{e}^{j(\omega_1 t + \alpha_1)}$. Аналогично обратная МДС статора F_{12m} индуктирует в фазах ротора систему токов I_{22}, которые создают обратную МДС F_{22}. С учетом демпфирующего действия МДС F_{22m} образуются результирующая обратная МДС $F_{02m} = F_{12m} + F_{22m}$ и соответствующее ей обратное вращающееся поле с индукцией

$$B_{2m}\mathrm{e}^{-j(\omega_1 t + \alpha_2)}.$$

При вращающемся роторе обратное поле перемещается по отношению к ротору быстрее, чем прямое ($s_2\Omega_1 > s_1\Omega_1$), и демпфируется токами ротора сильнее, чем прямое. В результате преобладает составляющая прямого поля ($F_{01m} > F_{02m}$; $B_{1m} > B_{2m}$) и образуется так называемое *эллиптическое вращающееся поле*, индукция которого изображается комплексной функцией

$$\widetilde{B} = B_{1m}\mathrm{e}^{j(\omega_1 t + \alpha_1)} + B_{2m}\mathrm{e}^{-j(\omega_1 t + \alpha_2)}.$$

Такое название связано с тем, что геометрическое место изображающей комплексной функции B этого поля представляет собой эллипс (рис. 47.2). Большая полуось этого эллипса *1—0* соответствует максимальной амплитуде индукции образующегося поля $B_{\max} = B_{1m} + B_{2m}$; малая полуось *2—0* — минимальной амплитуде индукции $B_{\min} = B_{1m} - B_{2m}$. Заметим, что при $B_{2m} = 0$ эллиптическое поле

становится круговым с амплитудой B_{1m} (эллипс превращается в окружность, показанную пунктиром), а при $B_{1m} = B_{2m}$ — пульсирующим с амплитудой $2B_{2m}$ (эллипс стягивается в отрезок прямой, заключенный между точками *5*, *6*).

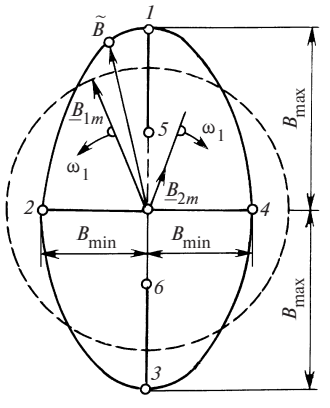


Рис. 47.2. Геометрическое место изображающего комплекса индукции эллиптического поля

Вращающий момент однофазного двигателя M складывается из вращающих моментов прямой и обратной составляющих эллиптического поля $M = M_1 + M_2$. Зависимости этих моментов от скольжения показаны на рис. 47.3. При неподвижном роторе, когда $s = s_2 = 1$, прямое и обратное поля демпфируются токами ротора в одинаковой степени, амплитуды их индукции совпадают, $B_{1m} = B_{2m}$ и образуются одинаковые, но противоположные по направлению моменты $M_2 = -M_1$. Поэтому пусковой момент однофазного двигателя равен нулю и его ротор не может прийти во вращение без специального пускового уст-

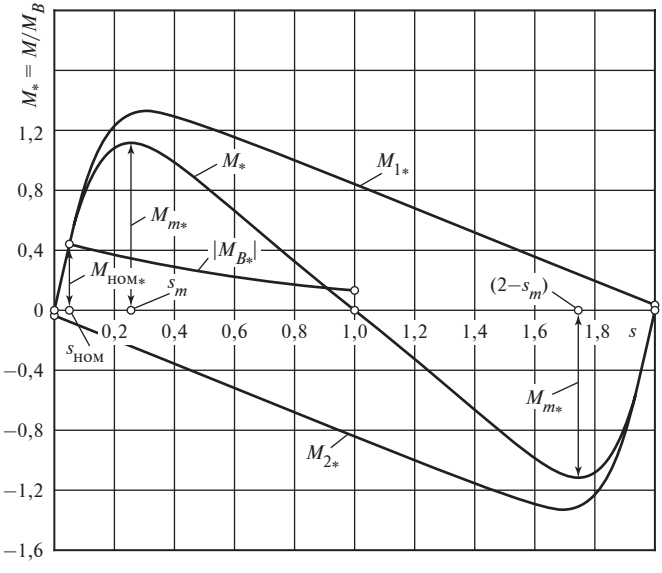


Рис. 47.3. Зависимость вращающего момента однофазного двигателя от скольжения

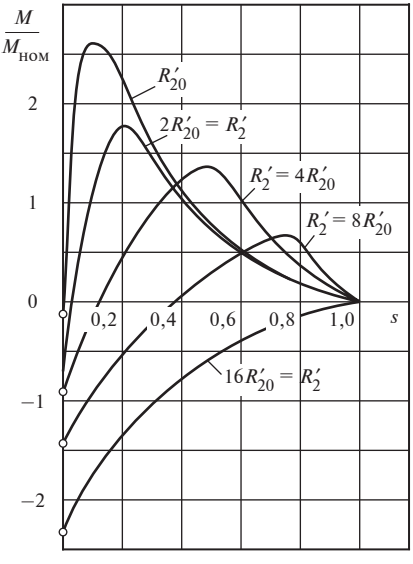


Рис. 47.4. Механические характеристики однофазного двигателя при различных активных сопротивлениях ротора R_2'

ройства. Однако если ротор приведен во вращение в ту или иную сторону, то образуются эллиптическое поле и вращающий момент, направленный в сторону вращения.

Электромеханическая характеристика однофазного двигателя $M = f(s)$ представлена на рис. 47.3. Она состоит из двух равноценных частей, соответствующих прямому и обратному направлениям вращения. Момент M равен нулю при $s = 1$. При $s = 0$ и $s = 2$ он близок к нулю. При $s = s_0$ и $s = 2 - s_0$ момент обращается в нуль (s_0 — скольжение реального холостого хода однофазного двигателя). Скольжение реального холостого хода всегда больше нуля из-за наличия обратного поля. При $s = s_m$ и $s = 2 - s_m$ момент максимален ($|M| = M_m$). При увеличении активного сопротивления обмотки ротора R_2' увеличиваются скольжения реального холостого хода s_0 и максимального момента s_m. Максимальный момент при увеличении R_2' уменьшается. На рис. 47.4 представлены механические характеристики однофазного асинхронного двигателя с увеличенными сопротивлениями $R_2' \geq R_{20}'$, где R_{20}' — естественное сопротивление.

При увеличении активного сопротивления обмотки ротора R_2' в однофазных асинхронных двигателях появляется новое явление, не имевшее место в симметричных двигателях, т.е. возникает тормозной режим в диапазоне скольжения $s = 0 \div s_0$.

При больших R_2', когда $s_0 = 1$, однофазный двигатель работает только как тормоз. Данное явление используют в двухфазных управляемых асинхронных двигателях для устранения самохода, который может появляться после снятия сигнала управления, т.е. при переходе в однофазный режим (см. § 50.1). Если при помощи пускового

устройства ротор приведен во вращение, например в сторону вращения поля B_{1m}, и электромагнитный момент M превосходит внешний момент $M_в$, то после переходного процесса установится режим со скольжением $s_{ном}$, соответствующим точке пересечения характеристик $M = f(s)$ и $M_в = f(s)$.

В установившемся режиме при $s = s_{ном}$ результирующее поле в однофазном двигателе получается, как и в трехфазном двигателе, практически круговым. Однако в однофазном двигателе ослабление обратной составляющей поля достигается за счет демпфирующего действия токов ротора, что приводит к увеличению потерь и к ухудшению энергетических показателей по сравнению с трехфазным двигателем. Поэтому при одинаковых размерах однофазный двигатель имеет номинальную мощность не более 0,5—0,6 мощности трехфазного и обладает более низкими КПД и cosφ.

В случае обрыва одной из фаз цепи статора трехфазного двигателя (например, перегорании плавкого предохранителя в фазе *C*) из двух оставшихся фаз *A* и *B* образуется однофазная обмотка, фазная зона которой занимает 2/3 полюсного деления. При этом трехфазный двигатель переходит в опасный для него однофазный режим. В связи с тем что при переходе в однофазный режим частота вращения и внешний момент практически не изменяются, остается почти постоянной и механическая мощность двигателя $P_3 = M_3\Omega_3 \approx M_1\Omega_1 = P_1$. Откуда, обращаясь к выражениям для механической мощности ($P_3 = \sqrt{3}U_л I_3 \eta_3 \cos\varphi_3$ в трехфазном режиме и $P_1 = U_л I_1 \eta_1 \cos\varphi_1$ в однофазном режиме), можно заключить, что ток в однофазном режиме увеличивается в $\sqrt{3}\eta_3 \cos\varphi_3 / (\eta_1 \cos\varphi_1)$ раз, т.е. более чем в $\sqrt{3}$ раз, если иметь в виду снижение КПД и $\cos\varphi_1$ в однофазном режиме. При этом потери в фазе статора увеличиваются более чем в 3 раза, и если двигатель не будет отключен от сети, то в результате перегрева он выйдет из строя.

47.2. Основные уравнения и схема замещения однофазного двигателя

Рассмотрим режим работы однофазного двигателя как несимметричный режим работы двухфазного двигателя, в котором фаза *A* отключена ($I_A = 0$), а оставшаяся фаза *B* с током $\underline{I}_B = \underline{I}_1$ образует однофазную обмотку, включенную на напряжение $\underline{U}_1$ (см. рис. 47.1). По аналогии с тем, как это делается применительно к трехфазной

обмотке (см. § 46.1), несимметричную систему токов в двухфазной обмотке можно представить в виде суммы токов прямой и обратной последовательностей:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2}; \quad \underline{I}_B = \underline{I}_{B1} + \underline{I}_{B2},$$

где $\underline{I}_{A1} = j\underline{I}_{B1}$; $\underline{I}_{A2} = -j\underline{I}_{B2}$.

Система токов прямой последовательности $\underline{I}_{B1} = \underline{I}_{11}$ и $\underline{I}_{A1}$ образует прямую МДС $\underline{F}_{11m}$ и прямое вращающееся поле; система токов обратной последовательности — обратную МДС и обратное вращающееся поле. Решая записанную ранее систему уравнений относительно составляющих токов в фазе B при отключенной фазе A, получаем:

$$\underline{I}_{B1} = \underline{I}_{11} = (\underline{I}_B - j\underline{I}_A)/2 = \underline{I}_B/2;$$

$$\underline{I}_{B2} = \underline{I}_{12} = (\underline{I}_B + j\underline{I}_A)/2 = \underline{I}_B/2.$$

Диаграмма токов, построенная на основании приведенных соотношений, представлена на рис. 47.1, *б*. Напряжение однофазной обмотки можно представить в виде суммы прямой и обратной составляющих $\underline{U}_1 = \underline{U}_B = \underline{U}_{B1} + \underline{U}_{B2}$.

Выражая напряжения $\underline{U}_{B1}$ и $\underline{U}_{B2}$ через токи и сопротивления соответствующих последовательностей $\underline{U}_{B1} = \underline{U}_{11} = \underline{I}_{11}\underline{Z}_{11} = \underline{I}_1\underline{Z}_{11}/2$ и $\underline{U}_{B2} = \underline{U}_{12} = \underline{I}_{12}\underline{Z}_{12} = \underline{I}_1\underline{Z}_{12}/2$, получаем уравнение напряжений однофазного двигателя

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{11} + \underline{U}_{12} = \underline{I}_1(\underline{Z}_{11}/2 + \underline{Z}_{12}/2) = \underline{I}_{11}\underline{Z}_{11} + \underline{I}_{12}\underline{Z}_{12}.$$

Сопротивления $\underline{Z}_{11}$ и $\underline{Z}_{12}$ представляют собой сопротивления фазы двухфазной обмотки для токов прямой и обратной последовательностей, соответствующие схемам замещения по рис. 46.1:

$$\underline{Z}_{11} = R_1 + jX_1 + (\underline{Z}_0^{-1} + \underline{Z}_{21}^{-1})^{-1}, \text{ где } \underline{Z}_{21} = R_2'/s + jX_2';$$

$$\underline{Z}_{12} = R_1 + jX_1 + (\underline{Z}_0^{-1} + \underline{Z}_{22}^{-1})^{-1}, \text{ где } \underline{Z}_{22} = R_2'/(2-s) + jX_2'.$$

При вычислении сопротивлений $\underline{Z}_{11}$ и $\underline{Z}_{12}$ сопротивление $Z_0 = R_0 + jX_0$ понимается как главное сопротивление двухфазной обмотки, найденное по (39.18), (39.19) при $m_1 = 2$.

Сопротивления R_2' и X_2' должны пониматься как сопротивления, приведенные к фазе двухфазной обмотки. Поэтому коэффициент приведения сопротивлений k_Z в формулах $R_2' = R_2 k_Z$ и $X_2' = X_2 k_Z$ по (42.8) включает число фаз первичной двухфазной обмотки $m_1 = 2$.

Согласно уравнению напряжений ток однофазного двигателя может рассматриваться как ток в последовательно включенных сопротивлениях $\underline{Z}_{11}/2$ и $\underline{Z}_{12}/2$ под действием напряжения U_1. Поэтому схему замещения однофазного асинхронного двигателя (рис. 47.5) можно образовать из последовательно включенных схем замещения для токов прямой и обратной последовательностей по рис. 46.1, *а*, *б*, разделив сопротивления всех элементов этих схем пополам. Верхняя часть схемы соответствует величинам прямой, а нижняя — обратной последовательности.

Вращающий момент M однофазного двигателя можно определить в виде суммы моментов M_1 и M_2, связанных соответственно с напряжениями прямой U_{11} и обратной U_{12} последовательностей:

$$M = M_1 + M_2.$$

При этом в формулы для моментов M_1 и M_2 (см. § 46.1) следует вводить число фаз $m_1 = 2$ и составляющие напряжения прямой и обратной последовательностей, рассчитанные с помощью схемы замещения рис. 47.5:

$$\underline{U}_{11} = \frac{\underline{U}_1 \underline{Z}_{11}}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_{12}}; \quad \underline{U}_{12} = \frac{\underline{U}_1 \underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_{11} + \underline{Z}_{12}}.$$

Поскольку при заданном напряжении $U_1 = \text{const}$ напряжения U_{11} и U_{12} изменяются в функции скольжения, как показано на рис. 47.6, зависимости моментов M_1 и M_2 от скольжения отличаются от зависимостей, полученных при U_{11} или $U_{12} = \text{const}$, и имеют вид характеристик, приведенных на рис. 47.3.

Поскольку при $s = 0$ напряжение $U_{12} << U_1$, момент $M_2 \sim U_{12}^2$ при этом скольжении весьма мал. По той же причине при скольжении $s = 2$ мал момент $M_1 \sim U_{11}^2$. Поэтому и момент $M = M_1 + M_2$ близок к нулю и при $s = 0$, и при $s = 2$.

Пример 47.1. При напряжении $U_1 = U_{1\text{ном}} = 220$ В рассчитать зависимости напряжений U_{11}, U_{12} и моментов M_1, M_2, M в функции от скольжения s для однофазного двигателя со следующими данными:

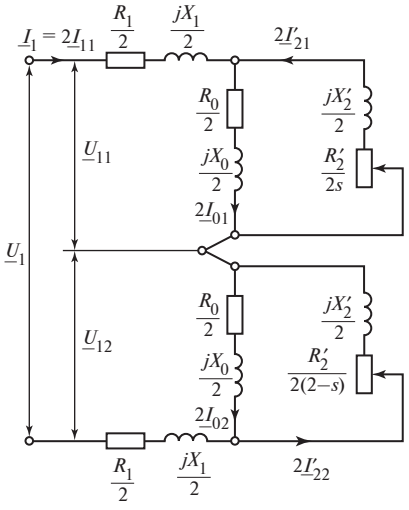


Рис. 47.5. Схема замещения однофазного двигателя

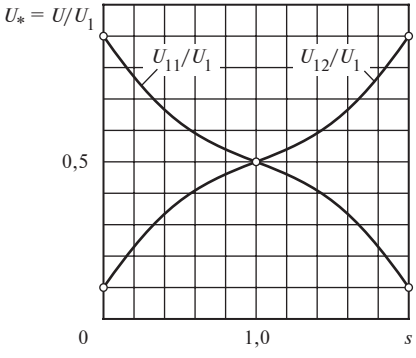


Рис. 47.6. Зависимости напряжений прямой и обратной последовательностей однофазного двигателя от скольжения

$U_{1\,\text{ном}} = 220$ В; $I_{1\,\text{ном}} = 2{,}12$ А; $f_1 = 50$ Гц; $\eta_{\text{ном}} = 0{,}61$; $\cos\varphi_{1\,\text{ном}} = 0{,}67$; $s_{\text{ном}} = 0{,}06$; $X_0 = 200$ Ом; $X_1 = X'_2 = 10$ Ом; $R_1 = 8$ Ом; $R'_2 = 14$ Ом, $p = 2$.

Номинальная первичная полная мощность $S_{1\,\text{ном}} = U_{1\,\text{ном}} I_{1\,\text{ном}} = 466$ В · А. Номинальная вторичная активная мощность $P_{2\,\text{ном}} = s_{1\,\text{ном}}\eta_{1\,\text{ном}}\cos\varphi_{1\,\text{ном}} = 190$ Вт. Номинальный момент $M_{\text{ном}} = P_{2\,\text{ном}}/[\Omega(1 - s_{\text{ном}})] = 1{,}28$ Дж.

Базисный (единичный) момент $M_б = s_{1\,\text{ном}}/\Omega_1 = 2{,}96$ Дж, где $\Omega_1 = 2\pi f_1/p = 157{,}1$ 1/с. Рассчитанные по этим данным зависимости U_{11}/U_1; $U_{12}/U_1 = f(s)$ и $M_1/M_б$; $M_2/M_б$; $M/M_б = f(s)$ представлены в относительных единицах на рис. 47.6 и 47.3.

Глава сорок восьмая
РАЗНОВИДНОСТИ ОДНОФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

48.1. Однофазные асинхронные двигатели с пусковой обмоткой

В этих двигателях кроме рабочей обмотки Р имеется также пусковая обмотка П, сдвинутая относительно рабочей обмотки на электрический угол $\pi/2$ (рис. 48.1, *а*) Для упрощения будем считать, что по своим данным пусковая обмотка не отличается от рабочей ($w_{\text{п}} = w_{\text{р}}$, $k_{\text{о.п}} = k_{\text{о.р}}$). Обмотка П включается в однофазную сеть через фазосмещающее сопротивление $\underline{Z}_{\text{п}}$, подобранное таким образом, чтобы ток пусковой обмотки $I_{\text{п}}$ опережал ток в рабочей обмотке $I_{\text{р}}$ на возможно больший угол $\psi = \varphi_{\text{р}} - \varphi_{\text{п}}$ (рис. 48.1, *б*). Таким образом, при пуске в ход двигатель превращается в двухфазный. Если за счет емкостного сопротивления $\underline{Z}_{\text{п}} = -j/(wC)$, подобранного таким образом, что $\varphi_{\text{п}} = \varphi_{\text{р}} - \pi/2$, удается получить симметричную систему токов в фазах ($I_{\text{п}} = I_{\text{р}}$, $\psi = \pi/2$), в двигателе образуется круговое вращающееся поле и появляется наибольший возможный пусковой момент. В случае, когда система токов в фазах несимметрична ($I_{\text{п}} \neq I_{\text{р}}$, $\psi \neq \pi/2$), для анализа процессов при пуске наиболее удобно воспользоваться методом симметричных составляющих. Совместим рабочую обмотку Р

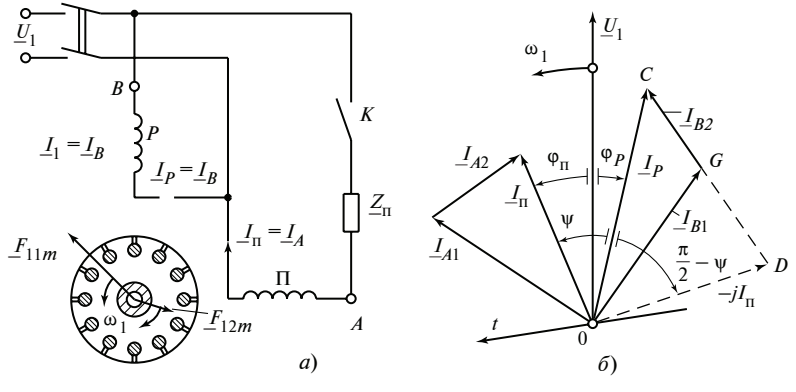


Рис. 48.1. Схема (*а*) и векторная диаграмма (*б*) однофазного асинхронного двигателя с пусковой обмоткой

с фазой B, а пусковую П — с фазой A двухфазного двигателя. Тогда несимметричную систему токов $\underline{I}_{\text{р}} = \underline{I}_B$ и $\underline{I}_{\text{п}} = \underline{I}_A$, показанных на диаграмме рис. 47.6, *б*, можно представить в виде суммы токов прямой и обратной последовательностей:

$$\underline{I}_{\text{р}} = \underline{I}_B = \underline{I}_{B1} + \underline{I}_{B2}; \quad \underline{I}_{\text{п}} = \underline{I}_A = \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2},$$

где

$$\underline{I}_{B1} = (\underline{I}_{\text{р}} - j\underline{I}_{\text{п}})/2; \quad \underline{I}_{A1} = j\underline{I}_{B1};$$

$$\underline{I}_{B2} = (\underline{I}_{\text{р}} + j\underline{I}_{\text{п}})/2; \quad \underline{I}_{A2} = -j\underline{I}_{B2}.$$

Графически ток прямой последовательности $I_{B1} = I_{11}$ может быть найден как медиана OG треугольника OCD или рассчитан по формуле

$$I_{11} = I_{B1} = (I_{\text{р}}/2)\sqrt{1 + k^2 - 2k\cos(\pi/2 + \psi)};$$

соответственно ток обратной последовательности $I_{B2} = I_{12}$ — как половина стороны CD или рассчитан по формуле

$$I_{12} = I_{B2} = (I_{\text{р}}/2)\sqrt{1 + k^2 - 2k\cos(\pi/2 - \psi)},$$

где $k = I_{\text{п}}/I_{\text{р}}$ — относительный ток пусковой обмотки.

Амплитуды прямой F_{11m} и обратной F_{12m} МДС обмоток статора пропорциональны соответствующим токам ($F_{11m} \sim I_{11}$, $F_{12m} \sim I_{12}$); пространственное положение комплексов этих МДС, показанное на рис. 48.1, *а*, соответствует изображенному на рис. 48.1, *б* положению комплексов токов (по отношению к оси времени t).

Отношение токов I_{12}/I_{11} зависит от угла ψ и тока пусковой обмотки в относительных единицах $k = I_{\text{п}}/I_{\text{р}}$. Как видно из рис. 48.2, на котором эти зависимости показаны графически, ток I_{12} обращается в нуль и образуется круговое вращающееся поле только при $k = 1$: $I_{11} = I_{\text{р}} = I_{\text{п}}$; $\psi = \pi/2$, что обеспечивается при введении в цепь пусковой обмотки специально подобранного емкостного сопротивления (см. ранее). В остальных случаях, когда в цепь пусковой обмотки вводятся иные емкостные сопротивления $\underline{Z}_{\text{п}} = -j/(wC)$ или активные сопротивления $\underline{Z}_{\text{п}} = R$, сдвиг пус-

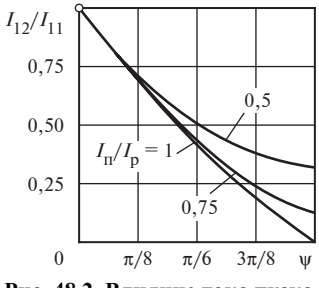


Рис. 48.2. Влияние тока пусковой обмотки и его фазы на ток обратной последовательности (по отношению к току прямой последовательности)

кового тока по фазе $\psi = \varphi_р - \varphi_п < \pi/2$ и его величина в относительных единицах $k < 1$. При этом наряду с прямой МДС F_{11m}, образованной токами I_{11}, имеется и обратная МДС F_{12m}, образованная токами $I_{12} < I_{11}$, что приводит к появлению эллиптического поля и уменьшению пускового момента за счет обратной составляющей поля.

Если пусковая обмотка включена в сеть без фазосдвигающего сопротивления ($\underline{Z}_п = 0$; $\varphi_п = \varphi_р$; $\psi = 0$), то $I_{12} = I_{11}$, поле получается пульсирующим и пусковой момент отсутствует. Несмотря на то что наилучшие пусковые условия получаются при включении емкости в пусковую обмотку, такой пуск из-за высокой стоимости конденсаторов применяется сравнительно редко, лишь при необходимости получения большого пускового момента. Чаще всего в качестве фазосмещающего элемента используется активное сопротивление. Причем для уменьшения активного сопротивления $\underline{Z}_п$, которое требуется включить в цепь пусковой обмотки, эта обмотка выполняется с повышенным активным сопротивлением (за счет уменьшения сечения провода и бифилярной намотки части витков). Пусковую обмотку, включаемую через активное сопротивление, нецелесообразно оставлять присоединенной к сети после завершения пуска, так как это может привести к ее перегреву и к снижению КПД. Поэтому после достижения двигателем определенной частоты вращения пусковая обмотка отключается ключом К (см. рис. 48.1, *а*). Делается это с помощью центробежного выключателя, реле времени, токового реле или вручную.

Механическая характеристика двигателя с отключаемой пусковой обмоткой показана на рис. 48.3 (отключение пусковой обмотки происходит при скольжении $s = 0{,}3$).

В нашей стране серийно выпускаются однофазные асинхронные двигатели с пусковым сопротивлением (АОЛБ) и с пусковой емкостью (АОЛГ) мощностью от 18 до 600 Вт. Двигатели АОЛБ применяют в стиральных машинах и холодильниках, центрифугах и во многих других установках, к которым не предъявляют высокие требования к пусковому моменту. Двигатели АОЛГ используют при повышенных требованиях к пусковому моменту.

В качестве однофазного двигателя с пусковой обмоткой при необходимости может быть использован трехфазный двигатель. Из двух его фаз образуется рабочая обмотка с фазной зоной $2\pi/3$; из третьей фазы — пусковая обмотка с фазной зоной $\pi/3$. Угол между ними составляет $\pi/2$. Рабочая обмотка имеет в 2 раза большее число витков, чем пусковая, $w_р = 2w_п$, и обладает достаточно большим обмоточным коэффициентом распределения ($k_{р.р} = 3\sqrt{3}/2\pi = 0{,}826$). Предпочтительная схема включения трехфазного двигателя в однофазную сеть

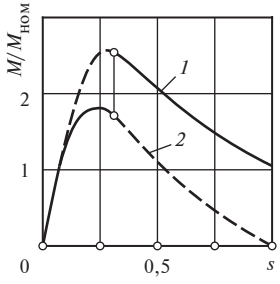


Рис. 48.3. Механическая характеристика однофазного асинхронного двигателя с пусковой обмоткой:

1 — при включенной пусковой обмотке; *2* — при отключенной пусковой обмотке

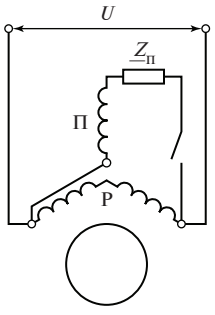


Рис. 48.4. Схема включения трехфазного двигателя для работы от однофазной сети

представлена на рис. 48.4. По своим свойствам включенный по этой схеме двигатель равноценен специально спроектированному однофазному двигателю. Его номинальная мощность в однофазном режиме составляет при этом не более 50—60 % мощности при трехфазном питании. В качестве фазосдвигающего элемента используется активное или емкостное сопротивление, подобранное таким образом, чтобы пусковой момент был максимальным (см. далее). После завершения разгона двигателя пусковая обмотка отключается.

48.2. Асинхронный конденсаторный двигатель

Такое название получил двухфазный асинхронный двигатель, предназначенный для включения в однофазную сеть. Одна из фаз двигателя, например *B* (рис. 48.5, *а*), включается в сеть непосредственно, другая, например *A*, — через емкость *C*, подобранную таким образом, чтобы при номинальной нагрузке образовалось круговое поле. Обе обмотки имеют одинаковые фазные зоны, равные $\pi/2$, и одинаковые обмоточные коэффициенты $k_{0A} = k_{0B}$. Число витков w_B в фазе *B*, включенной непосредственно в сеть, выбирается при электромагнитном расчете двигателя. При проведении этого расчета первоначально предполагается, что фаза *A* имеет такое же число витков $w'_A = w_B$. При этом токи, напряжения, углы между ними и мощности фаз оказываются одинаковыми $U_B = U'_A$; $I_B = I'_A$; $\varphi_B = \varphi_A$, $P_B = U_B I_B \cos\varphi_B = U'_A I'_A \cos\varphi_A = P_A$. (Величины фазы *A* при $w'_A = w_B$ записываются с индексом «штрих» и изображены на диаграмме рис. 48.5, *б* штриховой линией.) Кроме того, при круговом поле, образующемся в симметрич-

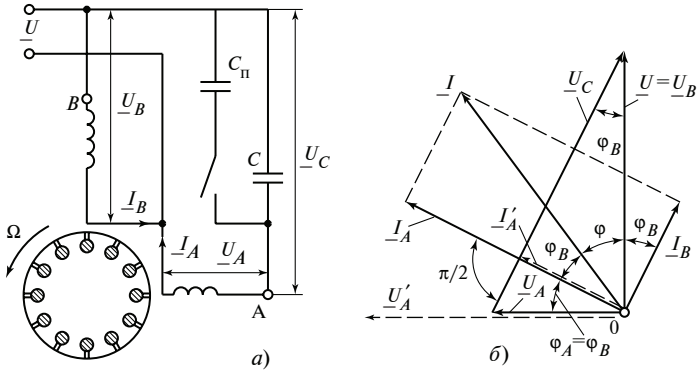


Рис. 48.5. Схема (*а*) и диаграмма (*б*) асинхронного конденсаторного двигателя при круговом поле

ном двухфазном режиме, токи и напряжения фаз оказываются сдвинутыми во времени на угол π/2, т.е. $\underline{I}'_A = j\underline{I}_B$; $\underline{U}'_A = j\underline{U}_B$. Однако получить такое напряжение на фазе *A* можно только при питании от двухфазной сети.

При питании фазы *A*, имеющей то же число витков, что и фаза *B*, от однофазной сети в общем случае невозможно подобрать такую емкость *C*, чтобы на фазе *A* получилось напряжение $\underline{U}'_A = j\underline{U}_B$, обеспечивающее появление кругового поля. Это приводит к необходимости корректировать число витков в фазе *A* при подборе емкости *C* из условия получения кругового поля. Круговое поле будет сохранено, если при переходе к обмотке с числом витков $w_A \neq w_B$ МДС фазы *A* останется прежней: $F_A = w_A I_A = w_B I'_A = F'_A = \text{const}$, откуда ток фазы *A*

$$I_A = I'_A \frac{w_B}{w_A} = I_B \frac{w_B}{w_A} = I_B / n_{AB},$$

где $n_{AB} = w_A / w_B$ — коэффициент трансформации конденсаторного двигателя.

Вследствие сохранения кругового поля напряжение фазы *A* изменяется пропорционально числу витков $U_A = U'_A w_A / w_B = U_B n_{AB}$; угол $\varphi_A = \varphi_B$ и мощность фазы *A* при этом сохраняются: $P_A = U'_A I'_A \cos\varphi_A = U_A I_A \cos\varphi_B = \text{const}$. Изменением числа витков w_A мы изменяем напряжение U_A и ток I_A. В конечном счете нужно выбрать такое w_A, при котором напряжение на последовательно включенных фазе *A* и

емкости C совпадет с напряжением сети $\underline{U}$, т.е. $\underline{U}_A + \underline{U}_C = \underline{U}$, а напряжение на емкости будет отставать на $\pi/2$ от тока фазы A, т.е. $\underline{U}_C = -j\,\underline{I}_A/(\omega C)$.

Как видно из диаграммы, требуемое напряжение фазы $U_A = U_B \operatorname{tg}\varphi_B$, откуда $n_{AB} = U_A/U_B = \operatorname{tg}\varphi_B$, и число витков фазы A, необходимое для получения кругового поля, $w_A = w_B n_{AB} = w_B \operatorname{tg}\varphi_B$. Необходимая для кругового поля емкость определяется из соотношения между U_C и I_A:

$$C = \frac{I_B \cos\varphi_B}{\omega U \operatorname{tg}\varphi_B}.$$

Мощность этой емкости $Q_C = U_C I_A = UI_B/\sin\varphi_B$ довольно велика: она совпадает с полной мощностью, потребляемой двигателем при круговом поле:

$$S = UI = UI_B/\sin\varphi_B.$$

Следует заметить, что при подобранной емкости поле будет круговым только в номинальном режиме. При других нагрузках симметрия МДС нарушается и наряду с прямым полем появляется обратное. Иногда пусковой момент при емкости, подобранной по номинальному рабочему режиму, оказывается из-за большого влияния обратного поля недостаточно большим. В этом случае для ослабления обратного поля и увеличения пускового момента прибегают к включению на время пуска параллельно с емкостью C добавочной пусковой емкости $C_{\text{п}}$ (штриховая линия на рис. 48.5, *а*).

В нашей стране конденсаторные двигатели мощностью от 18 до 600 Вт с рабочей и пусковой емкостями выпускаются серийно (АОЛД). Кроме того, изготовляются так называемые универсальные асинхронные двигатели (в виде серии УАД), предназначенные для включения как в трехфазные, так и в однофазные сети (в последнем случае в качестве фазосмещающего элемента используется емкость).

В качестве конденсаторного двигателя может быть использован и обычный трехфазный двигатель. Емкость, необходимая для его включения в однофазную сеть по схеме рис. 48.4, может быть подобрана по ранее приведенному уравнению. Однако при этом следует иметь в виду, что эффективные числа витков «конденсаторной» A и «бесконденсаторной» B фаз в схеме рис. 48.4 заданы заранее ($w_A = w_1 k_{\text{о}A}$; $w_B = 2w_1 k_{\text{о}B}$, где w_1 — число витков в фазе трехфазной обмотки) и коэффициентом трансформации нельзя варьировать:

$$n_{AB} = w_A/w_B = \frac{k_{\text{о}A}}{2k_{\text{о}B}} = \frac{0{,}95}{2 \cdot 0{,}826} = 0{,}575.$$

Поэтому, рассчитывая емкость по формуле

$$C = \frac{I_B \cos \varphi_B}{\omega U \operatorname{tg} \varphi_B},$$

можно получить точное круговое поле только при такой нагрузке двигателя, когда $\operatorname{tg} \varphi_B = n_{AB} = 0{,}575$; $\varphi_B = 0{,}521 \approx 30°$; $\cos\varphi_B = 0{,}866$. Подбирая емкость для номинального рабочего режима при однофазном питании, следует понимать U как линейное номинальное напряжение при соединении звездой; I_B — как номинальный фазный ток; φ_B — как угол между фазными током и напряжением в номинальном трехфазном режиме. При этом при $\varphi_B \neq 0{,}521$ поле наряду с прямой составляющей содержит и обратную. Роль последней возрастает по мере увеличения отклонения φ_B от значения $0{,}521 \approx 30°$, соответствующего коэффициенту трансформации.

48.3. Однофазный двигатель с экранированными полюсами

Однофазная обмотка *1* этого двигателя (рис. 48.6) выполняется сосредоточенной. Ее катушки охватывают явно выраженные полюсы магнитопровода статора. На роторе *2* имеется короткозамкнутая обмотка в виде беличьей клетки. Часть наконечника каждого полюса, примыкающая к его сбегающему краю, охватывается короткозамкнутым витком *3*.

Считая магнитную цепь двигателя линейной и используя метод наложения, рассмотрим процесс возникновения фазового сдвига φ во времени между потоками (рис. 48.7, 48.8).

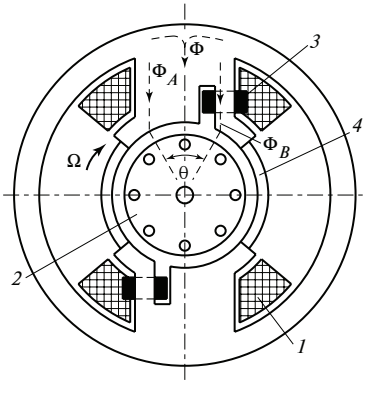


Рис. 48.6. Устройство однофазного асинхронного двигателя с экранированными полюсами

Намагничивающий ток однофазной обмотки $\underline{I}_{10}$ образует пульсирующий поток $\underline{\Phi}_{11}$, одна часть которого $\underline{\Phi}_{01}$ пульсирует в неэкранированной (набегающей) части полюса, другая $\underline{\Phi}_{31}$ — в экранированной (сбегающей)

$$\underline{\Phi}_{11} = \underline{\Phi}_{01} + \underline{\Phi}_{31} + \underline{\Phi}_{\sigma 1},$$

где $\underline{\Phi}_{\sigma 1}$ — поток рассеяния однофазной обмотки.

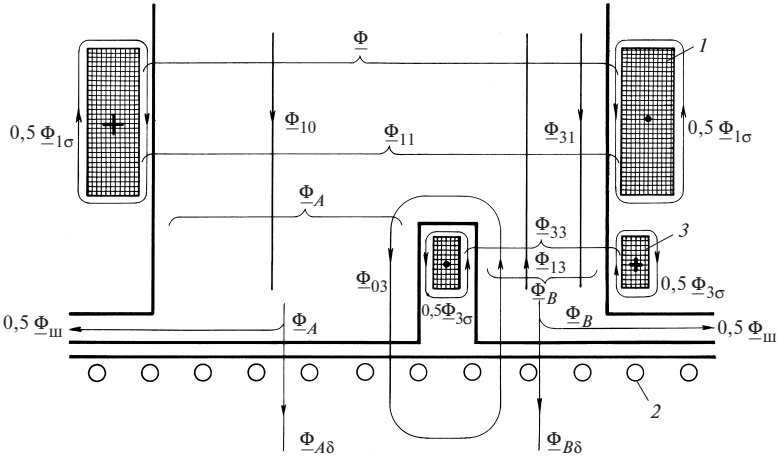


Рис. 48.7. Развертка полюсного деления однофазного асинхронного двигателя с экранированными полюсами



Рис. 48.8. Диаграмма магнитных потоков статора однофазного асинхронного двигателя с экранированными полюсами

Ток экранирующего витка статора $\underline{I}_3$ создает магнитный поток

$$\underline{\Phi}_{33} = \underline{\Phi}_{03} + \underline{\Phi}_{13} + \underline{\Phi}_{\sigma 3},$$

где $\underline{\Phi}_{13}$ — поток, пульсирующий в экранированной части полюса; $\underline{\Phi}_{03}$ — поток, пульсирующий по пути, показанному на рис. 48.7; $\underline{\Phi}_{\sigma 3}$ — поток рассеяния экранирующего витка. В дальнейшем потоками рассеяния $\underline{\Phi}_{\sigma 1}$ и $\underline{\Phi}_{\sigma 3}$ пренебрегаем.

Результирующий магнитный поток $\underline{\Phi}_B$, пульсирующий в экранированной части полюса,

$$\underline{\Phi}_B = \underline{\Phi}_{31} + \underline{\Phi}_{33} \text{ или } \underline{\Phi}_B = \underline{\Phi}_{31} + \underline{\Phi}_{13} + \underline{\Phi}_{03}.$$

Поток $\underline{\Phi}_B$ наводит в экранирующем витке ЭДС $\underline{E}_3$, которая создает ток в экранирующем витке $\underline{I}_3$ и поток $\underline{\Phi}_{33}$.

Результирующий поток $\underline{\Phi}$, сцепленный с однофазной обмоткой *1*, обусловлен токами $\underline{I}_{10} + (-I_3') = \underline{I}_1$

$$\underline{\Phi} = \underline{\Phi}_{11} + \underline{\Phi}_{13} \text{ или } \underline{\Phi} = \underline{\Phi}_{01} + \underline{\Phi}_{31} + \underline{\Phi}_{13}.$$

Если к данному уравнению добавить члены $\pm\underline{\Phi}_{03}$, то

$$\underline{\Phi} = \underline{\Phi}_A + \underline{\Phi}_B,$$

где $\underline{\Phi}_A = \underline{\Phi}_{01} - \underline{\Phi}_{03}$ — поток, пульсирующий в неэкранированной части полюса; $\underline{\Phi}_B = \underline{\Phi}_{31} + \underline{\Phi}_{13} + \underline{\Phi}_{03}$ — поток, пульсирующий в экранированной части полюса.

Поток $\underline{\Phi}_B$ отстает во времени относительно потока $\underline{\Phi}_A$ на угол φ. Так как оси потоков Φ_A и Φ_B смещены, кроме того, на определенный угол θ в пространстве, возникает вращающееся поле, перемещающееся в указанном на рис. 48.6 направлении. Поскольку потоки Φ_A и Φ_B неодинаковы и сдвинуты во времени и в пространстве на небольшие углы, вращающееся поле статора получается не круговым, а эллиптическим. Однако, несмотря на это, двигатель обладает достаточно большим пусковым моментом $M_{\text{п}} = (0{,}2 \div 0{,}5)M_{\text{ном}}$. Неблагоприятное влияние на пусковые свойства экранированного двигателя оказывает третья пространственная гармоническая вращающегося поля, которая вызывает значительное уменьшение момента при частоте вращения, равной 1/3 синхронной (см. § 42.5). Для уменьшения этой гармонической в двигателях мощностью более 20—30 Вт используют следующие меры: между наконечниками полюсов устанавливают магнитные шунты *4*, показанные на рис. 48.6, увеличивают зазор под набегающей частью полюса; вместо сосредоточенной экранирующей обмотки в виде одного витка размещают на каждом полюсе два-три короткозамкнутых витка разной ширины. Из-за больших потерь в короткозамкнутом витке КПД двигателя сравнительно низок (25—40 %). Экранированные двигатели изготовляются серийно на мощность от долей ватта до 300 Вт. Применяются они для привода бытовых вентиляторов, электропроигрывателей, магнитофонов и пр.

Глава сорок девятая
СПЕЦИАЛЬНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

49.1. Асинхронный генератор

При вращении ротора асинхронной машины, включенной в сеть с источниками реактивной мощности (перевозбужденные синхронные генераторы, двигатели, компенсаторы и конденсаторы), с частотой, большей частоты вращения магнитного поля ($\Omega > \Omega_1$), ЭДС в обмотке ротора изменяет свое направление на противоположное по сравнению с двигательным режимом (см. гл. 42). Вследствие этого изменяют свое направление активные составляющие токов I_2 и I_1 (по сравнению с двигательным режимом), машина отдает активную мощность в сеть и работает в режиме генератора. Необходимую для образования вращающегося магнитного поля реактивную мощность асинхронный генератор потребляет из сети, нагружая дополнительным реактивным током синхронные машины, которые включены в сеть параллельно с ним. Это потребление реактивной мощности является основным недостатком асинхронного генератора, препятствующим его широкому распространению.

Асинхронные генераторы выполняются преимущественно с короткозамкнутой обмоткой ротора и имеют ограниченное применение, главным образом на малых гидроэлектростанциях, работающих без обслуживающего персонала, так как они могут эксплуатироваться без систем регулирования частоты и напряжения.

Помимо работы параллельно с сетью переменного тока, имеющей источники реактивной мощности, возможна активная работа асинхронного генератора в режиме самовозбуждения (от потока остаточного магнетизма ротора), если к выводам статора подключить конденсаторы, которые должны служить источником реактивной мощности Q_1, необходимой для возбуждения магнитного поля в генераторе (рис. 49.1). При ра-

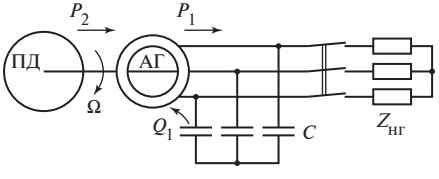


Рис. 49.1. Схема включения асинхронного генератора при работе с самовозбуждением:

АГ — асинхронный генератор; ПД — приводной двигатель; C — конденсаторы; $Z_{нг}$ — сопротивление нагрузки

боте на активно-индуктивную нагрузку конденсаторы служат источником реактивной мощности для нагрузки.

Мощность конденсаторов в схеме асинхронного генератора с самовозбуждением близка к его номинальной активной мощности. По этой причине такие генераторы много дороже синхронных, которые генерируют как активную, так и реактивную мощность и не нуждаются в ее дополнительных источниках. В последнее время для самовозбуждения асинхронных генераторов стали применять статические источники реактивной мощности с управляемыми полупроводниковыми вентилями (тиристорами). Асинхронные генераторы с такими источниками реактивной мощности приближаются по своей эффективности к синхронным генераторам.

49.2. Асинхронный преобразователь частоты

Частота ЭДС в роторе асинхронной машины определяется разностью частот вращения ротора и магнитного поля

$$f_2 = (\Omega_1 - \Omega)\frac{p}{2\pi} = sf_1,$$

где $\Omega > 0$ при согласном направлении вращения ротора относительно поля. Поэтому на контактных кольцах асинхронной машины с фазной обмоткой на роторе можно получить напряжение частоты f_2 и использовать ее в качестве преобразователя частоты. Асинхронный преобразователь частоты может служить источником напряжения как постоянной, так и переменной частоты f_2. В первом случае, когда частота f_2 постоянна, ротор преобразователя вращается при $f_2 > f_1$ навстречу полю ($s > 1$), при $f_2 < f_1$ — согласно с магнитным полем ($s < 1$).

При генерировании ЭДС частоты $f_2 > f_1$ ротор преобразователя частоты приводится во вращение посторонним двигателем Д (обычно асинхронным или синхронным — см. рис. 49.2, который передает преобразователю частоты ПЧ мощность P_2, асинхронный преобразователь работает со скольжением $s > 1$ в режиме тормоза (см. § 42.1).

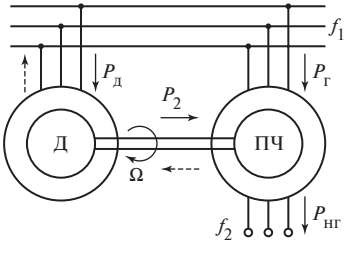


Рис. 49.2. Схема включения двухмашинного асинхронного преобразователя частоты:
$P_г$ — мощность, потребляемая преобразователем частоты (ПЧ) из сети; $P_д$ — мощность, потребляемая двигателем (Д) из сети; P_2 — механическая мощность, передаваемая через вал; $P_{нг}$ — мощность нагрузки

На рис. 49.2 стрелками указаны направления мощностей в этом режиме. При генерировании ЭДС частоты $f_2 < f_1$ ротор преобразователя тормозится электромагнитным моментом машины Д, которая в этом случае работает в генераторном режиме, отдавая электроэнергию в ту же сеть, что и преобразователь (на рис. 49.2 пунктирными стрелками указаны направления мощностей в этом режиме); асинхронная машина-преобразователь работает в режиме двигателя.

Имея в виду, что

$$\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p_{\text{п}}} = \Omega_{1\text{п}} \text{ и } \Omega \approx \pm\Omega_{1\text{д}} = \pm 2\pi f_1 / p_{\text{д}},$$

найдем

$$f_2 = sf_1 = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} f_1 \approx \frac{p_{\text{д}} \mp p_{\text{п}}}{p_{\text{д}}} f_1,$$

где знаки плюс и минус относятся соответственно к работе асинхронной машины в тормозном ($f_2 > f_1$) и двигательном ($f_2 < f_1$) режимах; $p_{\text{п}}$ и $p_{\text{д}}$ — числа пар полюсов асинхронного преобразователя частоты и двигателя (если в качестве двигателя используется асинхронная машина, формула дает приближенное значение частоты f_2, получаемое при пренебрежении ее скольжением).

Уравнения активных и реактивных мощностей (при пренебрежении потерями):

$$P_{\text{нг}} = sP_1;\ Q_{\text{нг}} = sQ_1;\ P_{\text{д}} = P_2 = \left(1 - \frac{1}{s}\right) P_{\text{н.г}}.$$

Для плавного регулирования частоты f_2 необходимо регулировать частоту f_1 или частоту вращения приводного двигателя.

Асинхронные преобразователи частоты применяются преимущественно для получения переменного напряжения с частотой 100—200 Гц, необходимого для питания асинхронного привода с частотами вращения выше 3000 об/мин (электропилы и другие ручные электрические машины).

Асинхронные преобразователь частоты ПЧ и приводной двигатель Д двухмашинного агрегата (рис. 49.2) можно совмещать в общем магнитопроводе, получая одномашинный преобразователь частоты ОПЧ. Трехфазный асинхронный ОПЧ выполняется в конструкции асинхронной машины с фазным ротором (без свободного конца вала) и содержит на статоре две раздельные трехфазные взаимоиндуктивные разнополюсные обмотки ($p_{\text{д}} \neq p_{\text{п}}$), подключаемые к первичной сети со встречным чередованием фаз; на роторе с контакт-

ными кольцами размещается фазная обмотка совмещенного типа, работающая одновременно в качестве двух обмоток: многофазной короткозамкнутой для двигателя ($p_д$) и трехфазной для преобразователя ($p_п$).

Одномашинное исполнение асинхронного преобразователя частоты с совмещенной обмоткой на роторе позволяет упростить конструкцию и изготовление, значительно снизить расход конструктивных материалов и меди, повысить эксплуатационную надежность*. В нашей стране освоено серийное производство ОПЧ-50/200 Гц мощностью 5 кВт (при $p_д = 1$ и $p_п = 3$). На базе асинхронных машин новой серии АИ с фазным ротором разработаны для серийного выпуска асинхронные ОПЧ-50/200 Гц и ОПЧ-50/300 Гц ($p_д = 1$ и $p_п = 5$) мощностью 5—50 кВт. Такие одномашинные преобразователи частоты хорошо зарекомендовали себя в изготовлении и эксплуатации и должны заменить двухмашинные преобразователи частоты.

49.3. Использование асинхронной машины в режиме трансформатора

Фазорегулятор. При заторможенном роторе асинхронной машины сдвиг между ЭДС $\underline{E}_1$ и $\underline{E}_2$, которые индуктируются в фазах обмоток статора и ротора, определяется электрическим углом β между осями этих фаз, так как обе ЭДС индуктируются общим вращающимся магнитным полем. Изменение угла сдвига β приводит к изменению фазы ЭДС E_2. Такое регулирование фазы ЭДС E_2 используется в фазорегуляторе (рис. 49.3), который представляет собой трехфазную асинхронную машину с контактными кольцами, работающую в режиме трансформатора (см. § 42.1). Обмотка статора присоединяется к сети, обмотка ротора через контактные кольца соединяется с нагрузкой. Если пренебречь активными сопротивлениями и индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток статора и ротора, то $\underline{U}_1 = -\underline{E}_1$, $\underline{U}_2 = \underline{E}_2$, и при идентичности обмоток ($w_1 = w_2$; $k_{о1} = k_{о2}$) $E_1 = E_2$. При повороте ротора комплекс $\underline{U}_2 = E_2$ также поворачивается относительно комплекса $\underline{U}_1 = -E_1$.

Для определения вторичного напряжения на роторе с учетом сопротивлений обмоток нужно воспользоваться уравнениями асинхронной машины (41.10), приняв $s = 1$. При этом в уравнении напря-

* Попов В.И. Электромашинные совмещенные преобразователи частоты. М.: Энергия, 1980.

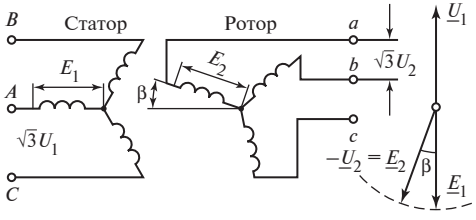


Рис. 49.3. Схема и временна́я диаграмма напряжений фазорегулятора

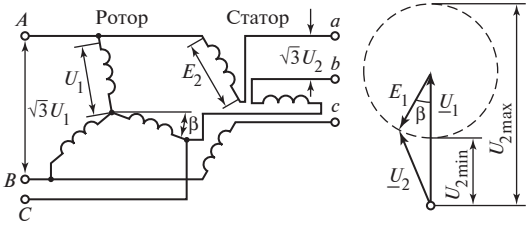


Рис. 49.4. Схема и временна́я диаграмма напряжений трехфазного индукционного регулятора

жений ротора необходимо учесть падение напряжения в приведенном сопротивлении нагрузки $Z'_{\text{н}}$:

$$\underline{E}'_2 = \underline{Z}'_2 \underline{I}'_2 - \underline{U}'_2,$$

где $\underline{U}'_2 = -\underline{Z}'_{\text{н}} \underline{I}'_2$.

На ротор фазорегулятора действует значительный электромагнитный момент, который может быть рассчитан по (42.12). Для преодоления этого электромагнитного момента при повороте ротора в качестве усилителя момента используется червячная передача. Параметры червячной пары выбираются таким образом, чтобы перемещение ротора можно было произвести вручную или с помощью электродвигателя небольшой мощности. Одновременно червяк служит для фиксации ротора в выбранном положении.

Трехфазный индукционный регулятор. Для плавного регулирования напряжения может быть использована трехфазная асинхронная машина в режиме трансформатора (см. § 42.1), если выполнить электрическое соединение обмотки статора с фазной обмоткой заторможенного ротора по схеме автотрансформатора (рис. 49.4). Первичная обмотка, которую обычно располагают на роторе, включается в сеть с фазным напряжением $\underline{U}_1$. Вращающееся магнитное поле, созданное током этой обмотки, наводит в ней ЭДС $\underline{E}_1$ и во вторичной обмотке ЭДС $\underline{E}_2$. Напряжение фазы вторичной обмотки, если пренебречь сопротивлением этой обмотки, равно геометрической сумме напряжения сети $\underline{U}_1$, и ЭДС $\underline{E}_2$: $-\underline{U}_2 = \underline{U}_1 + \underline{E}_2$. Угол

сдвига β между векторами $\underline{U}_1$ и $\underline{E}_2$, а следовательно, и напряжение U_2 зависят от электрического угла взаимного сдвига осей фаз обмоток статора и ротора. При повороте ротора концы векторов $\underline{E}_2$ и $\underline{U}_2$ перемещаются по окружности. Минимальному и максимальному напряжениям U_2 соответствуют углы поворота $\beta = 0$ и $\beta = \pi$:

$$U_{2\min} = U_1 - E_2;\ U_{2\max} = U_1 + E_2.$$

Если не учитывать сопротивления первичной обмотки R_1 и X_1, то $U_1 = E_1$. Соотношение между ЭДС, наведенными в первичной и вторичной обмотках, определяется выражением

$$E_1 / E_2 = w_1 k_{o1} / (w_2 k_{o2}).$$

Первичная обмотка индукционного регулятора может соединяться либо звездой, либо треугольником. Поворот и фиксация ротора осуществляются в индукционном регуляторе таким же образом, как в фазорегуляторе.

Трансформатор с вращающимся полем для преобразования числа фаз или частоты. Асинхронная машина с неподвижным ротором может быть применена, кроме того, для преобразования числа фаз или частоты. В этом случае поворачивать ротор относительно статора не требуется. Поэтому зазор, исключающий механическое соприкосновение ротора и статора, можно не предусматривать и в целях уменьшения намагничивающего тока напрессовать внешний магнитопровод *4* на внутренний *3* (рис. 49.5). Взаимно неподвижные обмотки, первичную *1* и вторичную *2*, для уменьшения рассеяния можно расположить в пазах одного из магнитопроводов (например, внутреннего *3*), а другой магнитопровод (внешний *4*) выполнить без пазов в виде гладкого кольца, которое напрессовывается на внутренний магнитопровод после укладки обмоток. Первичная обмотка *1* трансформатора с вращающимся полем ничем не отличается от обмотки статора асинхронной машины и представляет собой разноименнополюсную обмотку с числом периодов p_1, числом фаз $m_1 = 3$ и числом витков в фазах w_1. Первичная обмотка присоединяется к сети переменного тока с фазным напряже-

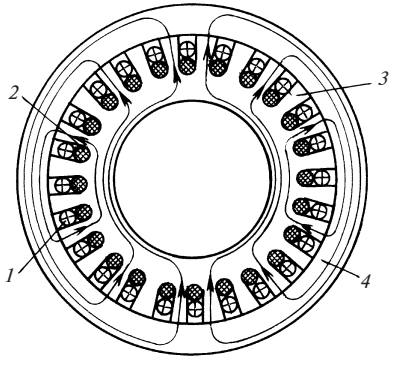


Рис. 49.5. Трансформатор с вращающимся полем

нием U_1 частоты f_1 и образует вращающееся поле с числом периодов p_1, линии которого показаны на рисунке. Это поле вращается с угловой скоростью $\Omega_1 = 2\pi f_1/p_1$. Устройство вторичной обмотки зависит от назначения трансформатора. В *трансформаторе для преобразования числа фаз* вторичная обмотка выполняется на то же число периодов, что и первичная ($p_2 = p_1$), и отличается от нее только числом фаз m_2 и числом витков в фазах w_2. В фазах вторичной обмотки индуктируется симметричная m_2-фазная система ЭДС

$$E_2 = \frac{w_2 k_{o2}}{w_1 k_{o1}} E_1 .$$

Сдвиг между ЭДС $\underline{E}_2$ и $\underline{E}_1$ зависит от взаимного расположения осей фаз в пазах магниторовода. При холостом ходе $\underline{U}_1 = -\underline{E}_1$; $\underline{U}_2 = -\underline{E}_2$. Для определения токов I_1, I_2 и напряжения U_2 при нагрузке нужно поступить таким же образом, как при анализе фазорегулятора.

В *трансформаторе для преобразования частоты* используется эффект искажения синусоидальности распределения индукции вращающегося поля в зазоре вследствие насыщения магнитопровода. Насыщение зубцов в зоне большой МДС приводит к «уплощению» кривой индукции вращающегося поля и к появлению при разложении в ряд Фурье наряду с основной гармонической с числом периодов p_1 ряда высших нечетных гармонических, имеющих числа периодов $3p_1$, $5p_1$, $7p_1$ и т.д. (см. § 39.2). Для усиления этого эффекта трансформатор для преобразования частоты проектируется с сильно насыщенной магнитной системой (с максимальными индукциями в зубцах более 2 Тл) и снабжается вторичной обмоткой, рассчитанной на восприятие одной из высших гармонических вращающегося поля, обычно третьей.

В последнем случае трансформатор позволяет получить утроение частоты. Такой трансформатор выполняется с трехфазной обмоткой ($m_1 = 3$), которая образует p_1-периодное «уплощенное» поле, вращающееся с угловой скоростью $\Omega_1 = 2\pi f_1/p_1$. Так как форма поля при перемещении не изменяется, все его гармонические составляющие вращаются с той же угловой скоростью Ω_1. Для получения напряжения утроенной частоты вторичная обмотка должна быть сделана однофазной ($m_2 = 1$) и иметь число периодов $p_2 = 3p_1$. В такой обмотке будет индуктироваться в основном только третья гармоническая ЭДС «уплощенного» поля с числом периодов $3p_1$, по отношению к которой

вторичная обмотка обладает обмоточным коэффициентом, близким к единице. Частота этой ЭДС

$$f_2 = p_2\Omega_1/(2\pi) = 3f_1$$

получается утроенной по сравнению с частотой первичной обмотки.

Потокосцепление вторичной обмотки с основной гармонической индукции, а также с высшими гармоническими индукции $5p_1$, $7p_1$, $11p_1$ и т.д., порядок которых не кратен трем, оказывается равным нулю, и эти гармонические не индуктируют ЭДС во вторичной обмотке.

В целях предотвращения появления ЭДС и токов тройной частоты в первичной обмотке эта обмотка выполняется с укорочением шага на 1/3 полюсного деления. При этом ее обмоточной коэффициент по отношению к полю с числом периодов $p_2 = 3p_1$ обращается в нуль.

49.4. Асинхронный двигатель с массивным ротором

Ротор этого двигателя представляет собой сплошной ферромагнитный цилиндр (рис. 49.6). Такой ротор играет одновременно роли магнитопровода и токопровода. Вращающееся магнитное поле проникает на определенную глубину в тело ротора и индуктирует в нем вихревые токи. Эти токи при взаимодействии с магнитным полем образуют электромагнитный момент. Вследствие сильно выраженного поверхностного эффекта вихревые токи протекают в сравнительно тонком слое на глубине проникновения электромагнитного поля в тело ротора. Эквивалентная глубина проникновения зависит от частоты перемагничивания ротора. Для двигателя, рассчитанного на частоту 50 Гц, эквивалентная глубина проникновения при пуске ($s = 1$) составляет только 1—3 мм, в рабочем режиме при $s = 0{,}05$ — примерно 5—15 мм. Вообще в линейном приближении глубина проникновения изменяется обратно пропорционально $\sqrt{s}$. Это приводит к соответствующему изменению сечения слоя, по которому протекают вихревые токи, активного сопротивления массивного ротора, $R'_2 \approx R'_{20}\sqrt{s}$, где R'_{20} — приведенное активное сопротивление при $s = 1$, и его индуктивного сопротивления рассеяния X'_2.

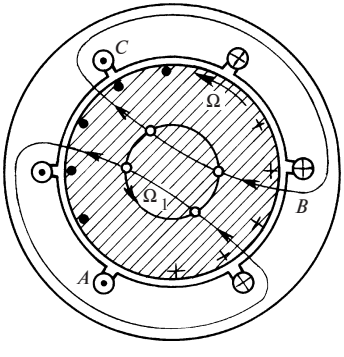


Рис. 49.6. Асинхронный двигатель с массивным ротором

В результате такого проявления поверхностного эффекта пусковой

момент в двигателе с массивным ротором достаточно велик ($M_п / M_{ном} = 1,5 \div 2$), и он уступает двигателю с короткозамкнутой обмоткой на роторе только по своим рабочим свойствам — КПД и коэффициенту мощности. Объясняется это тем, что в номинальном режиме при скольжении $s = 0,1 \div 0,5$ глубина проникновения тока и потока в тело ротора еще достаточно мала, а электрическое сопротивление для тока и магнитное сопротивление для потока велики, вследствие чего двигатель имеет большие электрические потери в роторе и большой намагничивающий ток.

Для улучшения рабочих характеристик иногда прикрепляют с двух сторон к торцевым поверхностям цилиндрического ротора медные короткозамыкающие кольца. Медные кольца имеют значительно меньшее удельное электрическое сопротивление, чем стальное тело ротора, и выполняют ту же роль, что и торцевые короткозамыкающие кольца беличьей клетки. В результате активное сопротивление массивного ротора уменьшается за счет увеличения электрической проводимости торцевых частей. С этой же целью в микродвигателях прибегают к покрытию внешней поверхности массивного ротора тонким слоем меди толщиной 0,1—0,3 мм. Кроме того, можно добиться улучшения рабочих характеристик подбором такого материала для массивного ротора, который обладал бы оптимальными электрической и магнитной проводимостями. В этом направлении в последнее время достигнуты определенные успехи. Получены сплавы, обладающие большей электрической проводимостью и меньшей магнитной проницаемостью, чем у стали, при применении которых глубина проникновения поля существенно возрастает и технические показатели улучшаются.

Применение массивного ротора, обладающего большой механической прочностью, позволяет построить асинхронные двигатели на весьма высокие частоты вращения (10 000—100 000 об/мин и более). Такие двигатели предназначаются для питания от источников повышенной частоты (400—1500 Гц и более) и находят применение в специальных электроприводах, например гироскопических устройствах.

Несмотря на технологичность конструкции двигателей с массивным ротором, в общепромышленном электроприводе они пока не применяются. Это связано исключительно с их недостаточно высокими энергетическими показателями в рабочих режимах.

Интересной разновидностью рассматриваемого двигателя является *двигатель с полым магнитным ротором*. В этом двигателе в целях уменьшения массы и момента инерции ротор выполняется в виде полого сплошного ферромагнитного цилиндра. Толщина его стенок может быть выбрана равной глубине проникновения в рабочих режимах. При частотах 400—1000 Гц она составляет 0,3—0,5 мм и 1—3 мм при 50 Гц.

Поскольку магнитный поток замыкается по стенкам полого магнитного ротора, в двигателе с таким ротором нет необходимости во внутреннем статоре. Этим он выгодно отличается от двигателя с полым немагнитным ротором (см. следующий параграф). Однако из-за довольно низких КПД и cos φ, а также других недостатков двигатели с полым магнитным ротором имеют ограниченное распространение.

49.5. Асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором

Ротор этого двигателя (рис. 49.7) представляет собой полый тонкостенный цилиндр *3*, изготовленный из проводящего немагнитного материала, обычно сплавов алюминия. Полый ротор вращается в зазоре между магнитопроводами внешнего *1*, и внутреннего *2* статоров, на одном из которых (в данном случае внешнем) имеется однофазная или многофазная обмотка. Электромагнитный момент, действующий на ротор, образуется в результате взаимодействия вращающегося поля с индуктированными в роторе вихревыми токами.

Двигатель с полым немагнитным ротором применяется как исполнительный двигатель в различных автоматических устройствах. Широкому распространению двигателей способствует их чрезвычайно ценное свойство — малый момент инерции ротора. Выпускаются двигатели мощностью от десятых долей ватта до нескольких сотен ватт как на промышленную частоту 50 Гц, так и на повышенные частоты (200, 400, 500 и 1000 Гц).

В нашей стране двигатели с полым ротором выпускаются в виде серий АДП, ДИД и ЭМ. Двигатели имеют диапазон синхронных частот вращения от 1500 до 30 000 об/мин при питании от сети промышленной частоты 50 Гц или повышенной частоты (200, 400, 1000 Гц). В отличие от двигателя с массивным ферромагнитным ротором толщина стенок полого немагнитного ротора во много раз меньше глубины проникновения даже при пуске двигателя. Поэтому вихревые токи при любых скольжениях распределяются по толщине стенок ротора практически равномерно, и его приведенное активное сопротивление R_2' не зависит от скольжения. Кроме того, индуктивное сопротивление рассеяния полого ротора X_2' исключительно мало, и при расчете двигателя им можно пренебречь. Эти особенности параметров полого ротора также спо-

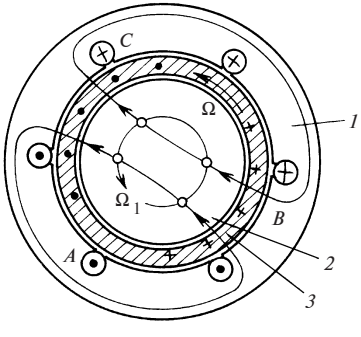


Рис. 49.7. Асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором

собствуют его применению в качестве исполнительных двигателей. Приведенное активное сопротивление полого ротора R_2' легко рассчитать, если пренебречь сопротивлением его торцевых частей и представить его состоящим из Z_2 элементарных стержней. Активное сопротивление каждого из таких стержней $R_c = \rho l/(t_{Z2}\Delta)$, где l — длина ротора, Δ — толщина стенок ротора, $t_{Z2} = 2\pi R/Z_2$ — протяженность элементарного стержня в тангенциальном направлении. Тогда, используя (40.22) и (41.8) с учетом примечания, найдем:

$$R_2' = 2\rho l m_1 (w_1 k_{o1})^2 / (\pi R \Delta),$$

где R — радиус полого ротора; m_1, w_1, k_{o1} — числа фаз, витков и обмоточный коэффициент обмотки статора.

Несмотря на то что толщина стенок полого ротора выбирается минимально возможной (от 0,1 до 1 мм), немагнитный промежуток между внешним и внутренним статором получается все же довольно большим (от 0,4 до 1,5 мм). Поэтому намагничивающий ток в двигателях этого типа заметно больше, чем в короткозамкнутых, и достигает $(0{,}8—0{,}9)I_{ном}$. Это приводит к снижению коэффициента мощности ($\cos\varphi_{ном} = 0{,}2 \div 0{,}4$), увеличению электрических потерь в первичной обмотке и уменьшению КПД до 0,2—0,4 (в номинальном режиме).

49.6. Электромагнитные индукционные насосы

Электромагнитные индукционные насосы для жидких металлов являются одной из разновидностей магнитогидродинамических машин переменного тока. В этих насосах подвижной частью является жидкий металл. Для приведения его в движение используется бегущее или вращающееся магнитное поле, образованное трехфазной обмоткой переменного тока. В зависимости от формы канала, в котором перемещается металл в магнитном поле, электромагнитные индукционные насосы подразделяются на винтовые и линейные.

Винтовой индукционный насос (рис. 49.8) напоминает по своему устройству двигатель с полым ротором. Он также имеет два статора: внешний *1* и внутренний *2*. В пазах магнитопровода внешнего статора размещается трехфазная обмотка, питающаяся от сети (иногда трехфазная обмотка размещается и на внешнем, и на внутреннем статорах). В зазоре между статорами располагается плоская труба из немагнитной стали *4*, по которой протекает жидкий металл *3*.

На рисунке показана конструкция, в которой труба с жидким металлом делает один виток вокруг внутреннего статора и имеет сечение Δl, где Δ — толщина слоя металла в радиальном направлении,

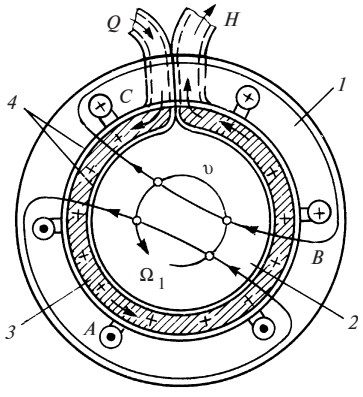


Рис. 49.8. Винтовой индукционный насос

l — длина магнитопровода и внутренней полости трубы, заполненной жидким металлом в осевом направлении. В общем случае труба с жидким металлом несколько раз винтообразно обвивается вокруг статора.

При протекании токов по статорной обмотке образуется вращающееся поле, индуктирующее вихревые токи в жидком проводящем металле *3*. За счет взаимодействия вихревых токов с полем создаются электромагнитные силы, заставляющие жидкий металл продвигаться с линейной скоростью υ в сторону вращения поля.

Процессы преобразования энергии в винтовом одновитковом электромагнитном насосе описываются с помощью уравнений и схемы замещения асинхронного двигателя с полым немагнитным ротором, в которых индуктивное сопротивление рассеяния «ротора» равно нулю (см. ранее). В этом случае электромагнитная мощность, передаваемая от статора жидкому металлу, по (40.32) определяется

$$P_{\text{эм}} = m_1 E_1 I_2' = ps\upsilon_1^2 B_m^2 l\tau\Delta/\rho,$$

где $E_1 = 2\sqrt{2} f_1 w_1 k_{\text{о}1} \tau l B_m$ — ЭДС взаимной индукции в обмотке статора; $I_2' = E_1 s / R_2'$ — приведенный ток жидкого металла; R_2' — приведенное активное сопротивление жидкого металла (рассчитывается так же, как для полого ротора, см. ранее); p — число периодов поля; $\upsilon_1 = 2\tau f_1 = R\Omega_1$ — линейная скорость перемещения поля; τ — полюсное деление; ρ — электрическое удельное сопротивление жидкого металла; B_m — амплитуда индукции магнитного поля; $s = (\upsilon_1 - \upsilon)/\upsilon_1$ — скольжение жидкого металла по отношению к полю.

На жидкий металл действует электромагнитная сила

$$N = M/R = P_{\text{эм}}/\Omega_1 R = P_{\text{эм}}/\upsilon_1 = ps\upsilon_1 B_m^2 \tau l\Delta/p,$$

и насос развивает давление

$$H = N/l\Delta = ps\upsilon_1 B_m^2 \tau/\rho.$$

Механическая мощность насоса

$$P_{\text{мех}} = Nv = \frac{N}{l\Delta}(vl\Delta) = HQ,$$

где $Q = vl\Delta$ — объемный расход насоса.

Если труба охватывает внутренний статор n раз, то напор H увеличивается во столько же раз, а расход во столько же раз уменьшается.

Плоский линейный индукционный насос (рис. 49.9) напоминает по своему устройству линейную асинхронную машину (см. § 49.7). Он состоит из двух плоских статоров — индукторов. В пазах индукторов *1* располагаются трехфазные многополюсные обмотки *2*. В зазоре между индукторами размещается плоская труба *4* (канал) прямоугольного сечения, внутреннюю полость которой заполняет жидкий металл *3*. В результате взаимодействия бегущего поля индукторов с вихревыми токами, индуктированными в жидком металле, возникают электромагнитные силы. В результате сложения электромагнитных сил, действующих на частицы металла, развивается давление и жидкий металл перемещается в направлении движения поля с некоторым скольжением.

В цилиндрическом линейном индукционном насосе (рис. 49.10) электромагнитные силы, действующие на жидкий металл, также создаются бегущим полем. Но в таком насосе канал *4* с жидким металлом *3* имеет кольцевое сечение. Внутри канала расположен сердечник *2* без обмотки, снаружи — индуктор *1*, охватывающий канал. В кольцевых пазах индуктора располагаются катушки трехфазной обмотки *5*.

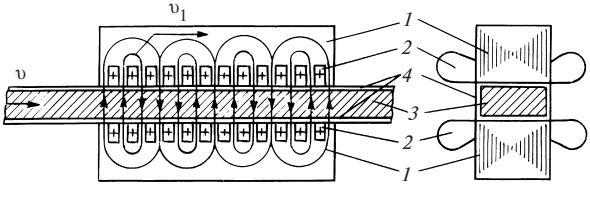


Рис. 49.9. Плоский линейный индукционный насос

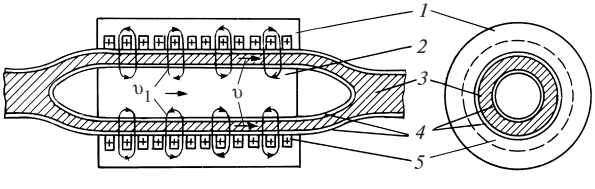


Рис. 49.10. Цилиндрический линейный индукционный насос

Индукционные насосы используются для транспортирования металлов в расплавленном состоянии. Наиболее важной областью их применения являются установки с ядерными реакторами на быстрых нейтронах, где с их помощью осуществляется циркуляция жидкометаллических теплоносителей (натрия, калия и их сплавов), отводящих тепло от реакторов.

49.7. Линейные и дуговые асинхронные двигатели

Устройство линейного (*а*) и дугового (*б*) асинхронных двигателей показано на рис. 49.11. Магнитопровод статора *1* линейного двигателя имеет форму параллелепипеда, дугового двигателя — дугового сектора. Разноименнополюсная трехфазная первичная обмотка *2* размещается в линейном двигателе в пазах на одной из граней параллелепипеда, в дуговом двигателе — в пазах на внутренней (или внешней) цилиндрической поверхности дугового сектора. Подвижная часть в линейном двигателе перемещается поступательно. Ее магнитопровод *4*, как и магнитопровод статора, имеет форму параллелепипеда (рис. 49.11, *а*). В пазах на поверхности подвижного магнитопровода, обращенной к статору, размещается короткозамкнутая обмотка *3*. Подвижная часть в дуговом двигателе вращается. Она называется, как и в обычном двигателе, ротором. Ротор *4* имеет форму полого цилиндра (рис. 49.11, *б*). В пазах на его наружной цилиндри-

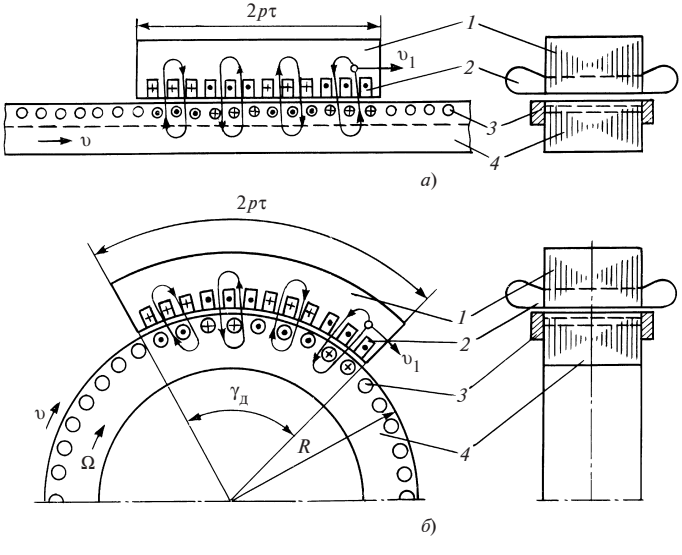


Рис. 49.11. Линейный (*а*) и дуговой (*б*) асинхронные двигатели

ческой поверхности размещается короткозамкнутая обмотка *3*. Как в линейном, так и в дуговом двигателе подвижная часть может быть выполнена массивной из магнитного материала. Причем в этом случае отпадает необходимость в короткозамкнутой обмотке, а иногда в качестве ротора удается использовать цилиндрические массивные детали рабочей машины.

Рабочие свойства двигателей в зависимости от исполнения подвижной части аналогичны свойствам двигателя либо с короткозамкнутым ротором, либо с массивным ротором (см. § 49.4). Однако энергетические показатели линейных и дуговых двигателей хуже, чем у машин с кольцевым статором. Объясняется это тем, что в этих двигателях возникают краевые эффекты, так как их статоры не замкнуты в кольцо.

Скольжение линейных и дуговых двигателей определяется как отношение линейной скорости скольжения $v_1 - v$ к синхронной линейной скорости бегущего поля $v_1 = 2\tau f_1$. В номинальном режиме линейная скорость перемещения подвижной части v близка к v_1 и скольжение $s = (v_1 - v)/v$ так же мало, как в обычных асинхронных машинах.

Линейные асинхронные машины можно использовать для получения возвратно-поступательного движения за счет периодического изменения чередования фаз обмотки статора, например, в металлообрабатывающих станках. В этом случае длина подвижной части должна быть больше длины неподвижной на требуемое перемещение. Однако из-за существенного увеличения массы перемещающейся детали станка за счет массы подвижной части двигателя, а также энергии, бесполезно теряемой в каждом цикле ускорения и торможения, такие линейные двигатели заметного распространения не получили. Более перспективно использование линейных двигателей в электрической тяге, в особенности для высокоскоростного транспорта. На рис. 49.12 показана возможная схема применения линейного асинхронного двигателя на электровозе. Магнитопровод статора *1* вместе с многофазной обмоткой *2* укреплен на электровозе и присоединен к сети переменного тока. Образуется бегущее поле, взаимодействующее с массивным ферромагнитным телом — рельсом *3* и стремящееся увлечь его за собой. Но так как рельс неподвижно закреплен, приходит в движение со скоростью v статор вместе с электровозом. Дуговые машины применяются в тех случаях, когда

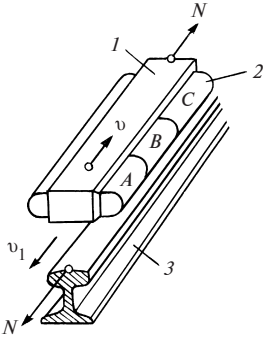


Рис. 49.12. Тяговый линейный двигатель

ротор требуется привести во вращение со сравнительно небольшой угловой скоростью. Действительно, статор дуговой машины, имеющий число периодов p и занимающий дугу с центральным углом $\gamma_д$ (рис. 49.11, *б*), создает на радиусе R поле, вращающееся с линейной скоростью

$$v_1 = 2\pi f_1 = \frac{\gamma_д R f_1}{p},$$

где $\tau = \gamma_д R/(2p)$ — ее полюсное деление.

При этом синхронная угловая скорость ротора $\Omega_1 = v_1/R = \gamma_д f_1/p$ оказывается в $2\pi/\gamma_д$ раз меньшей, чем при кольцевом статоре с тем же числом периодов.

Применение дугового двигателя особенно выгодно при использовании в качестве ротора массивного ферромагнитного цилиндра, являющегося частью машины, потребляющей механическую энергию.

Глава пятидесятая

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ МАЛОЙ МОЩНОСТИ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

50.1. Асинхронные управляемые двигатели и тахогенераторы

Асинхронные управляемые двигатели. Управляемые двухфазные асинхронные двигатели малой мощности широко применяются в точных приборных и следящих системах, в счетно-решающих устройствах. Они используются и в качестве исполнительных двигателей (ИД) автоматических устройств промышленного назначения малой мощности. Назначение ИД — преобразование электрического сигнала (чаще всего напряжения управления) в механическое перемещение вала.

Асинхронные исполнительные двигатели выполняются мощностью от сотых долей ватта до нескольких сотен ватт как для стандартной (50 Гц), так и для повышенных (200, 400, 500 и 1000 Гц) частот при синхронной скорости вращения от 1500 до 30 000 об/мин (от 157 до 3141 рад/с). Статор двухфазный. Ротор асинхронного ИД может иметь следующие конструктивные модификации:

полый немагнитный (с внутренним статором из листовой электротехнической стали);

обычный с обмоткой типа «беличья клетка»;

полый или сплошной ферромагнитный с немагнитным покрытием или без него.

Первый тип двигателя обеспечивает требуемые характеристики при высоком быстродействии, достигаемом за счет пониженного момента инерции ротора. Полый немагнитный ротор, по существу, представляет собой сплошную вторичную обмотку, механически отделенную от вторичного ферромагнитного сердечника, который служит для уменьшения сопротивления магнитной цепи двигателя. Выполняется обычно из алюминия и его сплавов. К числу других достоинств двигателей с полым немагнитным ротором относятся также высокая чувствительность (работа от малого сигнала), плавный и бесшумный ход из-за отсутствия зубцов ротора.

Отличительные особенности двигателя с полым немагнитным ротором рассмотрены в § 49.5. Важно также отметить, что в этом двига-

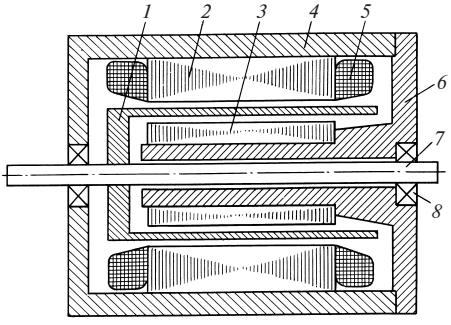


Рис. 50.1. Конструктивная схема асинхронного управляемого двигателя с полым ротором

теле отсутствуют добавочные синхронные и реактивные моменты. К числу его основных достоинств относится малый момент инерции ротора. Конструктивная схема исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором представлена на рис. 50.1. Полый ротор *1* двигателя вращается в зазоре между внешним *2* и внутренним *3* магнитопроводами статора. В пазах внешнего магнитопровода, запрессованного в корпус *4*, размещаются обмотки управления и возбуждения *5*. Внутренний магнитопровод укрепляется на консоли крышки *6*. Вал *7*, несущий полый ротор, опирается на подшипник *8*.

Главный недостаток ИД с полым ротором — большой немагнитный зазор, складывающийся из двух воздушных зазоров и толщины самого ротора (0,1—0,8 мм). Возрастают намагничивающий ток и реактивная мощность, расходуемые на создание магнитного поля, уменьшаются cosφ и КПД.

Для полезных мощностей от долей до нескольких ватт наилучшие массогабаритные и динамические показатели имеют двигатели с обычным короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка».

Исполнительные асинхронные двигатели с обмоткой на роторе типа «беличьей клетки» по сравнению с обычными асинхронными двигателями имеют следующие особенности:

малый диаметр и большая длина ротора, $l/D \approx 1{,}5 \div 2$ (это позволяет получить приемлемый момент инерции);

минимально возможный зазор между статором и ротором 30—50 мкм (в целях уменьшения намагничивающего тока);

большое для машин малой мощности число периодов поля $p = 2 \div 4$ (для увеличения быстродействия);

скос на одно зубцовое деление (в целях уменьшения добавочных моментов, § 42.5).

Кроме того, в этих двигателях для обеспечения интенсивного торможения при отключении управляющего сигнала иногда применяются встроенные электромагнитные демпферы. Наиболее просто устроен демпфер, в котором демпфирующий момент образуется при вращении дополнительного полого ротора из алюминиевого сплава в поле постоянных магнитов.

Двигатели с полым ферромагнитным ротором уступают по ряду показателей управляемым двигателям с короткозамкнутым и с полым немагнитным ротором. Это, естественно, ограничивает их применение.

В некоторых автоматических устройствах требуются управляемые двигатели, ротор которых не вращается, а поворачивается на небольшой угол, пропорциональный моменту двигателя и напряжению обмотки управления. Управляемые двигатели, предназначенные для работы в таком специфическом режиме, называются *моментными*.

Двухфазные асинхронные ИД применяются в маломощной (приборной) автоматике. Для привода промышленных механизмов большей мощности (силовая автоматика) — до десятков тысяч киловатт — используются управляемые двигатели других конструкций и принципов регулирования скорости. В настоящее время в связи с развитием полупроводниковой техники наибольшее применение получают способы регулирования скорости, основанные на использовании управляемых полупроводниковых преобразователей. В электроприводе переменного тока чаще других применяются:

система «преобразователь частоты — двигатель», в преобразовательном устройстве которой применяется регулируемый преобразователь частоты (§ 45.4, п. 1);

управление по схеме вентильного двигателя, представляющего собой двигатель постоянного тока, у которого механический коллектор заменен полупроводниковым коммутатором (управляемым инвертором); регулирование скорости обычно осуществляется за счет регулирования напряжения на входе инвертора (см. гл. 67).

Требования, предъявляемые к ИД. Характер требований, предъявляемых к ИД, определяется спецификой их работы в системах автоматики. Обычные требования, предъявляемые к двигателям вообще (прежде всего высокие энергетические показатели: КПД, $\cos\varphi$), смещаются у ИД на второй план.

Основные требования, предъявляемые к ИД:

отсутствие самохода (самоторможение двигателя при снятии сигнала управления);

устойчивость работы во всем диапазоне скоростей;

максимально возможная линейность механических и регулировочных характеристик;

большой пусковой момент;

высокое быстродействие, определяемое временем разгона двигателя до соответствующей данному сигналу скорости; быстродейст-

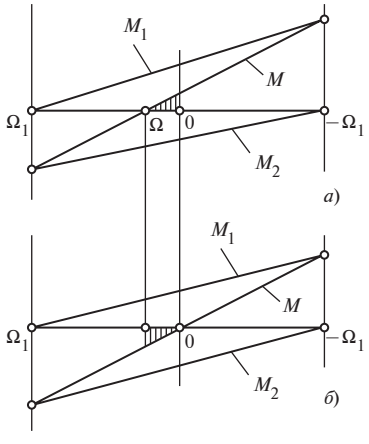


Рис. 50.2. Зависимость вращающего момента исполнительного двигателя от угловой скорости:
а — при $U_у \neq 0$; *б* — при $U_у = 0$

вие увеличивается с увеличением пускового момента и уменьшением момента инерции;

широкий диапазон регулирования скорости вращения;

малое напряжение трогания;

надежность в работе.

Для удовлетворения этих требований активное сопротивление ротора двигателя выбирается таким, чтобы критическое скольжение $s_m = R_2' / X_к = 3 \div 4$. При этом механическая характеристика в режиме двигателя получается практически линейной и обеспечивает отсутствие самохода. В последнем нетрудно убедиться, сравнив направления вращающихся моментов при напряжении управления $U_у \neq 0$ и $U_у = 0$.

При напряжении $U_у \neq 0$ (рис. 50.2, *а*) вращающий момент M_1, обусловленный системой напряжений прямой последовательности U_1, при $\Omega = 0$ больше момента M_2, обусловленного системой напряжений обратной последовательности $U_2 < U_1$. Момент $M_1 > M_2$, и под действием результирующего момента $M = M_1 - M_2 > 0$ ротор двигателя приходит во вращение в прямом направлении со скоростью $\Omega > 0$. При отключении напряжения управления, т.е. при напряжении $U_у = 0$, когда напряжения U_1 и U_2 одинаковы (рис. 50.2, *б*), моменты M_1 и M_2 при $\Omega = 0$ уравновешивают друг друга, а при $\Omega > 0$ под действием отрицательного момента $M = M_1 - M_2 < 0$ ротор двигателя останавливается.

Двигатель, спроектированный в соответствии с такими требованиями, имеет ухудшенные энергетические характеристики — КПД и коэффициент мощности. Однако с этим приходится мириться.

В асинхронных ИД используется *принцип регулирования скорости*, который практически больше нигде не используется. Он заключается в изменении степени эллиптичности поля статора и соответствующем изменении соотношения между двигательным и тормозным режимами, одновременно возникающими в машине при эллиптическом поле.

Эллиптическое поле можно представить в виде наложения двух неодинаковых круговых полей, вращающихся в разные стороны с одной

и той же скоростью, определяемой частотой питающих напряжений. По отношению к прямому полю (вращающемуся в ту же сторону, что и ротор) машина работает в двигательном режиме, по отношению к обратному — в тормозном. Работа двигателя при наличии обратного поля сопровождается большими дополнительными потерями. Поэтому используемый в АИД способ регулирования скорости неэкономичен и не может быть рекомендован для двигателей большой мощности.

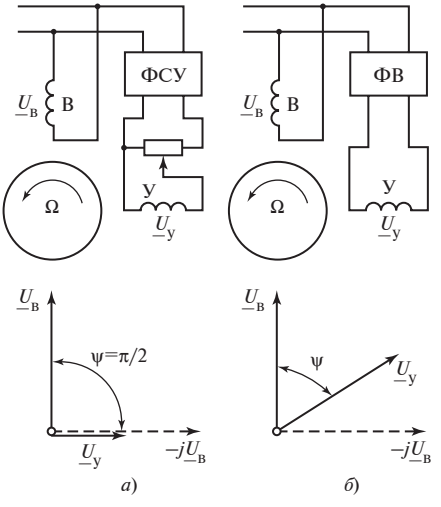


Рис. 50.3. Принципиальные схемы асинхронных исполнительных двигателей при амплитудном (*а*) и фазовом (*б*) управлении

Степень эллиптичности поля изменяется при изменении значения и фазы напряжения управления (при данном напряжении возбуждения). Система напряжений, обеспечивающая создание двух потоков $\Phi_в$ и $\Phi_у$, равных по значению и пульсирующих во времени со сдвигом $\pi/2$, создает круговое поле и максимальную скорость вращения ротора. При этом $k\underline{U}_у = -j\underline{U}_в$, $k = w_в/w_у$.

В зависимости от способов изменения степени эллиптичности поля возможны различные **способы управления**:

амплитудное управление, когда напряжение управления, оставаясь смещенным по отношению к напряжению возбуждения на $\pi/2$ (при помощи фазосмещающего устройства ФСУ, рис. 50.3, *а*), меняется по значению (амплитуде); параметром управления можно считать эффективный коэффициент сигнала $\alpha_e = kU_у/U_в$:

$$k\underline{U}_у = -j\alpha_e\underline{U}_в .$$

При $\alpha_e = 1$ поле круговое, при данном $M_с$ скорость ротора $\Omega = \Omega_{max}$; при $0 < \alpha_e < 1$ поле эллиптическое, $0 < \Omega < \Omega_{max}$; при $\alpha_e = 0$ ($U_у = 0$) поле пульсирующее, $\Omega = 0$;

фазовое управление, при котором модуль напряжения $U_у$ остается постоянным ($\alpha_e = 1$), меняется его фаза β:

$$k\underline{U}_у = \underline{U}_в e^{-j\beta} .$$

Изменение фазы напряжения осуществляется при помощи фазовращающего устройства ФВ, рис. 50.3, *б*.

Параметром управления можно считать $\sin\beta$, который характеризует степень эллиптичности поля статора: при $\sin\beta = 1$ поле круговое, при $\sin\beta = 0$ — пульсирующее; промежуточные значения $\sin\beta$ соответствуют эллиптическим полям с соответствующими степенями эллиптичности;

при *амплитудно-фазовом управлении* могут одновременно изменяться значение и фаза напряжения управления. В частности, к этому способу сводится случай конденсаторного ИД, где в цепь обмотки возбуждения включен конденсатор. Эта схема позволяет реализовать наиболее простое амплитудное управление; внутренние же процессы в двигателе соответствуют амплитудно-фазовому управлению, так как при изменении значения напряжения управления, приводящем к изменению режима работы двигателя (скорости, токов в обеих фазах), меняются одновременно значения и фаза напряжения непосредственно на обмотке возбуждения, за конденсатором. Конденсаторная схема, обладая рядом достоинств, получила наибольшее распространение.

Асинхронные тахогенераторы. В качестве асинхронного тахогенератора может использоваться асинхронный управляемый двигатель с полым немагнитным ротором, если его вал сопрячь с машиной, частота вращения которой измеряется. Принципиальная схема тахогенератора показана на рис. 50.4. Обмотка возбуждения В тахогенератора (так же как в управляемом двигателе) включается в сеть с напряжением $U_в$ и частотой f. Форма напряжения должна быть возможно более синусоидальной, его амплитуда и частота стабилизированы. Под действием напряжения $U_в$ в обмотке В появляется ток и создается пульсирующий с частотой f магнитный поток $\Phi_в$, в образовании которого принимают участие индуктированные в роторе токи трансформации. Поскольку ЭДС и токи трансформации в роторе не зависят от частоты вращения, поток $\Phi_в$ остается одним и тем же при любой частоте вращения. С сигнальной обмоткой С, поток $\Phi_в$ не сцепляется, так как эта обмотка сдвинута относительно оси потока на электрический угол $\pi/2$. Поэтому при неподвижном роторе, когда $\Omega = 0$ и в роторе, кроме токов трансформации, никакие иные токи не индуктируются, напряжение сигнальной обмотки $U_с = 0$.

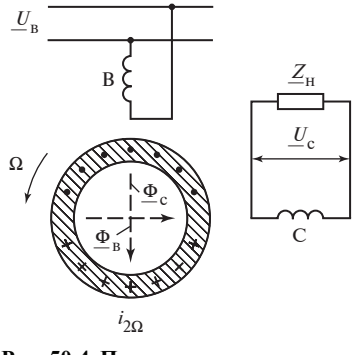


Рис. 50.4. Принципиальная схема асинхронного тахогенератора

При вращении ротора с угловой скоростью Ω в нем индуктируются кроме трансформаторной ЭДС еще и ЭДС вращения, пропорциональные Ω, под действием которых в полом роторе возникают токи вращения $i_{2\Omega}$, показанные на рисунке. Амплитуды этих токов, а также амплитуда образуемого ими потока Φ_{cm} при ненасыщенной магнитной цепи также пропорциональны Ω. Поток Φ_c пульсирует с частотой напряжения возбуждения f и индуктирует в сигнальной обмотке ЭДС, действующее значение которой E_c также пропорционально Ω. К сигнальной обмотке присоединяется измерительный прибор или элемент системы автоматического регулирования. При этом их сопротивление $Z_и$ выбирается настолько большим, что ток в сигнальной обмотке не создает заметного падения напряжения и $U_c \approx E_c$. Таким образом, в асинхронных тахогенераторах изменяется только действующее значение ЭДС E_c, а частота ЭДС остается постоянной. Из-за этой особенности асинхронные тахогенераторы применяются много чаще синхронных, в которых изменяются и действующее значение, и частота ЭДС сигнальной обмотки.

50.2. Вращающиеся трансформаторы

Вращающиеся (поворотные) трансформаторы (ВТ) применяются в различных автоматических и вычислительных устройствах для преобразования угла поворота в переменное напряжение, амплитуда которого изменяется по заданному закону в функции от угла.

Наибольшее распространение получили двухполюсные и многополюсные вращающиеся трансформаторы с двумя обмотками на статоре, смещенными на электрический угол $\pi/2$, и такими же обмотками на роторе. Вращающиеся трансформаторы этого типа имеют конструкцию, подобную асинхронному двигателю с двухфазными обмотками на роторе и статоре. Для подведения напряжения к обмоткам ротора используются щетки и контактные кольца, а при ограниченном угле поворота также гибкие проводники. В «бесконтактных» вращающихся трансформаторах обмотки ротора питаются с помощью двух промежуточных кольцевых трансформаторов (КТ), показанных на рис. 50.5.

Для выполнения вращающимся трансформатором своих функций взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора должна меняться в зависимости от электрического угла поворота α по синусоидальному или косинусоидальному закону. Чтобы добиться высокой точности в воспроизведении функций $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$, стремятся получить форму магнитных полей обмоток возможно более близкой к синусоидальной. С этой целью применяют так называемые синусные

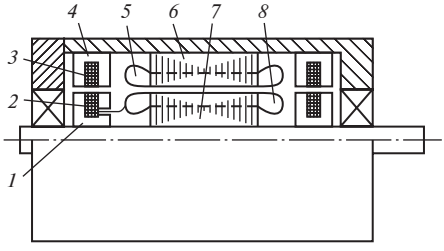


Рис. 50.5. «Бесконтактный» вращающийся трансформатор:

1 — вращающийся магнитопровод КТ; *2* — вращающаяся обмотка КТ; *3* — неподвижная обмотка КТ; *4* — неподвижный магнитопровод КТ; *5* — обмотка статора ВТ; *6* — магнитопровод статора ВТ; *7* — магнитопровод ротора ВТ; *8* — обмотка ротора ВТ

обмотки, в которых числа витков в пазах изменяются соответствующим образом. Кроме того, для получения однородных магнитных свойств прибегают к веерной сборке листов магнитопроводов, смещая каждый следующий слой по отношению к предыдущему на одно или несколько зубцовых делений. Для уменьшения ЭДС, индуктированных высшими гармоническими поля, делают скос пазов ротора на одно зубцовое деление. Большое внимание обращают также на уменьшение погрешностей, связанных с неточностью изготовления: эксцентриситетом поверхностей статора и ротора, обращенных к зазору, асимметрией магнитопровода, неточностью скоса паза. Благодаря всем этим мерам максимальная погрешность воспроизведения функций $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$ в ВТ высокого класса точности не превышает 0,01—0,02 %.

В многополюсных ВТ период изменения выходного напряжения соответствует повороту ротора на угол $2\pi/p$ и на один оборот ротора приходится p периодов изменения напряжения. Поэтому погрешность воспроизведения выходного напряжения, отнесенная к геометрическому углу поворота ротора, уменьшается в p раз по сравнению с погрешностью, отнесенной к электрическому углу. В многополюсных ВТ высокой точности число периодов p достигает 60—120. Обмотки в таких ВТ выполняются сосредоточенными. Для повышения точности воспроизведения функций $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$ выбирается оптимальная ширина зубцов и применяется скос пазов на одно зубцовое деление. Схемы включения и питания обмоток ВТ зависят от выполняемых им функций.

Синусно-косинусный ВТ (рис. 50.6) предназначается для преобразования угла поворота α в два переменных напряжения U_a и U_b, амплитуды которых пропорциональны соответственно $\cos\alpha$ и $\sin\alpha$. Обмотка статора f является обмоткой возбуждения. Она питается от сети переменного тока со стабилизированным напряжением. Пульсирующее магнитное поле, образуемое этой обмоткой, индуктирует в обмотке ротора a ЭДС E_a, пропорциональную $\cos\alpha$, и в обмотке рото-

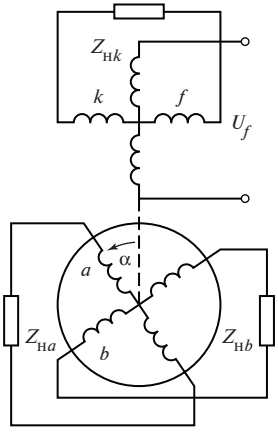


Рис. 50.6. Схема синусно-косинусного ВТ

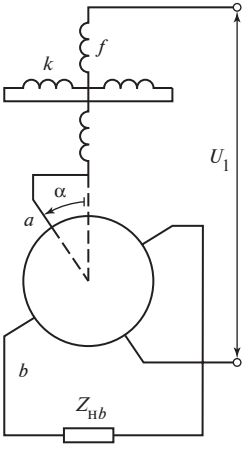


Рис. 50.7 Схема линейного ВТ

ра b ЭДС E_b, пропорциональную $\sin\alpha$. При подключении к обмоткам ротора нагрузки в виде сопротивлений $Z_{нa}$ и $Z_{нb}$ в них появляются токи и образуется вторичное магнитное поле. Во избежание искажения вторичным полем косинусной или синусной зависимости ЭДС E_a и E_b от угла α прибегают к так называемым вторичному и первичному симметрированиям поворотного трансформатора.

Для осуществления вторичного симметрирования выбирают одинаковые сопротивления нагрузок обмоток ротора $Z_{нa} = Z_{нb}$. Первичное симметрирование производится путем замыкания квадратурной обмотки статора k на сопротивление $Z_{нk}$, равное по значению внутреннему сопротивлению источника питания обмотки f. При этом в контурах обмоток k и f индуктируются токи, компенсирующие вторичные потоки с одинаковой интенсивностью.

Линейный ВТ (рис. 50.7) предназначается для преобразования угла поворота α в переменное напряжение U_b, амплитуда которого пропорциональна углу α. В схеме линейного ВТ обмотка статора f и косинусная обмотка ротора a включаются последовательно и присоединяются к сети переменного тока, квадратурная обмотка k замыкается накоротко. Выходное напряжение U_b снимается с синусной обмотки b, включенной на сопротивление нагрузки $Z_{нb}$.

В такой схеме составляющая вторичного потока по оси короткозамкнутой обмотки k почти полностью демпфируется индуктированным в ней током. Поэтому, анализируя работу ВТ, поперечную составляющую потока по оси обмотки k можно не учитывать и считать,

что ЭДС индуктируются только продольным полем. Тогда, полагая, что собственные параметры обмотки малы, можно составить уравнения напряжений для цепи возбуждения $U_1 = E_f + E\cos\alpha = E_f(1 + n\cos\alpha)$ и для выходной цепи $U_b = E\sin\alpha = nE_f\sin\alpha$, где $n = E/E_f$ — коэффициент трансформации. Исключая из этих уравнений E_f, получаем:

$$U_b = nU_1\frac{\sin\alpha}{1 + n\cos\alpha}.$$

Причем оказывается, что $\sin\alpha/(1 + n\cos\alpha)$ при $n = 0{,}536$ в диапазоне углов α от $-\pi/3$ до $\pi/3$ с точностью до 0,06 % совпадает с углом α, откуда следует, что при специально подобранном коэффициенте трансформации $n = 0{,}536$ выходное напряжение U_b пропорционально углу α, т.е. $U_b = nU_1\alpha$.

Преобразование координат с помощью ВТ. Схема включения ВТ для преобразования декартовых координат при повороте осей показана на рис. 50.8. Обмотки f и k статора питаются напряжениями U_f и U_k, совпадающими по фазе. Амплитуды этих напряжений пропорциональны преобразуемым координатам $U_f \sim y$, $U_k \sim x$. При выполнении первичного и вторичного симметрирований напряжения на вторичных обмотках

$$U_a = m(U_f\cos\alpha + U_k\sin\alpha);$$

$$U_b = m(U_f\sin\alpha - U_k\cos\alpha),$$

т.е. с точностью до масштабного множителя m пропорциональны координатам в повернутой на угол α системе координат.

Для преобразования декартовой системы координат в полярную используют схему включения ВТ по рис. 50.9. К обмоткам статора попрежнему подводятся напряжения U_f и U_k, совпадающие по фазе, амплитуды которых пропорциональны преобразуемым координатам $U_f \sim y$; $U_k \sim x$. С помощью специальной системы автоматического управления, содержащей исполнительный двигатель Д и усилитель У, ротор ВТ поворачивается в такое положение, при котором напряжение на синусной обмотке $U_b = m(U_f\sin\alpha - U_k\cos\alpha) = 0$ (см. ранее). В этом положении напряжение на косинусной обмотке

$$U_a = m\sqrt{U_f^2 + U_k^2} \sim \sqrt{y^2 + x^2},$$

что в определенном масштабе дает радиальную координату $r \sim U_a$. В то же время электрический угол поворота ротора α совпадает с полярным углом θ.

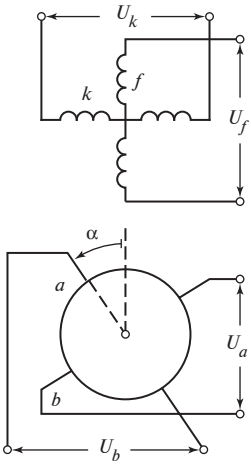


Рис. 50.8. Схема включения ВТ для преобразования декартовых координат при повороте осей

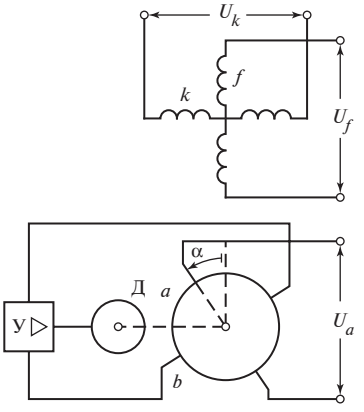


Рис. 50.9. Схема включения ВТ для преобразования декартовой системы координат в полярную

Кроме рассмотренных выше ВТ с магнитными зубчатыми магнитопроводами получили известное распространение вращающиеся трансформаторы без магнитопровода, называемые *индуктосинами*. Индуктосин представляет собой плоскую электрическую машину торцевого типа, статор и ротор которой выполнены в виде изоляционных дисков с печатными обмотками. Эти диски расположены соосно. Один из них может поворачиваться на определенный угол. По своим свойствам индуктосин аналогичен многополюсному ВТ с сосредоточенными обмотками, однако отсутствие в нем магнитопровода позволяет избежать погрешностей, связанных с зубчатым строением магнитопроводов статора и ротора.

50.3. Однофазные сельсины

Сельсинами называют индукционные электромеханические устройства, которые служат для дистанционной передачи угла в самосинхронизирующихся (по-английски — selfsynchronizing) синхронных передачах однофазного переменного тока. По исполнению сельсины делятся на контактные и бесконтактные. На явно выраженных полюсах ротора контактного сельсина расположена сосредоточенная обмотка возбуждения В, получающая питание от сети переменного тока с помощью контактных колец и щеток (на рис. 50.10 последние не показаны). В пазах магнитопровода статора помещаются три распределенные обмотки синхронизации, сдвинутые в пространстве

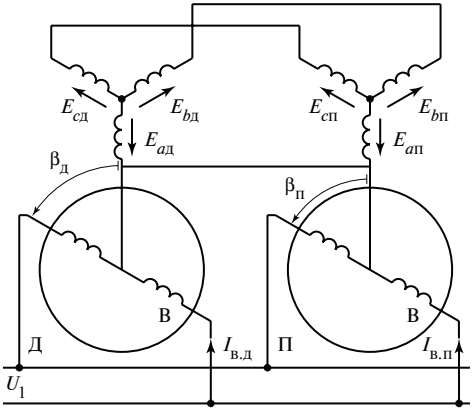


Рис. 50.10. Схема включения однофазных сельсинов в индикаторном режиме работы

на электрический угол $2\pi/3$ и устроенные аналогично трехфазной обмотке обычной асинхронной машины. Магнитопроводы статора и ротора собраны из изолированных листов электротехнической стали.

Схема включения сельсина-датчика и сельсина-приемника для дистанционной передачи угла в так называемом индикаторном режиме приведена на рис. 50.10 (в индикаторном режиме сельсин-приемник не преодолевает внешнего момента нагрузки, и на его валу установлена только указательная стрелка). Обмотки возбуждения В сельсина-датчика и сельсина-приемника включены в общую сеть с напряжением U_1, а концы одноименных фаз обмоток синхронизации соединяются электрически, как показано на рис. 50.10.

Если углы поворота полюсов роторов датчика $\beta_д$ и приемника $\beta_п$ по отношению к осям одноименных фаз одинаковы ($\beta_д = \beta_п$), то ЭДС, индуктированные пульсирующим полем возбуждения в одноименных фазах обмоток синхронизации датчика и приемника, не отличаются друг от друга:

$$\underline{E}_{aд} = \underline{E}_{aд}; \ \underline{E}_{bд} = \underline{E}_{bп}; \ \underline{E}_{cд} = \underline{E}_{cп}.$$

Поскольку в контурах, образованных соединенными фазами обмоток, эти ЭДС направлены встречно, в обмотках синхронизации не возникает никаких токов, и электромагнитные моменты сельсинов равны нулю. Если полюсы роторов располагаются неодинаковым образом по отношению к осям одноименных фаз и так называемый угол рассогласования $\Delta\beta = \beta_д - \beta_п$ не равен нулю, то равенство ЭДС в одноименных фазах нарушается ($E_{aд} \neq E_{aп}$ и т.д.). В цепи обмоток синхронизации появляются токи, токи обмоток возбуждения также становятся неодинаковыми, и в результате взаимодействия токов статора и ротора на роторы датчика и приемника действуют электромагнитные моменты $M_д$ и $M_п$. Пользуясь известными правилами для определения направлений ЭДС и электромагнитных сил, легко выяснить, что моменты, действующие на роторы датчика и приемника,

направлены в противоположные стороны и под их влиянием угол рассогласования уменьшается.

При моменте сопротивления на валу приемника, равном нулю, ротор этого сельсина занимает в точности такое же положение, как ротор датчика, и угол $\Delta\beta = 0$.

В реальных устройствах на ротор сельсина-приемника действует небольшой тормозной момент, который складывается из момента от трения в подшипниках, на контактных кольцах, а также момента сопротивления механизма, соединенного с валом сельсина (стрелки указательного прибора-индикатора, перемещаемого контакта потенциометра и др.). Поэтому всегда имеется некоторая ошибка $\Delta\beta$ в передаче угла. К возникновению определенных погрешностей приводят также неточности в изготовлении, дискретная структура активного слоя магнитопроводов и т.п. В зависимости от класса точности сельсины позволяют осуществить передачу угла с максимальной допустимой ошибкой в пределах 0,25—2,5°.

В бесконтактных сельсинах получили распространение две модификации: неявнополюсные сельсины с кольцевым трансформатором и сельсины с когтеобразными полюсами. В первой модификации для питания однофазной обмотки возбуждения В, расположенной на роторе, используется кольцевой трансформатор, устроенный так же, как в бесконтактных поворотных трансформаторах (см. рис. 50.5). Во второй модификации (рис. 50.11) обмотка возбуждения *3* и обмотка синхронизации *4* располагаются на статоре, а ротор, опирающийся на подшипники *8*, выполняется без обмоток. Обмотка синхронизации *4* размещается в пазах статора *5*, причем и обмотка, и магнитопровод по своей конструкции не отличаются от аналогичных элементов контактного сельсина. Разноименнополюсное поле возбуждения, сцепленное с обмоткой синхронизации, создается в этом сельсине неподвижной обмоткой возбуждения, состоящей из двух кольцеобразных катушек *3*. Катушки *3* питаются переменным током и образуют пульсирующий магнитный поток, который замыкается вокруг катушек по пути, показанному на рис. 50.11 штриховой линией. Этот путь включает следующие участки: магнитный корпус статора *2*, немагнитный зазор, правый когтеобразный полюс *1*, немагнитный зазор, зубцы и ярмо магнитопровода *5*, немагнитный зазор, левый когтеобразный полюс *1*, немагнитный зазор. Для того чтобы поток не мог пройти от одного

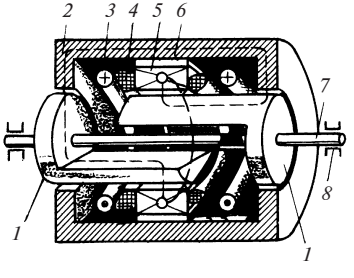


Рис. 50.11. Устройство бесконтактного однофазного сельсина

полюса к другому, минуя магнитопровод *5* и не сцепляясь с обмоткой *4*, между когтеобразными полюсами имеется большой немагнитный зазор, вал *7* также делают немагнитным. В целях исключения другого нежелательного пути для потока предусматривается большой немагнитный зазор *6* между магнитопроводом *5* и корпусом *2*.

Благодаря такой конструкции поле в магнитопроводе статора изменяется при повороте ротора так же, как в обычном контактном сельсине.

К числу достоинств бесконтактных сельсинов относятся повышенная надежность, большая точность; их недостатками являются усложнение конструкции, увеличенные размеры и масса.

Проводниковые материалы, применяемые в электрических машинах и трансформаторах

1. Медь. Для изготовления проводов обмоток электрических машин и трансформаторов применяют электротехническую проводниковую медь марок М0 и М1 (табл. П1), получаемую путем гальванической очистки в электролитических ваннах и отличающуюся крайне низким содержанием посторонних примесей (медь марки М0 содержит 99,95 % Cu).

Из электротехнической меди изготовляют круглую медную проволоку двух марок: МТ-твердая (неотожженная) и ММ-мягкая (отожженная). Диапазон диаметров этой проволоки 0,03—10 мм.

Прямоугольная медная проволока изготовляется также двух марок: МТГ-твердая (неотожженная) и МГМ-мягкая (отожженная).

Диапазон размеров этой проволоки: меньшая сторона 0,83—12,5 мм; большая — 2,1—35 мм.

2. Алюминий. Алюминий как проводниковый материал весьма широко применяют в трансформаторостроении, реже — в электромашиностроении. Для изготовления шин и проводов используют проводниковый алюминий технической чистоты марок А6, А5, АЕ. Эти марки содержат не менее 99,5—99,6 % Al (табл. П1).

Алюминиевая проволока для электротехнических целей изготовляется из алюминия марки АЕ. Круглая алюминиевая проволока выпускается трех марок: АТ — твердая, АПТ — полутвердая, АМ — мягкая (диапазон диаметров 0,08—10 мм); прямоугольная алюминиевая проволока — только двух марок АТ и АМ (диапазон размеров меньшей стороны 1,56—12,5 мм; большей 2,2—45 мм).

Таблица П1. **Физические свойства электротехнических проводниковых материалов**

Параметр	Медь	Алюминий
Температура плавления, К	1083	660
Плотность при 20 °С, г/см^3	8,93	2,7
Температурный коэффициент длины, К$^{-1}$	$16{,}4 \cdot 10^{-6}$	$24 \cdot 10^{-6}$
Теплоемкость, Дж/(кг · К)	390	940
Теплопроводность, Вт/(м · К)	375	210
Удельное электрическое сопротивление при 20 °С, Ом · м	$0{,}0175 \cdot 10^{-6}$	$0{,}0283 \cdot 10^{-6}$
Температурный коэффициент сопротивления, К$^{-1}$	0,04	0,004
Предел прочности при растяжении, МПа	170—250	50—90
Предел текучести, МПа	40—60	30—45

Список литературы

1. **Петров Г.Н.** Электрические машины Ч. 1. М.: Энергия, 1974; Ч. 2. М.: Энергия, 1963; Ч. 3. М.: Энергия, 1968.

2. **Сергеев П.С.** Электрические машины. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1962.

3. **Вольдек А.И.** Электрические машины. Л.: Энергия, 1974.

4. **Важнов А.И.** Электрические машины. Л.: Энергия, 1974.

5. **Копылов И.П.** Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1986.

6. **Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С.** Электрические машины. В 2 ч. М.: Высшая школа, 1987.

7. **Читечян В.И.** Электрические машины. Сборник задач: Учебное пособие. М.: Высшая школа, 1988.

8. **Хрущев В.В.** Электрические машины систем автоматики. Л.: Энергоатомиздат, 1985.

9. **Электротехнический справочник** / Под общ. ред. проф. МЭИ (гл. ред. И.Н. Орлов). М.: Энергоатомиздат, 1986.

10. **Тихомиров П.Т.** Расчет трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1986.

11. **Испытания** мощных трансформаторов и реакторов / Г.В. Алексеенко, А.К. Ашрятов, Е.С. Веремей, Е.С. Фрид. М.: Энергия, 1978.

12. **Каганович Е.А.** Испытание трансформаторов малой и средней мощности на напряжение до 35 кВ включительно. М.: Энергия, 1969.

13. **Фарбман С.А., Бун А.Ю., Райхлин И.М.** Ремонт и модернизация трансформаторов. М.: Энергия, 1974.

14. **Васютинский С.Б.** Вопросы теории и расчета трансформаторов. Л.: Энергия, 1970.

15. **Поливанов К.М.** Теоретические основы электротехники. Ч. 1. Линейные электрические цепи с сосредоточенными постоянными. М.: Энергия, 1972.

16. **Жуховицкий Б.Я., Негневицкий И.Б.** Теоретические основы электротехники. Ч. 2. Линейные электрические цепи. Нелинейные электрические цепи. М.: Энергия, 1972.

17. **Поливанов К.М.** Теоретические основы электротехники. Ч. 3. Теория электромагнитного поля. М.: Энергия, 1975.

18. **Адкинс Б.** Общая теория электрических машин: Пер. с англ. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1960.

19. **Уайт Д., Вудсон Г.** Электромеханическое преобразование энергии: Пер. с англ. М.—Л.: Энергия, 1964.

20. **Копылов И.П.** Электромеханическое преобразование энергии. М.: Энергия. 1973.

21. **Иванов-Смоленский А.В.** Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. М.: Энергия, 1969.

22. **Шуйский В.П.** Расчет электрических машин: Пер с нем. Л.: Энергия, 1968.

23. **Кучера Я., Гапл И.** Обмотки электрических машин: Пер. с чешск. Прага: Изд-во Академии наук, 1963.

24. **Данилевич Я.Б., Кашарский Э.Г.** Добавочные потери в электрических машинах. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.

25. **Данилевич Я.Б., Домбровский В.В., Казовский Е.Я.** Параметры электрических машин переменного тока. М.: Наука, 1965.

26. **Проектирование** электрических машин / И.П. Копылов, Ф.А. Горяинов, Б.К. Клоков и др.; Под ред. И.П. Копылова. М.: Энергия, 1980.

27. **Универсальный** метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А.В. Иванов-Смоленский, Ю.В. Абрамкин, А.И. Власев, В.А. Кузнецов / Под ред. А.В. Иванова-Смоленского. М.: Энергоатомиздат, 1986.

28. **Иванов-Смоленский А.В.** Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. М.: Высшая школа, 1989.

29. **Бинс К., Лауренсон П.** Анализ и расчет электрических и магнитных полей: Пер с англ. М.: Энергия, 1979.

30. **Бронштейн И.Н., Семендяев К.А.** Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1986.

31. **Дьяконов В.П.** Справочник по расчетам на микрокалькуляторах. М.: Наука, 1985.

32. **Алексеев А.Е.** Конструкция электрических машин. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1958.

33. **Антонов М.В., Герасимова Л.С.** Технология производства электрических машин. М.: Энергоиздат, 1982.

34. **Детинко Ф.М., Загородная Г.А., Фастовский В.М.** Прочность и колебания электрических машин. Л.: Энергия, 1969.

35. **Филиппов И.Ф.** Теплообмен в электрических машинах. Л.: Энергоатомиздат, 1986.

36. **Борисенко А.И., Данько В.Г., Яковлев А.И.** Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах. М.: Энергия, 1974.

37. **Бернштейн Л.М.** Изоляция электрических машин общепромышленного применения. М.: Энергия, 1971.

38. **Радин В.И., Брускин Д.Э., Зорохович А.Е.** Электрические машины: Асинхронные машины / Под ред. И.П. Копылова. М.: Высшая школа, 1988.

39. **Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А.** Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ. М.: Высшая школа, 1980.

40. **Могильников В.С., Олейников А.М., Стрельников А.Н.** Асинхронные электродвигатели с двухслойным ротором. М.: Энергоатомиздат, 1983.

41. **Геллер Б., Гамата В.** Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах: Пер. с чешск. М.: Энергия, 1964.

42. **Гурин Я.С., Кузнецов Б.И.** Проектирование серий электрических машин. М.: Энергия, 1978.

43. **Каасик П.Ю., Несговорова Е.Д.** Управляемые асинхронные двигатели. Л.: Энергия, 1965.

44. **Попов В.И.** Электромашинные совмещенные преобразователи частоты. М.: Энергия, 1980.

Оглавление

Предисловие **3**

Введение **7**
В.1. Основные определения 7
В.2. Преобразование электрической энергии в трансформаторе 9
В.3. Электромеханическое преобразование энергии в электрической машине 13
В.4. Классификация индуктивных преобразователей энергии (трансформаторов, электрических машин и электромашинных преобразователей) 18

Часть первая. ТРАНСФОРМАТОРЫ **21**

Глава первая. Общие сведения о трансформаторах **21**
1.1. Назначение, области применения и номинальные данные трансформаторов 21
1.2. Конструкция трансформаторов 24

Глава вторая. Электромагнитные процессы в трансформаторе при холостом ходе **36**
2.1. Режим холостого хода 36
2.2. Уравнение напряжений 37
2.3. Изменение ЭДС во времени. Формула для ЭДС 38
2.4. Характеристика намагничивания трансформатора 40
2.5. Форма кривой тока холостого хода 41
2.6. Уравнения трансформатора при холостом ходе в комплексной форме 42
2.7. Потери при холостом ходе 45
2.8. Влияние магнитных потерь на процессы при холостом ходе 46

Глава третья. Электромагнитные процессы в трансформаторе при нагрузке **50**
3.1. Магнитное поле в трансформаторе при нагрузке. Уравнение МДС. Индуктивности рассеяния обмоток 50
3.2. Уравнения напряжений обмоток 54
3.3. Приведение вторичных величин к первичной обмотке 56
3.4. Векторная диаграмма трансформатора 58
3.5. Электрическая схема замещения трансформатора 61
3.6. Выражение электрических величин и параметров трансформатора в относительных единицах 62
3.7. Влияние изменения нагрузки на процессы в трансформаторе 65
3.8. Преобразование энергии в нагруженном трансформаторе 68

Глава четвертая. Трансформация трехфазных токов **72**
4.1. Способы трансформации трехфазных токов и напряжений (схемы, обозначения, основные соотношения) 72

4.2. Описание процессов в трехфазных трансформаторах при симметричной нагрузке ... 75
4.3. Схемы и группы соединения трансформаторов ... 76
4.4. Явления, возникающие в трехфазных трансформаторах при образовании магнитного поля ... 81

Глава пятая. Экспериментальное определение параметров и потерь трансформатора ... 90
5.1. Определение параметров и потерь из опыта холостого хода ... 90
5.2. Определение параметров и потерь из опыта короткого замыкания ... 92

Глава шестая. Эксплуатационные характеристики трансформатора при нагрузке ... 97
6.1. Упрощение уравнений и схемы замещения трансформатора при $I_1 >> I_0$ ... 97
6.2. Изменение напряжения трансформатора при нагрузке ... 98
6.3. Изменение КПД трансформатора при нагрузке ... 101

Глава седьмая. Регулирование напряжения трансформатора ... 104
7.1. Регулирование напряжения с отключением от первичной и вторичной сетей ... 104
7.2. Регулирование напряжения под нагрузкой ... 105

Глава восьмая. Расчет параметров трансформатора ... 108
8.1. Ток холостого хода и сопротивление взаимной индукции ... 108
8.2. Сопротивление короткого замыкания ... 111

Глава девятая. Связь между величинами, характеризующими электромагнитные процессы в трансформаторе, и его размерами ... 115
9.1. Зависимости напряжения, токов, мощности и массы трансформатора от его размеров ... 115
9.2. Зависимости потерь и параметров трансформатора от его размеров ... 116

Глава десятая. Многообмоточные трансформаторы ... 119
10.1. Трехобмоточные трансформаторы ... 119
10.2. Двухобмоточные трансформаторы с расщепленной первичной (или вторичной) обмоткой ... 125

Глава одиннадцаая. Автотрансформаторы ... 127
11.1. Электромагнитные процессы в автотрансформаторах ... 127
11.2. Области применения и особенности эксплуатации автотрансформаторов ... 129

Глава двенадцатая. Параллельное включение трансформаторов ... 133
12.1. Применение параллельного включения трансформаторов ... 133
12.2. Условия включения трансформаторов на параллельную работу ... 134
12.3. Уравнительные токи при неодинаковых коэффициентах трансформации ... 135

12.4. Распределение нагрузки между параллельно включенными трансформаторами ... 137

Глава тринадцатая. Несимметричная нагрузка трехфазных трансформаторов ... 140
13.1. Причины появления несимметричной нагрузки ... 140
13.2. Трансформация несимметричных токов ... 141
13.3. Магнитные поля и ЭДС при несимметричной нагрузке ... 145
13.4. Искажение симметрии первичных фазных напряжений при несимметричной нагрузке ... 148
13.5. Искажение симметрии вторичных напряжений при несимметричной нагрузке ... 150
13.6. Экспериментальное определение сопротивления нулевой последовательности вторичной обмотки ... 154
13.7. Однофазные и двухфазные несимметричные режимы ... 155

Глава четырнадцатая. Переходные процессы в трансформаторе ... 159
14.1. Переходный процесс при включении трансформатора в сеть ... 159
14.2. Переходный процесс при коротком замыкании на выводах вторичной обмотки ... 161

Глава пятнадцатая. Переходные процессы в трансформаторах при перенапряжениях ... 166
15.1. Причины возникновения перенапряжений ... 166
15.2. Дифференциальное уравнение для начального распределения напряжения по обмотке ... 167
15.3. Распределение напряжений по обмотке и способы его выравнивания ... 169

Глава шестнадцатая. Трансформаторы специального назначения ... 172
16.1. Особенности трансформаторов специального назначения ... 172
16.2. Трансформаторы для преобразования трехфазной системы в двухфазную ... 172
16.3. Трансформаторы для преобразования частоты ... 173
16.4. Трансформаторы с плавным регулированием напряжения ... 174
16.5. Трансформаторы для дуговой электросварки ... 175
16.6. Трансформаторы для испытания изоляционных конструкций ... 176
16.7. «Пик-трансформаторы» ... 177
16.8. Трансформаторы напряжения ... 177
16.9. Трансформаторы тока ... 178

Глава семнадцатая. Нагревание и охлаждение трансформаторов ... 180
17.1. Допустимая температура частей трансформатора ... 180
17.2. Системы охлаждения трансформаторов ... 182

Часть вторая. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ 185

Глава восемнадцатая. Электромеханические процессы преобразования энергии в электрических машинах 185
18.1. Разновидности электрических машин по характеру перемещения и форме подвижных частей 185
18.2. Математическое описание магнитного поля в электрической машине. Потокосцепления и индуктивности контуров обмоток 188
18.3. Процессы преобразования энергии в электрических машинах 192

Глава девятнадцатая. Способы получения периодического изменения магнитного поля в электрической машине 200
19.1. Необходимое условие получения электромеханического преобразования энергии 200
19.2. Цилиндрическая (барабанная) разноименнополюсная обмотка 201
19.3. Тороидальная разноименнополюсная обмотка 204
19.4. Кольцеобразная обмотка и когтеобразный магнитопровод 204
19.5. Кольцеобразная одноименнополюсная (униполярная) обмотка и зубчатый магнитопровод 205

Глава двадцатая. Возможные принципиальные исполнения электрических машин 206
20.1. Способы получения периодических изменений индуктивностей обмоток при вращении ротора 206
20.2. Обычные электрические машины (с разноименнополюсными обмотками на статоре и роторе) 209
20.3. Реактивные машины (с одной обмоткой на статоре) 217
20.4. Индукторные машины (с двумя обмотками на статоре) 222
20.5. Модификации принципиальных исполнений электрических машин . 233

Глава двадцать первая. Условия получения однонаправленного преобразования энергии в электрической машине 235
21.1. Машина с одной обмоткой 235
21.2. Машина с двумя обмотками 238

Глава двадцать вторая. Схемы обмоток машин переменного тока 242
22.1. Вводные замечания 242
22.2. Структура многофазной двухслойной обмотки 243
22.3. Схема соединения катушек в петлевой обмотке. Число параллельных ветвей и витков фазы 248
22.4. Схема соединения катушек в волновой обмотке 252
22.5. Выбор типа и параметров обмотки 254
22.6. Модель периода обмотки. Электрические углы между элементами обмотки 256
22.7. Двухслойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу 258
22.8. Обмотки возбуждения 264

Глава двадцать третья. Расчет периодического магнитного поля электрической машины в линейном приближении 267
23.1. Основные допущения 267
23.2. Пространственная структура магнитного поля многофазной обмотки 268
23.3. Подход к расчету магнитного поля взаимной индукции многофазной обмотки 271
23.4. Расчетная длина магнитопровода 272

Глава двадцать четвертая. Магнитное поле взаимной индукции фазы обмотки и ее элементов 274
24.1. Магнитное поле и МДС периодической системы токов 274
24.2. Учет влияния зубчатости магнитопроводов. Коэффициент зазора 280
24.3. Магнитодвижущая сила периодической системы катушек 285
24.4. Разложение МДС периодической системы катушек в ряд Фурье. Коэффициент укорочения 289
24.5. Магнитодвижущая сила фазы. Коэффициент распределения 292
24.6. Пульсирующие гармонические составляющие МДС фазы 299

Глава двадцать пятая. Магнитное поле взаимной индукции многофазной обмотки 301
25.1. Представление пульсирующих гармонических составляющих МДС фазы в виде суммы вращающихся МДС 301
25.2. Представление гармоник МДС фазы в виде пространственно-временны́х комплексных функций 304
25.3. Временные и пространственно-временны́е комплексы и комплексные функции величин, характеризующих явления в многофазной машине 306
25.4. Магнитодвижущая сила многофазной обмотки. Вращающиеся гармонические составляющие МДС 309
25.5. Основная гармоническая индукции магнитного поля многофазной обмотки (вращающееся поле) 314
25.6. Высшие гармонические индукции вращающегося магнитного поля многофазной обмотки 317

Глава двадцать шестая. Магнитное поле вращающейся обмотки возбуждения 327
26.1. Магнитное поле сосредоточенной обмотки возбуждения 327
26.2. Магнитное поле распределенной обмотки возбуждения 329
26.3. Вращающиеся гармонические составляющие поля возбуждения 330

Глава двадцать седьмая. Потокосцепления вращающихся полей с обмотками. Электродвижущие силы, индуктируемые вращающимися полями 333
27.1. Вводные замечания 333
27.2. Потокосцепление и ЭДС катушки обмотки 334
27.3. Потокосцепление и ЭДС катушечной группы 337
27.4. Потокосцепление и ЭДС фазы обмотки 339

27.5. Потокосцепления и ЭДС многофазной обмотки. Пространственно-временна́я диаграмма потокосцеплений и ЭДС ... 342
27.6. Потокосцепления и ЭДС, образованные высшими гармоническими несинусоидальных вращающихся магнитных полей ... 345

Глава двадцать восьмая. Индуктивности многофазных обмоток ... 351
28.1. Главное поле и поле рассеяния ... 351
28.2. Главная индуктивность фазы ... 352
28.3. Главная взаимная индуктивность между фазами обмотки ... 354
28.4. Главная взаимная индуктивность между фазой первичной и фазой вторичной обмоток ... 354
28.5. Главная индуктивность обмотки ... 355
28.6. Главная взаимная индуктивность между фазой первичной обмотки и вторичной обмотки ... 357
28.7 Индуктивность рассеяния обмотки ... 358

Глава двадцать девятая. Электромагнитные силы и моменты ... 362
29.1. Способы расчета электромагнитных сил и моментов в магнитном поле ... 362
29.2. Электромагнитный вращающий момент ... 368
29.3. Тангенциальные электромагнитные силы в области паза с током ... 383

Глава тридцатая. Электромеханическое преобразование энергии во вращающемся магнитном поле ... 396
30.1. Электромагнитная, электрическая и механическая мощности ... 396
30.2. Электромеханическое преобразование энергии в машине и в ее модели ... 400

Глава тридцать первая. Потери при преобразовании энергии. Коэффициент полезного действия ... 403
31.1. Вводные замечания ... 403
31.2. Электрические потери ... 404
31.3. Магнитные потери ... 411
31.4. Механические потери ... 419

Часть третья. КОНСТРУКЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И МЕТОДЫ МЕХАНИЧЕСКИХ, ГИДРАВЛИЧЕСКИХ И ТЕПЛОВЫХ РАСЧЕТОВ ИХ ЧАСТЕЙ ... 421

Глава тридцать вторая. Принципиальные особенности конструкции электрических машин ... 421
32.1. Классификация частей машины по назначению ... 421
32.2. Технические требования к конструкции электрических машин ... 426

Глава тридцать третья. Конструктивные исполнения электрических машин ... 428
33.1 Конструктивные исполнения по способу монтажа ... 428
33.2. Конструктивные исполнения по способу защиты от внешних воздействий ... 430
33.3. Конструктивные исполнения по способам охлаждения ... 431

33.4. Исполнения машин по уровню шума 434

Глава тридцать четвертая. Механический расчет электрических машин 435
34.1. Механический расчет деталей, по которым передается механическая мощность 435
34.2. Расчет крепления вращающихся элементов ротора 437
34.3. Расчет вала при воздействии сил веса ротора и магнитного притяжения 439

Глава тридцать пятая. Тепловой расчет системы охлаждения 443
35.1. Принципиальная схема системы охлаждения электрической машины 443
35.2. Передача теплоты от нагретого тела в окружающую среду 445
35.3. Нагревание и охлаждение твердого тела 447
35.4. Расчет установившихся температур активных частей 450

Глава тридцать шестая. Гидравлический расчет системы охлаждения 454
36.1. Выбор охлаждающей среды. Определение ее расхода 454
36.2. Расчет сопротивлений последовательно или параллельно включенных участков гидравлической цепи 456
36.3. Расчет разветвленной гидравлической цепи 461

Глава тридцать седьмая. Выбор размеров электрических машин 462
37.1. Подход к выбору оптимальных размеров машины 462
37.2. Связь между главными размерами и электромагнитными нагрузками 463
37.3. Мощность, потери и масса геометрически подобных машин 466

Часть четвертая. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ 468

Глава тридцать восьмая. Общие сведения об асинхронных машинах 468
38.1. Назначение и области применения асинхронных машин 468
38.2. Конструкция асинхронных машин с короткозамкнутым ротором 470
38.3. Конструкция асинхронных двигателей с фазным ротором 475

Глава тридцать девятая. Электромагнитные процессы в электрической и магнитной цепях асинхронной машины при холостом ходе 478
39.1. Режим идеального холостого хода 478
39.2. Расчет магнитной цепи при холостом ходе 479
39.3. Расчет тока холостого хода 484
39.4. Расчет главного сопротивления обмотки статора 486

Глава сороковая. Электромагнитные процессы в электрических цепях асинхронной машины при нагрузке 488
40.1. Основные предположения и допущения 488
40.2. Уравнение напряжений обмотки статора 490

40.3. Уравнение напряжений ротора 492
40.4. Особенности расчета параметров короткозамкнутой обмотки типа беличьей клетки 495
40.5. Уравнение МДС. Намагничивающий ток. Поле взаимной индукции. 498
40.6. Диаграмма напряжений и токов асинхронной машины 500
40.7. Электромеханическое преобразование энергии в асинхронной машине. Потери. Коэффициент полезного действия 502

Глава сорок первая. Приведение электромагнитных процессов в асинхронной машине к неподвижной системе координат 507
41.1. Замена вращающегося ротора эквивалентным неподвижным 507
41.2. Приведение роторных величин к обмотке статора 510
41.3. Основные уравнения и пространственно-временна́я диаграмма асинхронной машины 512
41.4. Схемы замещения асинхронной машины 515

Глава сорок вторая. Электромеханические характеристики асинхронных машин 518
42.1. Режимы работы асинхронной машины 518
42.2. Токи в обмотках статора и ротора 523
42.3. Электромагнитный момент 525
42.4. Активные и реактивные мощности 528
42.5. Учет поверхностного эффекта 532
42.6. Добавочные электромагнитные моменты 535
42.7. Круговая диаграмма токов асинхронной машины 544

Глава сорок третья. Численный расчет электромеханических характеристик по Т-образной схеме замещения с учетом поверхностного эффекта и насыщения магнитопровода 549
43.1. Влияние насыщения на составляющие намагничивающего тока 549
43.2. Влияние насыщения на индуктивные сопротивления рассеяния X_1 и X_2' 550
43.3. Алгоритм численного расчета электромеханических характеристик с учетом поверхностного эффекта и насыщения 555

Глава сорок четвертая. Пуск асинхронных двигателей 561
44.1. Пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором 561
44.2. Асинхронные двигатели с фазным ротором 564
44.3. Асинхронные короткозамкнутые двигатели с улучшенными пусковыми свойствами 565

Глава сорок пятая. Работа асинхронных двигателей в установившемся режиме и регулирование их частоты вращения 570
45.1. Условия устойчивости режима работы 570
45.2. Рабочие характеристики асинхронного двигателя 571
45.3. Способы регулирования частоты вращения 573
45.4. Регулирование частоты вращения за счет изменения угловой скорости поля 574

45.5. Регулирование частоты вращения без использования мощности скольжения ... 579
45.6. Регулирование частоты вращения с использованием мощности скольжения ... 581

Глава сорок шестая. Несимметричные режимы работы асинхронных машин ... 586
46.1. Работа асинхронной машины при несимметрии первичных напряжений ... 586
46.2. Работа асинхронного двигателя при нессимметрии сопротивлений в фазах обмотки ротора ... 590

Глава сорок седьмая. Однофазные асинхронные двигатели (принцип действия, основные уравнения) ... 594
47.1. Область применения. Устройство и принцип действия однофазного асинхронного двигателя ... 594
47.2. Основные уравнения и схема замещения однофазного двигателя ... 598

Глава сорок восьмая. Разновидности однофазных асинхронных двигателей ... 602
48.1. Однофазные асинхронные двигатели с пусковой обмоткой ... 602
48.2. Асинхронный конденсаторный двигатель ... 605
48.3. Однофазный двигатель с экранированными полюсами ... 608

Глава сорок девятая. Специальные исполнения асинхронных машин ... 611
49.1. Асинхронный генератор ... 611
49.2. Асинхронный преобразователь частоты ... 612
49.3. Использование асинхронной машины в режиме трансформатора ... 614
49.4 Асинхронный двигатель с массивным ротором ... 618
49.5. Асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором ... 620
49.6. Электромагнитные индукционные насосы ... 621
49.7. Линейные и дуговые асинхронные двигатели ... 624

Глава пятидесятая. Асинхронные машины малой мощности автоматических устройств ... 627
50.1. Асинхронные управляемые двигатели и тахогенераторы ... 627
50.2. Вращающиеся трансформаторы ... 633
50.3. Однофазные сельсины ... 637

Приложение ... 641

Список литературы ... 642