

П. Ю. КААСИК

**ТИХОХОДНЫЕ
БЕЗРЕДУКТОРНЫЕ
МИКРОЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ**



„ЭНЕРГИЯ“

Ленинградское отделение 1974

74-31100

ВЧ
35997

В книге излагается общая теория тихоходных безредукторных асинхронных и синхронных двигателей. Приведены инженерные методы расчета магнитного поля в воздушном зазоре и связанных с ним параметров; вывод дифференциальных уравнений напряжений и движения; исследование установившегося и переходных режимов работы.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся расчетом, проектированием и эксплуатацией электромашиных элементов автоматики. Она может быть также использована в качестве учебного пособия по специальному курсу электрических машин для студентов электротехнических вузов и факультетов.

К 30307-506
051 (01)-74 БЗ-35-5-74

Рецензент В. В. Хрущев

ПАУЛЬ ЮЛИУСОВИЧ КААСИК

ТИХОХОДНЫЕ БЕЗРЕДУКТОРНЫЕ МИКРОЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ

Редактор В. Н. Миханкова. Художественный редактор Г. А. Гудков.
Технический редактор О. С. Житникова. Корректор С. В. Иовенко.

Сдано в набор 14/V 1974 г. Подписано к печати 9/VIII 1974 г. М-22817. Формат 60×90¹/₁₆.
Бумага типографская № 3. Печ. л. 8,5. Уч.-изд. л. 9,65. Тираж 3000. Заказ 1117. Цена
61 коп.

Ленинградское отделение издательства «Энергия». 192041, Ленинград, Марсово поле, 1.
Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 196126.
Ленинград, Ф-126, Социалистическая ул., 14.

© Издательство «Энергия», 1974

ПРЕДИСЛОВИЕ

Решение ряда новых актуальных проблем, а также необходимость повышения надежности различных автоматических систем потребовали разработки тихоходных исполнительных двигателей, которые обеспечили бы низкие скорости вращения без использования механических понижающих редукторов. Это относится особенно к автономным автоматическим системам, которые питаются от источников повышенной частоты 400—1000 и более герц. При такой частоте получаемые скорости вращения ротора часто не могут быть использованы исполнительными механизмами и не обеспечивают надежной работы подшипников. Применение тихоходных безредукторных двигателей позволяет значительно увеличить срок службы подшипников и повысить тем самым надежность работы, а путем исключения понижающих механических редукторов — и точность и малощумность системы.

Для целого ряда случаев удовлетворительного технического решения проблемы получения низких скоростей вращения можно добиться при использовании многополюсных исполнительных двигателей с обмотками при дробном числе пазов на полюс и фазу $q < 1$, которые сокращенно будем называть дробными обмотками. Но более радикальным решением этой проблемы является применение двигателей с электромагнитной редукцией скорости вращения.

Принцип электромагнитной редукции первоначально был использован при разработке различных типов индукторных высокочастотных генераторов. Хотя индукторные машины известны свыше 100 лет, но применялись они в основном в генераторном режиме работы. Очевидно, при использовании их двигательного режима работы можно получить весьма малые скорости вращения ротора при питании обмоток от источников повышенной частоты.

Отметим, что принцип электромагнитной редукции в настоящее время применяется и в таких электромашиных элементах автоматики, как нониусные поворотные трансформаторы, датчики угла, шаговые двигатели и др.

Для получения низких скоростей вращения выходного вала находят применение тихоходные исполнительные двигатели, работающие на других принципах. В частности, весьма перспективными во многих случаях являются двигатели с катящимся и волновым роторами.

Для выбора типа тихоходного двигателя необходимо предварительно рассчитать основные рабочие показатели для всех тихоходных двигателей по единой методике. Поэтому в данной книге сделана попытка создать такую обобщенную методику исследования и расчета основных показателей, одинаково пригодную для анализа работы большой разнообразной группы тихоходных исполнительных двигателей. При этом автор стремился приблизить ее к общей теории электрических машин, что дает возможность использовать для их исследования хорошо разработанные методы.

При разработке общей теории основных типов тихоходных двигателей автор использовал многочисленные работы советских и иностранных авторов как по специальным, так и по индукторным машинам. Особенно следует отметить труды советских ученых М. М. Алексеевой, Н. Я. Альпера, В. В. Апсита, А. И. Бертинова, В. В. Жуловяна, А. С. Куракина, Б. Х. Коники, Н. Н. Левина, В. С. Шарова, Г. И. Штурмана, Ф. М. Юферова и др.

Хотя изложенная в этой книге общая теория разработана применительно к тихоходным безредукторным двигателям, основные ее положения могут быть успешно использованы и для исследования других типов электромашинных элементов автоматики, работающих по принципу электромагнитной редукции.

Попытка систематического изложения теории тихоходных безредукторных двигателей сделана впервые, поэтому в книге могут быть недостатки. Автор с благодарностью примет все замечания, которые можно направлять по адресу: 192041, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

Автор

Глава первая

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И КЛАССИФИКАЦИЯ ТИХОХОДНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

1-1. Принципы классификации

Для выбора обобщенной электромеханической модели в целях разработки общей теории тихоходных безредукторных двигателей необходимо их предварительно классифицировать. В основу классификации необходимо положить те общие признаки, дающие возможность объединять отдельные типы в группы. При этом прежде всего надо исходить из физических процессов, определяющих принцип работы той или иной группы двигателей. Электромагнитные процессы в электрических машинах зависят от характера и способа изменения магнитного потока взаимной индукции между первичной и вторичной системами обмоток. Для определенности условимся считать первичными и вторичными обмотками такие две системы обмоток, электромагнитные связи между которыми по заданным законам осуществляются только за счет перемещения (вращения) ротора.

Если первичная обмотка находится на статоре, а вторичная обмотка — на роторе, то нужный для работы закон изменения взаимных индуктивностей обеспечивается за счет изменения положения в пространстве одних контуров системы (схемы) обмоток относительно других. По этому принципу работают все нормальные типы электрических машин. Тихоходные двигатели на их основе можно получить путем выполнения многополюсных обмоток с $q \leq 1$ [15, 16, 44, 67]. Для образования многополюсной возбужденной системы ротора для синхронных машин необходимо использовать когтеобразные полюсы и гармонические роторы. Последние были разработаны под руководством автора М. А. Шакировым [67, 68]. Для того чтобы при образовании активного многополюсного ротора исключить контактные кольца, используется возбуждение от постоянных магнитов.

При выполнении бесконтактных многообмоточных тихоходных двигателей, а также других типов электромагнитных элементов автоматики, использующих принцип электромагнитной редукции, первичные и вторичные обмотки выносятся на неподвижный статор. Необходимые электромагнитные связи между обмотками образуются здесь не путем взаимного перемещения контуров, а путем соответствующего изменения магнитной проводимости на участках, охватываемых обмотками первичных и вторичных систем. Для осуществления этого ротор выполняется зубчатым, а статор может иметь почти закрытые или открытые пазы в зависимости от типа машины.

Несмотря на кажущееся различие в принципе установления электромагнитной связи между обмотками этих двух групп машин, основные электромагнитные процессы, как будет показано в дальнейшем, протекают в них одинаково. Разница только в механических и электрических параметрах, определяющих работу этих машин.

Анализ работы этих основных типов тихоходных двигателей показывает, что в зависимости от характера изменения самоиндуктивности обмоток ти-

хиходные двигатели могут быть также разделены на явнополюсные и неявнополюсные. Приведение теории и исследования работы различных специальных типов тихоходных двигателей к общей теории электрических машин, проведенное в работах [6, 21, 27—38], особенно ценно тем, что позволяет использовать основы уже хорошо разработанной теории в исследовании режимов работы и для расчета различных типов тихоходных двигателей с электромагнитной редукцией скорости вращения.

Основные рабочие свойства различных типов двигателей зависят, в основном, от способа возбуждения систем обмоток. Большую группу составляют машины, которые возбуждаются только переменным током. При одностороннем возбуждении только одной системы обмоток и при отсутствии вторичной системы обмоток имеем дело с реактивными машинами.

Если основная э. д. с. во вторичной обмотке индуцируется посредством переменного магнитного поля первичной обмотки, то такая электрическая машина называется индукционной. На этом принципе работают также асинхронные двигатели. На возбуждении первичной и вторичной системы обмоток переменным током разной частоты работают электрические машины двойного питания.

Многие электрические машины, особенно работающие в синхронном режиме имеют возбуждение первичной системы обмоток переменным током, а вторичной — постоянным током. При этом часто вторичную, преимущественно однофазную, обмотку заменяют постоянным магнитом (или магнитами).

В зависимости от количества возбужденных обмоток тихоходные двигатели могут быть разделены на однообмоточные, двухобмоточные и, в общем случае, многообмоточные.

Возбуждение магнитной системы может быть радиальным (разноименнополюсным) или аксиальным (одноименнополюсным).

Тихоходные безредукторные двигатели могут быть классифицированы в зависимости от характера геометрии зубцовой зоны на машины с односторонней зубчатостью (ротора) с двусторонней зубчатостью (статора и ротора). Зубцовая зона статора и ротора может быть: классической (рис. 1-1, а); гребеночной (рис. 1-1, б); распределенной (нониусной) (рис. 1-1, в) или специальной, полученной на основе выше приведенных систем путем «вытаскивания» отдельных зубцов на статоре [20].

Для безредукторных тихоходных двигателей наибольшее применение в настоящее время находит распределенная зубцовая зона. Последняя имеет большое преимущество перед остальными, так как позволяет легко образовать многофазную систему обмоток с одинаковыми параметрами и обеспечивает почти синусоидальное изменение взаимной индукции между отдельными системами обмоток.

В зависимости от основного режима работы тихоходные двигатели могут быть разделены на асинхронные и синхронные. По способу создания основного магнитного потока последние в свою очередь могут быть реактивными или с электромагнитным или с магнитоэлектрическим возбуждением.

Тихоходные двигатели могут быть рассчитаны для работы от сети промышленной частоты 50 Гц и повышенной частоты (400—1000 и более Гц). Повышающее напряжение может изменяться непрерывно или в виде импульсов,

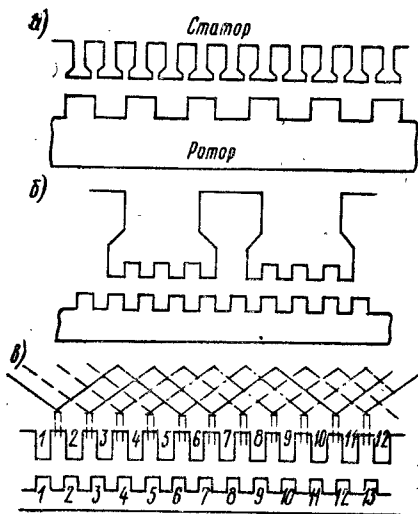


Рис. 1-1.

чему соответствует непрерывное или импульсное вращение ротора. Кроме того, движение ротора может быть круговым вращательным, линейным перемещением или в виде поворота на неограниченный или ограниченный угол.

В зависимости от числа фаз возбужденных обмоток исполнительные двигатели могут быть однофазными, двухфазными, трехфазными или, в общем случае, многофазными. Питание фаз может быть осуществлено симметричной или асимметричной системой напряжений. Отметим, что многие исполнительные двигатели автоматических устройств имеют, как правило, асимметричное питание.

1-2. Принципы работы и основные соотношения тихоходных безредукторных двигателей

Рассмотрим характер изменения проводимости воздушного зазора при числе зубцов статора Z_s и ротора Z_r (рис. 1-2, а). Если магнитный потенциал статора $U_m \neq 0$, а ротора $U_m = 0$ и воздушный зазор по сравнению с остальными размерами пазовозбужденного слоя имеет весьма малую величину, то магнитную проводимость зазора λ_δ можно изобразить в виде прямоугольников с шириной, равной зубцовым перекрытиям. Как видно из рис. 1-2, б, огибающая усредненных значений проводимостей (штриховая линия) представляет собой периодическую кривую, которая содержит постоянную составляющую $\lambda_{\delta 0}$ и переменную составляющую λ_p , с числом волн $p_\lambda = |Z_r - Z_s|$ [2, 21, 38].

Не трудно убедиться, что картина проводимости повторяется при сдвиге ротора на одно зубцовое деление. Если разложить кривую проводимости λ_δ в ряд Фурье и ограничиться только постоянной составляющей $\lambda_{\delta 0}$ и первой гармонической $\lambda_{\delta 1}$ (рис. 1-2, в), то кривую удельной проводимости можно представить в следующем виде:

$$\lambda_\delta = \lambda_{\delta 0} + \lambda_{\delta 1} \cos [Z_r \gamma_m - (Z_r - Z_s) \alpha_m], \quad (1-1)$$

где $\lambda_{\delta 0} = \mu_0 / \delta_0$.

При вращении ротора с угловой скоростью $\Omega_r = d\gamma_m / (dt)$ основная гармоника проводимости перемещается по окружности расточки статора с угловой скоростью $Z_r \Omega_r / (Z_r - Z_s)$. При $Z_r > Z_s$ основная гармоника проводимости вращается в направлении вращения ротора, а при $Z_r < Z_s$ — в противоположном направлении. При равномерном вращении ротора с угловой скоростью Ω_r угол сдвига $\gamma_m = \Omega_r t + \gamma_{r0}$, где γ_{r0} — угол сдвига ротора в первоначальный момент времени $t = 0$.

Принцип работы тихоходных безредукторных двигателей с электромагнитной редукцией скорости вращения можно объяснить на основе несколь-

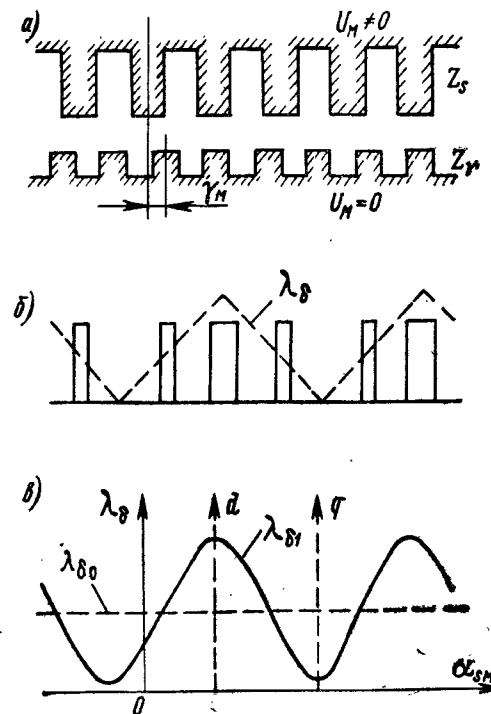


Рис. 1-2.

Таблица 1-1

Тип двигателя	Число зубцов ротора Z_r	Скорость вращения ротора Ω_r , рад/с	Коэффициент редукции k_p	Количество и способ соединения обмоток
Синхронный реактивный	$Z_s \pm 2p$	$\pm 2\omega_1/Z_r$	$Z_r/2p_{s1}$	
Синхронный с радиальным электромагнитным возбуждением	$Z_s \pm p_{s1} \pm p_{s2}$	$\pm \omega_1/Z_r$	Z_r/p_{s1}	
Синхронный с аксиальным электромагнитным возбуждением	$Z_s \pm p_{s1}$	$\pm \omega_1/Z_r$	Z_r/p_{s1}	
Синхронный двойного питания	$Z_s \pm p_{s1} \pm p_{s2}$	$\pm (\omega_1 \pm \omega_2)/Z_r$	Z_r/p_{s1}	
Асинхронный с многофазной вторичной обмоткой	$Z_s \pm p_{s1} \pm p_{s2}$	$\pm (1-s)\omega_1/Z_r$	Z_r/p_{s1}	

ких конкретных типов двигателей. В частности, синхронный реактивный двигатель имеет только одну возбужденную систему обмоток на статоре, которая при симметричном питании создает вращающуюся н. с. $F = F_{m1} \times \cos(\omega_1 t - p\alpha_m)$. Эта н. с. обуславливает в воздушном зазоре при зубчатом статоре и роторе согласно (2-1) и (1-1) индукцию

$$B_\delta = \lambda_{\delta 0} F_{m1} \cos(\omega_1 t - p\alpha_m) + 0,5 \lambda_{\delta 1} F_{m1} \cos[(\omega_1 + Z_r \Omega_r) t - (Z_r - Z_s + p) \alpha_m + Z_r \gamma_{r0}] + 0,5 \lambda_{\delta 1} F_{m1} \cos[(\omega_1 - Z_r \Omega_r) t + (Z_r - Z_s - p) \alpha_m - Z_r \gamma_{r0}]. \quad (1-2)$$

Это поле (1-2), так же как и в нормальных синхронных реактивных двигателях [78], состоит из составляющих, одна из которых не зависит от углового положения ротора — первый член (1-2). Эта составляющая может взаимодействовать с остальными и образовывать совместно с ними электромагнитный момент при равенстве их числа пар полюсов, т. е. $Z_r - Z_s \pm p = \pm p$, откуда получим для выбора числа зубцов ротора условие $Z_r = Z_s \pm 2p$. Синхронная скорость вращения ротора Ω_{rc} , при которой возникает синхронный момент, определяется из равенства $-(\omega_1 \pm Z_r \Omega_{rc}) = \pm \omega_1$, откуда имеем $\Omega_{rc} = \pm 2\omega_1/Z_r$, рад/с. При знаке «плюс» ротор вращается в направлении основной гармоники н. с. обмотки статора, а при знаке «минус» — в противоположном направлении, причем эти знаки «плюс» или «минус» соответствуют знакам в выражении $Z_r = Z_s \pm 2p$ при определении числа зубцов ротора.

На основе аналогичных рассуждений в [50] получены условия для определения Z_r и Ω_{rc} для всех основных типов тихоходных безредукторных двигателей. Они представлены в табл. 1-1 для двигателей, имеющих распределенную зубцовую зону при двусторонней зубчатости. При почти закрытых пазах на статоре и зубчатом роторе остаются в силе вышеприведенные соотношения, если в них положить $Z_s = 0$. Коэффициент электромагнитной редукции k_p представляет собой отношение синхронной скорости магнитного поля первичной обмотки статора к синхронной скорости ротора, т. е. $k_p = \Omega_{r1}/\Omega_{rc}$.

В табл. 1-1 показано также количество и способ соединения обмоток. Естественно, что сами обмотки переменного тока могут быть выполнены в общем случае с любым числом фаз. Все эти двигатели в принципе могут иметь как синхронный, так и асинхронный режимы работы.

1-3. Зубцовые зоны и схемы обмоток тихоходных безредукторных двигателей

Основные требования к обмоткам и синтез их схем. В нормальных типах электрических машин выполнение двухслойной симметричной обмотки обеспечивает симметричную систему самоиндуктивностей и взаимоиндуктивностей обмоток. В тихоходных безредукторных двигателях из-за зубчатости статора и ротора отдельные фазы обмоток могут оказаться в различных магнитных условиях. Поэтому в общем случае возникает амплитудная и фазовая асимметрия э. д. с. и н. с., а следовательно, и соответствующих индуктивностей отдельных фаз. Поэтому применение обычных распределенных обмоток без предварительного анализа нецелесообразно.

При выборе и составлении схем обмоток встречаются две характерные задачи. При использовании стандартных штампов уже имеющихся машин требуется осуществить выбор типа обмотки и ее анализ для составления схемы обмотки, при которой асимметрия взаимных индуктивностей будет наименьшей. Назовем этот процесс синтезом обмоток. Под синтезом здесь следует понимать последовательность действий по определению числа катушек первичной и вторичной обмоток, их пространственного расположения и схемы соединения отдельных катушек с целью обеспечения наиболее оптимальных электромагнитных связей между отдельными обмотками.

Н. Н. Левин [56] сформулировал вторую задачу синтеза схем обмоток, при которой за основу приняты условия обеспечения требуемых электромагнитных связей между m_{s1} - и m_{s2} -фазными первичными и вторичными обмотками. Полученные при этом зубцовые зоны статора часто довольно сложные и требуют специальных штампов. Подробное изложение метода синтеза двухзубцовых обмоток дано в [56]. Здесь приводим лишь основные его положения. Необходимые условия для получения m -фазных симметричных обмоток, расположенных на зубчатом статоре, следующие:

1. Четное число катушек в каждой обмотке при симметричном их расположении относительно друг друга на статоре.

2. Равенство общего числа катушек обмоток количеству полюсных выступов статора, определяемому при многофазных первичных и вторичных цепях удвоенным произведением чисел фаз первичной и вторичной обмоток, т. е. $Z_s = 2 m_{s1} m_{s2}$. При наличии же одной однофазной системы обмоток, число катушек должно равняться учетверенному числу фаз многофазной системы обмоток, т. е. $Z_s = 4 m_{s1}$.

3. Охват каждого полюсного выступа статора катушками, принадлежащими различным системам обмоток. При этом целесообразно, чтобы в каждом пазу лежали стороны катушек, принадлежащие одной системе обмоток.

4. Выбор шагов по зубцам смежных полюсных выступов статора, обеспечивающих требуемый закон изменения индуктивностей обмоток согласно выражениям:

$$L_{ij} = w_i w_j \sum_{l=1}^{p_{ij}} \pm G_{il} = L_{mij} \cos(\gamma - \rho_{ij});$$

$$L_i - L_{sj} = w_i^2 \sum_{j=1}^{p_i} G_j = L_j.$$

Выполнение вышеперечисленных требований не обеспечивает еще полную амплитудную и фазовую симметрию взаимных индуктивностей обмоток. Поэтому окончательное оформление схемы обмоток можно выполнить только после соответствующего анализа.

Разнообразие зубцовых зон, типов машин и обмоток не позволяет в настоящее время дать общую методику расчета. В каждом конкретном случае необходимо учитывать специфические требования. Можно лишь рекомендовать примерную методологию выбора и составления схем обмоток, изложенную ниже.

Зубцовые зоны и схемы обмоток при многофазной первичной и однофазной вторичной обмотках. «Классическая» зубцовая зона (зубчатый ротор и гладкий статор) для трехфазной обмотки показана на рис. 1-3, а.

При аксиальном возбуждении (рис. 1-13) распределение индукции B_δ и ее основной гармоники показано на рис. 1-3, б. Магнитное поле основной гармоники возбуждения получается над пазом одного знака, а под зубцом ротора — другого. Поэтому зубец и паз ротора относительно первой гармонической поля можно рассматривать как полюсы разноименной полярности, т. е. $p = Z_r$. Полный период изменения поля и индуцированной его э. д. с. в обмотке статора соответствует повороту ротора на одно зубцовое деление. При вращении ротора с угловой скоростью Ω_r угловая частота индуцированной э. д. с. будет $\omega_r = Z_r \Omega_r$ или $f_r = Z_r n_r$, где n_r — скорость вращения ротора, об/с.

В этом случае для полного использования магнитного потока шаг обмотки статора целесообразно принять равным полюсному делению τ_r поля возбуждения, т. е. $y = \tau_r = \tau_r/2$. Обмотка якоря состоит из отдельных катушек, охватывающих при q_s целом числе пазов статора на полюс и фазу $m_s q_s$ пазов статора. Число пазов статора и ротора связаны здесь соотношением

$$Z_s = 2 Z_r m_s q_s \text{ или } Z_r = Z_s / (2 m_s q_s).$$

«Элементарная» m_s -фазная обмотка при $q_s = 1$ имеет $Z'_s = 2 m_s Z_r$ пазов статора.

Возможно также выполнение m_s -фазной обмотки с уменьшенным числом пазов статора. На рис. 1-4 показана схема трехфазной обмотки при $Z_s = m_s Z_r$. В этом случае имеем укороченный шаг обмотки $\beta_y = 2/3$.

При радиальном (разноименнополюсном) возбуждении статор имеет четное число пазов для обмотки возбуждения (рис. 1-5). Рабочая m_s -фазная обмотка с q пазами на полюс и фазу укладывается в пазах с зубцовым делением $t_s = \tau_r / (2 m_s q)$. Если под полюсом находится Z_{rn} зубцов ротора, то число пазов на полюс

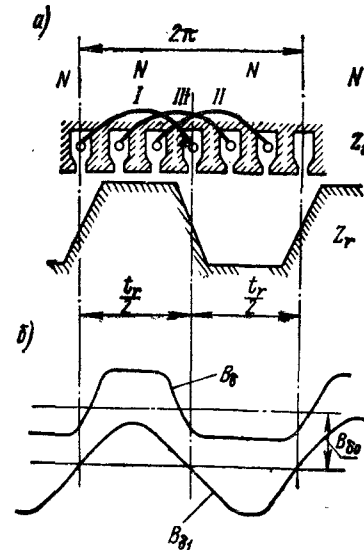


Рис. 1-3.

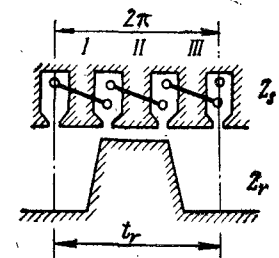


Рис. 1-4.

$Z_{sn} = 2 m_s q Z_{rn}$. Под полюсом возбуждения должно быть четное число зубцовых делений статора, тогда полный поток при вращении ротора не изменится. Отступление от этой рекомендации возможно при числе полюсов

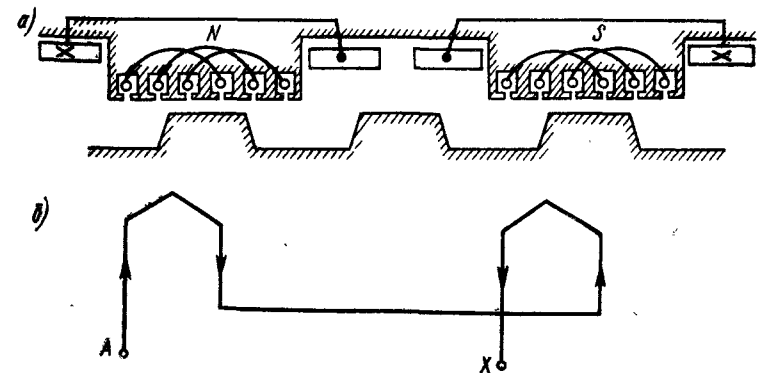


Рис. 1-5.

возбуждения, кратном четырем. Для исключения постоянной трансформаторной связи с обмоткой возбуждения необходимо, чтобы секции обмотки статора соединялись последовательно, как это показано на рис. 1-5, б.

Преимуществом разноименнополюсных машин является то, что вал и корпус могут быть выполнены из немагнитного материала. Вследствие этого

уменьшается масса двигателя. Из-за отсутствия массивных участков на пути основного магнитного потока увеличивается быстродействие в переходных режимах работы.

Возможности выполнения классической зубцовой зоны весьма ограничены, так как при необходимости увеличения числа зубцов на роторе чрезмерно уменьшается зубцовое деление статора. По технологическим соображениям минимальное значение зубцового деления $t_s > 2,5$ мм.

«Гребенчатая» зубцовая зона. Для увеличения числа пазов ротора при небольшом количестве обмотанных пазов статора можно использовать зубцовую зону гребенчатого типа (рис. 1-1, б). По внутренней поверхности активных зубцов статора (охваченных обмоткой), которые называются полуполюсами, делаются пазы с шагом, равным или близким к зубцовому шагу ротора. Рациональное число пазов в гребенке обычно составляет 2—3. Рабочие пазы, размещенные между гребенками, могут быть открытыми или полузакрытыми. Последние дают возможность уменьшить потери, связанные

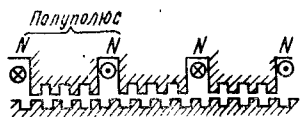


Рис. 1-6



Рис. 1-7.

с пульсацией потока в зубцах ротора, и улучшают использование стали статора. Однако магнитное поле рассеяния увеличивается.

При аксиальном возбуждении (одноименнополюсная машина) на каждый рабочий паз приходится одна зубцовая гребенка (рис. 1-6). В разноименнополюсной машине с радиальным возбуждением зубцовую зону под полюсом возбуждения тоже можно представить в виде «элементарных» полуполюсов (рис. 1-7). В каждом полуполюсе число зубцов, совпадающих и не совпадающих в данный момент с роторными зубцами, должно быть одинаковым. У крайних гребенок, примыкающих к пазам возбуждения, число зубцов Z_a обычно вдвое меньше, чем у средних больших гребенок Z_r .

Магнитный поток в активном зубце статора пульсирует с частотой $f_r = Z_r n_r$, причем суммарный поток в двух соседних зубцах остается постоянным. Благодаря наличию открытых пазов в статоре магнитное состояние зубцов ротора при движении его в пределах одного полюса изменяется с частотой $f_s = Z_s n_r$. Это является причиной дополнительных потерь в стали ротора.

Для образования m_s -фазной обмотки зубцы соответствующих полуполюсов должны быть сдвинуты на угол $2\pi/m_s$ эл. рад. Минимальное количество полуполюсов равно $2m_s$.

Распределенная зубцовая зона с двухзубцовыми обмотками. Весьма перспективными для применения в тихоходных безредукторных двигателях являются обмотки статора, называемые обмотками двойного шага или двухзубцовыми. Для машин с этими обмотками могут применяться распределенные зубцовые зоны с открытыми пазами на статоре и роторе, причем зубцовые шаги статора и ротора различны.

Каждая фаза «элементарной» машины с двухзубцовыми обмотками состоит из двух катушек, каждая из которых охватывает по два зубца. Общее количество статорных пазов (зубцов) должно быть кратно четырем. Поэтому m_s -фазная «элементарная» машина имеет $Z'_s = 4 m_s$ зубцов статора. Для симметричной m_s -фазной обмотки статора, если угол сдвига э. д. с. двух соседних катушек составляет $2\pi/m_s$ эл. рад, то число пазов статора Z_s и ротора Z_r связано с числом пар полюсов обмотки статора p_{s1} и возбуждения p_f следующей зависимостью: $Z_r = Z_s \pm p_{s1} \pm p_f$. Для «элементарной» машины при

$p_f = 3$ и $p_{s1} = 2$ имеем $Z_r = 7, 11, 13, 17$. Если угол сдвига э. д. с. соседних катушек будет $\pi/3$, то для рассматриваемой «элементарной» машины при $p_f = 3$ и $p_{s1} = 1$ имеем $Z_r = 8, 10, 14, 16$.

Соответствующие этим двум случаям схемы соединения двух катушек одной фазы якоря показаны на рис. 1-8. Случаю последовательно согласного соединения катушек (рис. 1-8, а) соответствует четное число пазов на роторе, а при встречном их включении (рис. 1-8, б) число пазов ротора будет нечетным.

Обычная двухзубцовая обмотка имеет большое укорочение шага: $\beta_y = 2p/Z_s$, что приводит к значительному недоиспользованию потока и габаритной мощности машины. Поэтому, выполняя обмотку якоря в виде более широких катушек, кратных по ширине целому числу элементарных катушек, можно увеличить поток, сцепляющийся с обмоткой, и ее э. д. с. Если выполнить обмотку с диаметральной шагом $y_\tau = \tau_z = Z_s/(2p)$, то получается обмотка с максимальным обмоточным коэффициентом для первой гармонической э. д. с.; катушки же обмотки возбуждения по-прежнему должны охватывать по два зубца статора.

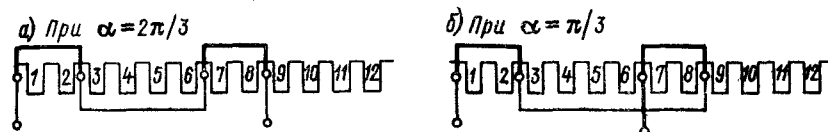


Рис. 1-8.

Распределенные обмотки для нониусной зубцовой зоны при осевом возбуждении. В тихоходных безредукторных двигателях с нониусной (распределенной) зубцовой зоной распределение магнитной индукции вдоль длины воздушного зазора представляет собой интерференционное явление (биение), состоящее в периодическом изменении амплитуды результирующего колебания магнитной индукции, составленного из двух колебаний с неравными пространственными частотами, каждое из которых соответствует односторонней зубчатости соответственно на статоре и на роторе. Главное преимущество распределенных зубцовых зон в генераторном режиме состоит в хорошей форме кривой э. д. с. и в отсутствии колебаний магнитного потока, пронизывающего обмотку возбуждения, несмотря на открытую форму пазов. Нониусная (распределенная) зубцовая зона в принципе является многофазной. Этот, пожалуй, единственный тип тихоходного безредукторного двигателя, где в открытых пазах статора может быть размещена обычная m_s -фазная одно- или двухслойная обмотка.

Если m_s -фазная обмотка имеет q_s пазов на полюсе и фазу, то при числе $2p_s$ полюсов количество открытых пазов на статоре будет $Z_s = 2p_s m_s q_s$, а число пазов на роторе выбирается по зависимости $Z_r = Z_s \pm p_s$. Для увеличения числа зубцов ротора при неизменном числе обмотанных пазов можно на статорных зубцах выполнить равномерную «гребенку» из k_r зубчиков. При равномерной гребенке расстояние между осями всех зубцов гребенки одинаковое. Тогда эффективное число зубцов статора $Z_{sr} = k_r Z_s$, число зубцов на роторе $Z_r = Z_{sr} \pm p_s$.

Многофазные первичные и вторичные обмотки при распределенной зубцовой зоне. На практике часто возникает необходимость использовать готовые штампы статора для изготовления тихоходных безредукторных двигателей с многофазными первичными и вторичными обмотками. Как уже указывалось ранее, применение в этом случае распределенных обмоток может привести к значительной асимметрии взаимоиндуктивностей отдельных фаз первичной и вторичной обмоток. Поэтому в каждом конкретном случае необхо-

дим выполнит предварительный анализ возможных схем обмоток. Приводим ниже соответствующий анализ для двух случаев, используя для определения потоков и потокоцеплений отдельных фаз метод эквивалентных магнитных схем (см. § 2-4).

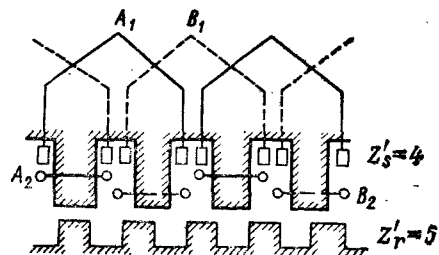


Рис. 1-9.

Симметричную двухфазную машину при минимальном числе пазов на статоре ($Z_s' = 4$) можно получить при $p_{s1} = 1$, $q_{s1} = 1$, $p_{s2} = 2$ и $q_{s2} = 1/2$. Чтобы обеспечить фазовую симметрию, необходимый угол сдвига между потоками соседних зубцов статора должен быть $\beta_s = 2\pi(Z_r' - Z_s')/Z_s' = \pm \pi/2$. Отсюда получим для определения числа зубцов ротора формулу: $Z_r' = Z_s' \pm 1$. В рассматриваемом случае $Z_r' = 4 \pm 1 = 3; 5$. Принципиальная схема такой двухфазной первичной и вторичной обмотки показана на рис. 1-9. Действительно, при совмещении первого зубца статора и ротора при $Z_r' = 5$ имеем для зубцовых потоков при возбуждении фазы A_1 выражения ($\gamma = Z_r' \gamma_m$):

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= \mu_0 l F_{A1} [g_0 + g_1 \cos \gamma]; \\ \Phi_2 &= \mu_0 l F_{A1} [g_0 + g_1 \cos (\gamma + \pi/2)]; \\ \Phi_3 &= -\mu_0 l F_{A1} [g_0 + g_1 \cos (\gamma + \pi)]; \\ \Phi_4 &= -\mu_0 l F_{A1} [g_0 + g_1 \cos (\gamma + 3\pi/2)].\end{aligned}$$

Потокоцепление с фазой A_2 будет:

$$\Psi_{A2} = \omega_{A2} (\Phi_1 + \Phi_3) = \omega_{A2} \Phi_{A1} (g_0 + g_1 \cos \gamma + g_0 + g_1 \cos \gamma) = 2\omega_{A2} \Phi_{A1} \cos \gamma.$$

Потокоцепление с фазой B_2 имеет величину

$$\Psi_{B2} = \omega_{B2} (\Phi_2 + \Phi_4) = \omega_{B2} \Phi_{A1} (g_0 - g_1 \sin \gamma - g_0 - g_1 \sin \gamma) = 2\omega_{B2} \Phi_{A1} g_1 \sin \gamma.$$

Аналогично при возбуждении фазы A_2 вторичной обмотки и совмещении первых зубцов статора и ротора имеем:

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= \mu_0 l F_{A2} [g_0 + g_1 \cos \gamma]; \\ \Phi_2 &= -\mu_0 l F_{A2} [g_0 + g_1 \cos (\gamma + \pi/2)]; \\ \Phi_3 &= \mu_0 l F_{A2} [g_0 + g_1 \cos (\gamma + \pi)]; \\ \Phi_4 &= -\mu_0 l F_{A2} [g_0 + g_1 \cos (\gamma + 3\pi/2)].\end{aligned}$$

Тогда потокоцепления соответственно с фазой A_1 и B_1 первичной обмотки будут:

$$\Psi_{A1} = \omega_{A1} (\Phi_1 + \Phi_2 - \Phi_3 - \Phi_4) = 2\sqrt{2} \omega_{A1} \Phi_{A2} g_1 \cos (\gamma - \pi/4);$$

$$\Psi_{B1} = \omega_{B1} (\Phi_2 + \Phi_3 + \Phi_4 - \Phi_1) = 2\sqrt{2} \omega_{B1} \Phi_{A2} g_1 \sin (\gamma - \pi/4).$$

Отсюда следует, что рассматриваемая «элементарная» двухфазная система обмоток обеспечивает полную симметрию взаимных индуктивностей обмоток.

Для получения двухфазной первичной обмотки и трехфазной вторичной обмотки минимальное число пазов статора $Z_s' = 2m_{s1}m_{s2} = 12$. Число па-

зов ротора находим по формуле: $Z_r' = Z_s' \pm 2$. В рассматриваемом случае $Z_r' = 12 \pm 2 = 10; 14$. Для обеспечения симметричной трехфазной системы вторичных обмоток отдельные ее фазы должны охватывать следующие зубцовые потоки: фаза A_2 — 1, 4, 7, 10; фаза B_2 — 3, 6, 9, 12; фаза C_2 — 5, 8, 11, 2. На рис. 1-10 показана принципиальная схема такой системы обмоток.

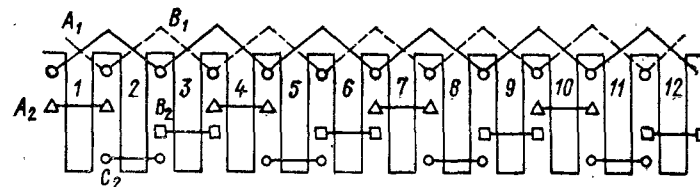


Рис. 1-10.

Аналогично рассуждая, нетрудно убедиться, что при возбуждении вторичной системы обмоток образуется симметричная система потоков, которая обеспечивает необходимые электромагнитные связи с первичными обмотками.

1-4. Асинхронные тихоходные двигатели

Многополюсные двигатели с дробными обмотками. Наиболее просто можно получить низкую скорость вращения путем создания многополюсной обмотки на статоре. Однако из-за сравнительно малой величины внутреннего диаметра статора у микромашин выполнить многополюсную обмотку с целым числом пазов на полюс и фазу часто не представляется возможным. Поэтому приходится идти на варианты обмоток с $q < 1$. Такие обмотки обладают целым рядом свойств, отличных от свойств обмоток с целым числом q . Кривые намагничивающих сил дробных обмоток с дробным числом q содержат большое количество гармонических составляющих, многие из которых имеют сравнительно большую величину. Это приводит к значительному возрастанию коэффициента дифференциального рассеяния и повышенной величине добавочных потерь. В случае асинхронных исполнительных двигателей появятся дополнительные асинхронные и синхронные моменты.

Многополюсные асинхронные двигатели с дробными обмотками $q < 1$ исследовались в работах [15, 16]. Установлено, что минимальная дробность составляет примерно $q \approx 1/m$. При $q < 1/m$ в кривой н. с. появляется низшая гармоническая $v' < p'$ с амплитудой, большей, чем у главной гармонической $v' = p'$. Поэтому асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором типа беличьей клетки будет работать на эту гармоническую, и ротор будет вращаться быстрее, чем от основной гармонической поля.

Вследствие большого содержания гармоник поля у обмоток с $q < 1$ значительная часть момента теряется на преодоление тормозящего действия до-

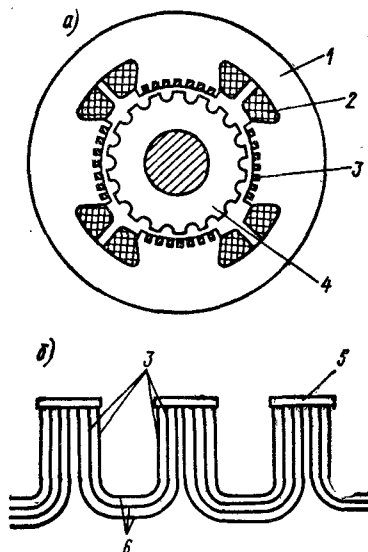


Рис. 1-11.

полнительных асинхронных моментов. Для уменьшения вредного действия последних можно использовать специальные короткозамкнутые обмотки на роторе с одним короткозамыкающим кольцом [59].

Первые сведения о применении индукторных машин в качестве тихоходных асинхронных относятся к 1933 г. В патенте фирмы AEG описана конструкция асинхронного тихоходного двигателя (рис. 1-11), состоящего из неподвижного статора 1 с двумя системами первичной 2 и вторичной 3 обмоток и из зубчатого ротора 4. Первичная многофазная обмотка 2 размещается в больших пазах и подключается к многофазной сети переменного тока. В малых пазах больших полюсов статора размещается короткозамкнутая вторичная обмотка 3.

В 1960 г. Г. И. Штурманом и Н. Н. Левиным [72] была предложена другая разновидность индукторного асинхронного двигателя, образованного на основе индукторного генератора с трехфазными первичными обмотками двойного шага и с однофазной вторичной обмоткой, включенной на конденсатор. Несколько позднее В. И. Шаровым, А. С. Куракиным и Ю. С. Кононыхинным [70] разработан асинхронный индукторный двигатель с распределенными первичными и вторичными обмотками с $p_{s2} = 2p_{s1}$. Во всех этих случаях зубчатый ротор обмоток не имеет и играет роль модулятора магнитного поля в воздушном зазоре. В работах Г. Б. Федорова [63], П. Ю. Каасика и Е. Д. Кученкова [34, 35] приводятся данные характеристик индукторных асинхронных двигателей в качестве управляемых для автоматических устройств. Сравнение, приведенное в [7], свидетельствует о том, что в одинаковых габаритах индукторные двигатели развивают примерно одинаковые пусковые моменты, с короткозамкнутыми асинхронными управляемыми двигателями. При этом вследствие уменьшения скорости вращения снижается полезная мощность индукторных двигателей, но быстреедействие у последних больше. Поэтому, очевидно, индукторные исполнительные двигатели выгодно применять в позиционных следящих системах.

1-5. Синхронные тихоходные двигатели

Возможность выполнения многополюсных синхронных двигателей, так же как и асинхронных, ограничивается технологичностью выполнения многополюсной дробной обмотки статора, а также активного ротора. Для бесконтактных синхронных микродвигателей можно получить активный ротор применением постоянного магнита. Для получения многополюсной системы на роторе с достаточно высокой индукцией в воздушном зазоре применяют конструкции с когтеобразными полюсами или гармонические роторы. Для примера на рис. 1-12 показаны эскизы гармонических роторов, которые при числе намагнитченных областей $2p_r$ и числе зубцов ротора Z_r образуют магнитное поле с $p_s = Z_r + p_r$ парами полюсов. Для получения возможно меньшей скорости вращения необходимо выполнить многополюсные дробные обмотки статора с $q < 1/m$. В работах [15, 16, 67, 68] даются описания различных типов синхронных тихоходных двигателей с гармоническим ротором и результаты их исследования.

Для создания тихоходного двигателя индукторного типа можно использовать для работы зубцовые гармонические поля гребеночного статора и гармонического ротора. Различные конструкции зубцовых зон таких двигателей рассмотрены в работе [68].

Аналогично можно образовать тихоходный синхронный реактивный двигатель (СРД) путем увеличения числа пар полюсов обмотки статора, что приводит, естественно, к использованию дробного числа обмоток. Однако при увеличении числа пар полюсов ухудшаются энергетические показатели и, начиная с определяемого для каждого габарита числа полюсов, для дальнейшего снижения скорости вращения ротора целесообразно перейти к использованию синхронных реактивных тихоходных двигателей с электромагнитной редукцией скорости вращения. Для краткости будем их в дальнейшем называть субсинхронными реактивными двигателями и обозначать ССРД.

Для подтверждения вышесказанного в табл. 1-2 приведены результаты сравнительного расчета двухфазных СРД и ССРД в габаритах двигателей ДВА при частоте 50 Гц.

Как видно из результатов расчета, в рассматриваемом случае для получения скоростей вращения, меньших 500 об/мин, выгоднее использовать субсинхронный реактивный двигатель.

Первоначально на практике нашли применение однофазные субсинхронные реактивные тихоходные двигатели, представляющие собой разновидности колеса Ла-Кура. В книге [19] дано описание конструкции и принципа действия двух типов однофазных тихоходных двигателей с явнополюсным статором и зубчатым ротором и однофазных двигателей, имеющих двустороннюю зубчатость.

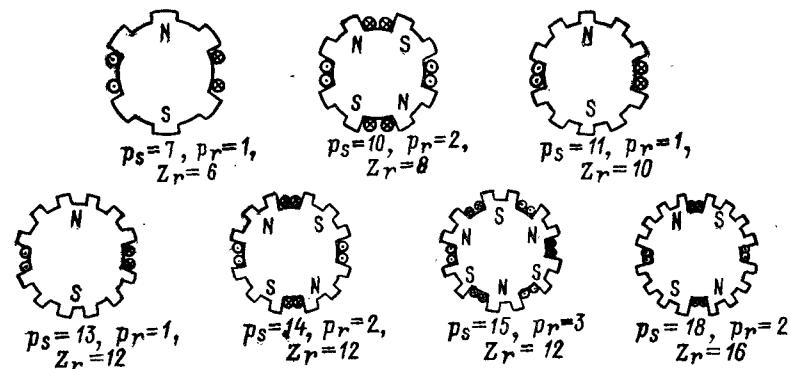


Рис. 1-12.

Субсинхронные реактивные двигатели (ССРД), разработанные инженерами американской фирмы «Вестингауз» Чеббом и Уотсом [90], являются, по существу, многофазными. Они позволяют получить малые скорости вращения без каких-либо механических редукторов и находят применение в различных часовых механизмах, счетчиках машинного времени и автоматических устройствах, где требуется малая скорость выходного вала и повышенные надежность и срок службы. Из литературы известны случаи их применения для регулируемых электроприводов малой мощности.

Как и индукторные генераторы, индукторные двигатели могут выполняться в двух основных вариантах — одноименнополюсными (рис. 1-13, 1-14), в которых поток возбуждения проходит в плоскости, параллельной оси вала (аксиальное возбуждение), и разноименнополюсным (рис. 1-15), в ко-

Таблица 1-2

$n_{ср}$, об/мин	q_1		$M_{ср}$, Н·см		$P_{2м}$, Вт		$\cos \varphi_m$, о. е.		η_m , %	
	СРД	ССРД	СРД	ССРД	СРД	ССРД	СРД	ССРД	СРД	ССРД
600	6/5	6/7	787	8,5	48	5,2	0,67	—	34	—
500	1	1	544	14,2	28	7,3	0,70	0,63	28	9
300	3/5	3	248	133,0	7,85	4,1	0,70	0,40	10,3	35
200	6/15	2	—	92,0	—	19	—	0,48	—	20

торых поток возбуждения проходит в плоскости, перпендикулярной оси вала (радиальное возбуждение).

Поток возбуждения в одноименнополюсных машинах может создаваться либо кольцевой обмоткой возбуждения, либо кольцевым постоянным магнитом.

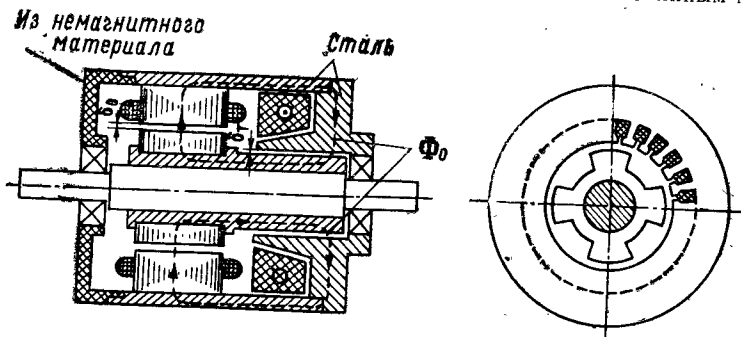


Рис. 1-13.

том, ось которых совпадает с осью вала. Источники возбуждения сами могут быть расположены на неподвижном статоре (рис. 1-13) либо на вращающемся роторе (рис. 1-14). Если магнитная система двухпакетная (рис. 1-14), то поток возбуждения проходит через два рабочих δ_0 зазора; а если однопакетная (рис. 1-13) — поток возбуждения проходит через один рабочий δ_0 и один технологический δ_r зазор. Обмотка якоря в зависимости от числа пазов на роторе, равного числу пар полюсов обмотки статора, может быть выполнена

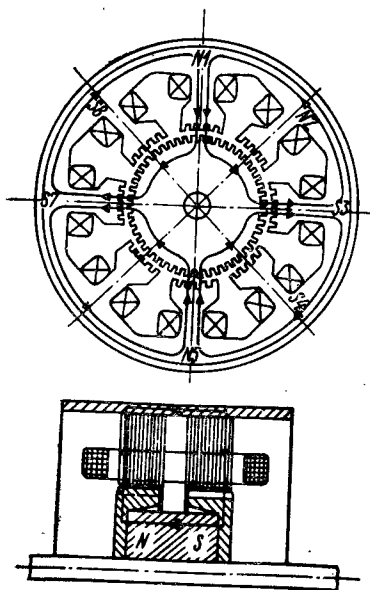


Рис. 1-14.

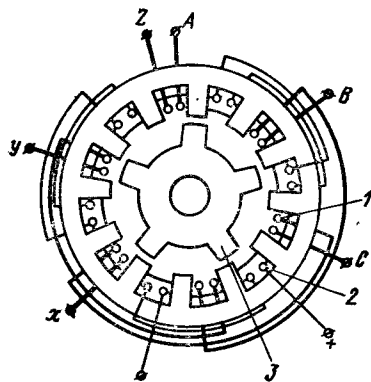


Рис. 1-15.

с $q = 1$ и выше, а также с $q < 1$. Последний случай встречается особенно у тихоходных двигателей на весьма малые скорости вращения. Число пазов (зубцов) на роторе выбирается в зависимости от пазовой геометрии по табл. 1-1.

Поток возбуждения разноименнополюсных машин с радиальным возбуждением создается обмоткой возбуждения, расположенной либо в специальных пазах статора, либо в одних пазах с обмоткой якоря. Обмотка возбуждения может быть как сосредоточенной, так и распределенной. Число пазов статора Z_s и ротора Z_r и число пар полюсов обмотки статора p_s и обмотки возбуждения p_f связаны между собой зависимостью: $Z_r = Z_s \pm p_s \pm p_f$. Для избежания трансформаторной связи между обмоткой статора и обмоткой возбуждения число пар полюсов этих обмоток должно отличаться в четное число раз, т. е. $p_s = 2kp_f$ или $p_f = 2kp_s$, где $k = 1, 2, 3, \dots$

В некоторых случаях, при необходимости питания обмотки возбуждения от того же источника переменного тока через выпрямительное устройство, что и обмотки якоря, желательно иметь трансформаторную связь между обмотками. Для этого нужно иметь число пар полюсов обмоток согласно $p_s = ip_f$ или $p_f = ip_s$, где $i = 1, 2, 3, \dots$

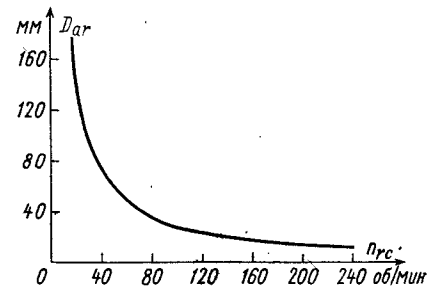


Рис. 1-16.

Обмотки якоря и возбуждения могут быть выполнены одно- или двухслойными распределенными с $1 < q < 1$. Весьма перспективными являются двухзубцовые обмотки. На рис. 1-15 показана принципиальная схема трехфазной индукторной машины с двухзубцовыми обмотками якоря и однофазной обмоткой возбуждения. В общем случае обмотка возбуждения может быть выполнена также по многофазной схеме.

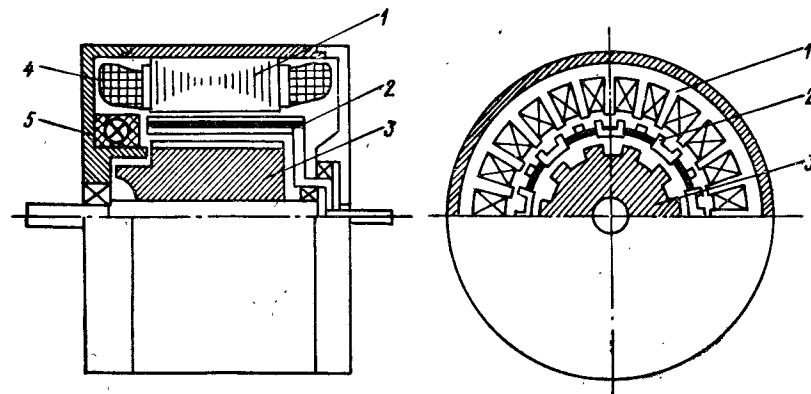


Рис. 1-17.

В общем случае обмотка возбуждения может быть выполнена также по многофазной схеме.

Для уменьшения скорости вращения в синхронных индукторных двигателях необходимо увеличивать число зубцов Z_r на роторе. Последнему ставит предел чрезмерное увеличение диаметра ротора D_{ar} . Для иллюстрации на рис. 1-16 показана зависимость $D_{ar} = f(n_{rc})$ при зубцовом делении ротора $t_r = 3$ мм. Для обеспечения удовлетворительных условий пуска радиальный предел скорости вращения для синхронных индукторных двигателей находится в пределах 60—80 об/мин. Дальнейшее снижение скорости вращения выходного вала двигателя можно получить путем использования принципа двойной электромагнитной редукции [47]. Такой двигатель

(рис. 1-17) состоит из статора 1 с числом зубцов Z_s и двух роторов — полого 2 и массивного 3 с числом зубцов Z_{r3} . На внешней поверхности полого цилиндра имеется Z_{r1} зубцов, а на внутренней — Z_{r2} зубцов. Высота спинки полого ротора выбирается достаточно малой, с тем чтобы переменный поток, возбужденный обмоткой статора 4, не замыкался по спинке ротора, а проходил через второй воздушный зазор. При возбуждении обмотки статора 4 переменным током с частотой f_1 и кольцевой обмотки возбуждения 5 постоянным током и при $Z_{r1} = Z_s \pm p_s$ полый ротор будет вращаться с угловой скоростью $\Omega_{rc1} = \pm \omega_1/Z_{r1}$, которую можно использовать для вращения вала, соединенного с полым ротором. При выборе $Z_{r3} = Z_{r2} \pm p_s$ угловая скорость вращения массивного ротора 3 будет $\Omega_{rc2} = (\omega_1 \pm Z_{r2}\Omega_{rc1})/Z_{r3}$. Следовательно, при согласном вращении полого ротора с основной гармоникой поля статора (при $Z_{r1} = Z_s + p_s$) со скоростью $n_{rc1} = f_1/Z_{r1}$ (об/с) массивный ротор вращается в том же направлении со скоростью $n_{rc2} = \frac{f_1}{Z_{r1}} \frac{Z_{r1} \pm Z_{r2}}{Z_{r3}}$.

При встречном вращении полого ротора с основной волной поля статора массивный ротор также вращается во встречном направлении с вышеуказанной скоростью вращения. При $Z_s = 24$, $p_s = 1$, $Z_{r1} = 25$, $Z_{r2} = 23$, $Z_{r3} = 22$ имеем при частоте $f_1 = 50$ Гц следующие скорости вращения: $n_{rc1} = 50/25 = 2$ об/с; $n_{rc2} = \left(\frac{50}{25}\right) \cdot \left(\frac{25-23}{22}\right) = 2/11$ об/с.

1-6. Тихоходные индукторные двигатели двойного питания

Для получения весьма малых скоростей вращения без наличия контактных устройств и понижающих редукторов могут быть использованы индукторные двигатели двойного питания, предложенные А. С. Куракиным в 1963 г.

Принцип их работы и основные уравнения рассмотрены в работах [28, 36]. Конструктивно эти двигатели ничем не отличаются от асинхронных индукторных двигателей. Разница только в системе питания обмоток и режимах работы. При питании первичной обмотки статора с частотой f_1 , а вторичной — с частотой f_2 скорость вращения ротора будет $n_{rc} = (f_1 - f_2)/Z_r$. Как следует из этого выражения, при небольшой разнице питающих частот можно получить весьма малые скорости вращения. При регулировании частоты питающего напряжения вторичной обмотки легко также обеспечить бесконтактное реверсирование при двухзонном регулировании скорости вращения ротора. Отличительной особенностью индукторного двигателя двойного питания по сравнению с обычным двигателем двойного питания является зависимость его направления вращения не только от направления вращения магнитных полей обмоток, но и от соотношения чисел зубцов статора Z_s и ротора Z_r . Эта зависимость для различных значений Z_r приведена в табл. 1-3.

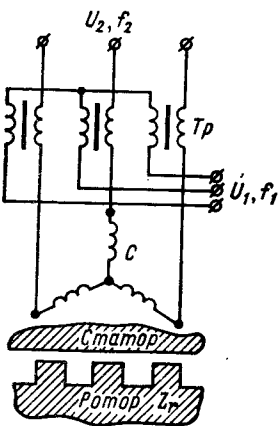


Рис. 1-18.

Знак «плюс» перед выражением скорости вращения указывает на то, что ротор вращается (при $\omega_1 > \omega_2$) в сторону вращения поля первичной обмотки, а знак «минус» — в противоположную сторону. Из всех вариантов включения обмоток и выбора Z_r малая скорость вращения обеспечивается при согласном включении обмоток при $Z_r = Z_s \pm (p_{s1} - p_{s2})$, а при встречном включении $Z_r = Z_s \pm (p_{s1} + p_{s2})$. В этом случае скорость вращения ротора определяется формулой $\Omega_r = \pm (\omega_1 - \omega_2)/Z_r$, где знаки «плюс» и «минус» соответствуют таковым в Z_r .

Число пазов ротора Z_r	Скорость вращения ротора Ω_r , рад/с, при вращении магнитных полей обмоток	
	согласно	встречно
$Z_s + p_{s1} + p_{s2}$	$(\omega_1 + \omega_2)/Z_r$	$(\omega_1 - \omega_2)/Z_r$
$Z_s - p_{s1} - p_{s2}$	$-(\omega_1 + \omega_2)/Z_r$	$-(\omega_1 - \omega_2)/Z_r$
$Z_s - p_{s1} + p_{s2}$	$-(\omega_1 - \omega_2)/Z_r$	$-(\omega_1 + \omega_2)/Z_r$
$Z_s + p_{s1} - p_{s2}$	$(\omega_1 - \omega_2)/Z_r$	$(\omega_1 + \omega_2)/Z_r$

Возможен также вариант однообмоточного индукторного двигателя двойного питания (рис. 1-18) [39]. В этом случае обмотка статора С получает питание от двух независимых источников питания с различными частотами f_1 и f_2 , причем один источник (например, f_1) присоединяется к обмотке статора через промежуточный трансформатор Тр. Зубчатый ротор с числом зубцов Z_r обмоток не имеет. Тогда при взаимодействии зубцовых гармоник поля порядка $(Z_r \pm p_s)$ скорость вращения ротора будет $n_{rc} = (f_1 - f_2)/(2Z_r)$, где знак «плюс» будет при согласном питании, а знак «минус» при встречном питании обмоток.

1-7. Области применения тихоходных безредукторных микродвигателей

Для ряда автоматических устройств требуются тихоходные исполнительные двигатели переменного тока, обеспечивающие низкие скорости вращения ротора без применения промежуточных понижающих механических редукторов. Они могут найти применение в различных часовых устройствах, телеграфной аппаратуре, в лентопротяжных механизмах, в частности в звукозаписывающей аппаратуре, а также в электроприводах малой мощности, где требуются весьма малые скорости вращения (до сотых долей оборотов в минуту) без использования механических понижающих редукторов. Из зарубежной практики известны случаи их применения в устройствах для регулирования уровня стержней в атомных реакторах, для вращения антенн радиолокаторов и др. Особенно остро встает проблема понижения скорости вращения вала для исполнительных двигателей, которые питаются от сети повышенной частоты 1000 и более герц. Эксплуатация таких двигателей показывает, что скорости вращения, получаемые от двигателей общеизвестных исполнений и принципа работы, не обеспечивают необходимых надежности и срока службы двигателей. Применение тихоходных безредукторных двигателей позволяет значительно увеличить срок службы подшипников и повысить тем самым надежность работы, а путем исключения понижающих механических редукторов — и точность и малозумность системы.

В устройствах записи и считывания информации, а также в различных программных механизмах широкое применение находят тихоходные электродвигатели, скорость которых определяется единицами или даже долями оборотов в минуту. Принципиально эта скорость может быть обеспечена при использовании многоступенчатого механического редуктора. Однако последний не обеспечивает равномерности движения ротора и, следовательно, искажает

информацию при записи. Для получения весьма малых устойчивых скоростей вращения целесообразно использовать тихоходный индукторный двигатель двойного питания. Эти двигатели находят применение также в установках для снятия амплитудно-фазовых характеристик приборов, предназначенных для регистрации медленно протекающих процессов.

В электрооборудовании различных устройств для плавного перемещения или поворота различных рабочих органов широко используются регулируемые и нерегулируемые по скорости вращения тихоходные асинхронные электродвигатели. Применение последних особенно желательно там, где требуется обеспечить уверенный пуск и регулирование скорости вращения ротора в широких пределах без применения специальных регулировочных устройств. Асинхронные индукторные двигатели обеспечивают большие пусковые моменты и хорошие динамические характеристики при весьма низких скоростях вращения и поэтому могут найти применение в различных позиционных следящих системах и в качестве моментных двигателей.

Синхронные тихоходные двигатели непрерывного вращения широко используются в приводах программных и лентопротяжных механизмов, а также других устройств, где требуется стабильная, независимая от величины нагрузки, низкая скорость вращения. В табл. 1-4 приводятся технические данные синхронных тихоходных двигателей серии СРД, заимствованных из [49]. Двигатели комплектуются индивидуальными статистическими преобразователями частоты и предназначены для работы от сети постоянного тока напряжением 27 В. Нестабильность мгновенной скорости вращения ротора ($N \approx 10^{-5}$) этих двигателей серии СРД значительно лучше по сравнению с аналогичными по мощности и качеству изготовления синхронными микродвигателями других типов ($N \approx 10^{-3}$).

Таблица 1-4

Тип электродвигателя	I, А	$M_{н'}$ Н·см	$-M_{п'}$ Н·см	$M_{вх'}$ Н·см	$M_{см'}$ Н·см	Габариты, см
СРД-500	0,7	5	8,5	6,5	8	5,7×5,3
СРД-800	0,5	8	12	9,5	11	5,7×6,3
СРД-1600	1,3	16	24	19	23	8×8
СРД-3200	2,0	32	60	35	50	8×12

В большинстве случаев зубчатый ротор тихоходных безредукторных двигателей обмоток не имеет, что позволяет использовать эти двигатели для работы в герметизированной области и в различных агрессивных средах.

Глава вторая

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ В ВОЗДУШНОМ ЗАЗОРЕ

2-1. Критическая оценка методов исследования и принятые допущения

Расчет магнитного поля в воздушном зазоре электрических микромашин имеет особо важное значение, так как 80—95% энергии магнитного поля сосредоточено в воздушном зазоре. Кроме того, большинство микромашин имеет открытые пазы на статоре и на роторе. Особую группу составляют электрические микромашины, использующие принцип электромагнитной редукции и работающие на основе модулированной кривой магнитного поля в воздушном

зазоре. Для улучшения выходных показателей этих машин надо увеличить степень модуляции кривой индукции в воздушном зазоре. Последнее зависит от правильного выбора отношения открытия паза к зубцовому делению и величины воздушного зазора.

Во многих случаях требуется рассчитать не только магнитные потоки, определяющие основную э. д. с. и электромагнитный момент, но и магнитные поля и потоки высших гармоник. Влияние последних на работу многих типов электрических микромашин значительно больше, чем в нормальных электрических машинах средней и большей мощности. Поэтому требуется точный расчет магнитного поля и правильное определение его гармонического состава. Так, например, в исполнительных двигателях переменного тока наличие высших гармоник магнитного поля в воздушном зазоре приводит к увеличению индуктивного сопротивления дифференциального рассеяния, добавочных потерь и дополнительных моментов. Высшие гармоники поля являются причиной возникновения вибрации и шума двигателей и могут вызвать колебания мгновенной скорости вращения ротора.

Большинство электрических микромашин переменного тока, в частности и рассматриваемые в этой работе тихоходные двигатели, имеют зубчатый статор и ротор. В настоящее время весьма подробно исследовано магнитное поле при односторонней зубчатости. Получены аналитические выражения для расчета индукции в области паза, обтекаемого и не обтекаемого током. При двусторонней зубчатости аналитическое решение такой задачи, особенно с учетом взаимного перемещения зубцов на статоре и роторе, получено разными авторами только при различных допущениях.

Ввиду сложности аналитического расчета магнитного поля в воздушном зазоре различными авторами были предложены графические и графо-аналитические методы их расчета. Эти методы обеспечивают вполне приемлемую для инженерных расчетов точность и особенно удобны в тех случаях, когда поверхности раздела двух сред имеют сложные очертания и не могут быть описаны аналитическими выражениями. При решении конкретных задач по определению магнитного поля зубчатых магнитных систем может быть успешно применен также метод физического и математического моделирования.

Все вышеописанные методы дают величину индукции для определенных дискретных положений ротора. Получаемое при этом сложное распределение индукции не может быть непосредственно применено для обобщенного анализа ряда явлений, возникающих при вращении ротора. Поэтому в практике инженерных расчетов находят широкое применение метод эквивалентных магнитных схем и метод гармонических проводимостей, которые позволяют получить общие выражения потоков в зависимости от угла поворота или вращения ротора.

По методу эквивалентных магнитных схем (или зубцовых потоков), развитому в работах М. М. Красношапки, Б. Х. Коники [42],

Н. Н. Левина и Г. И. Штурмана [54, 72], определяется поток на зубцовом делении рассматриваемой части машины для различных взаимных угловых положений зубцов статора и ротора. Путем разложения полученной зависимости в ряд Фурье выделяется основная гармоника потока на отдельных зубцовых делениях. Путем сложения отдельных зубцовых потоков на ширине рассматриваемой катушки можно получить зависимость этого потока и его основной гармоники от взаимного положения зубцов статора и ротора.

Метод гармонических проводимостей, разработанный в работах А. И. Вольдека [12], Б. Геллера [17], П. Олжера [76] основан на разложении кривой проводимости зубцового деления при односторонней зубчатости в ряд Фурье. Результирующая проводимость при двусторонней зубчатости находится путем соответствующего перемножения частичных проводимостей зубчатого статора и ротора, каждая из которых определяется в предположении гладкой поверхности противоположной части машины.

Метод эквивалентных магнитных схем особенно удобен при анализе и расчете магнитных систем с неравномерным распределением зубцов и намагничивающих катушек. Метод гармонических проводимостей позволяет получить достаточно легко и точно гармонический состав индукций при равномерной зубчатости статора и ротора и при заданном распределении катушечных групп. В этом случае можно легко обеспечить единый подход к исследованию самых разнообразных типов микромашин, имеющих явно выраженную одностороннюю или двустороннюю зубчатость; просто выделить из сложного состава магнитного поля главные гармоники, определяющие основные электромагнитные связи, и установить взаимодействие отдельных гармоник магнитного поля между собой. Недостатком этого метода является сравнительно большой объем вычислительных работ особенно при учете большого числа гармоник н. с. и проводимостей.

При расчете результирующего магнитного потока, созданного несколькими системами возбужденных обмоток, исходим из допущения, что магнитная система ненасыщена. Это дает возможность применять метод наложения для определения магнитного поля, вызванного различными контурами. При гармоническом анализе магнитного поля используем также предположение, что гармоники проводимости имеют одинаковую величину для всех гармоник н. с.

Учет нелинейности магнитной цепи можно произвести приближенно путем введения соответствующих расчетных коэффициентов насыщения при определении удельных магнитных проводимостей или методами, изложенными в работах [3, 5, 66].

2-2. Обобщенная модель тихоходных безредукторных двигателей

За основу обобщенной модели исследуемых двигателей принимаем распределенную зубцовую зону. Для большей общности предполагаем, что в отдельных пазах статора расположены две распре-

деленные системы обмоток с числом фаз m_{s1} и m_{s2} и числом пар полюсов p_{s1} и p_{s2} . Для исключения непосредственной трансформаторной связи между этими обмотками по их основным гармоникам поля число пар полюсов этих обмоток выбирается согласно формулам $p_{s1} = 2kp_{s2}$ или $p_{s2} = 2kp_{s1}$, где k — любое целое положительное число.

Для получения обобщающих зависимостей принимаем, что в открытых пазах ротора также расположены две самостоятельные обмотки с числом фаз m_{r1} и m_{r2} и с числом пар полюсов p_{r1} и p_{r2} . Последние обычно играют роль пусковых или демпферных обмоток и поэтому $p_{r1} = p_{s1}$; $p_{r2} = p_{s2}$.

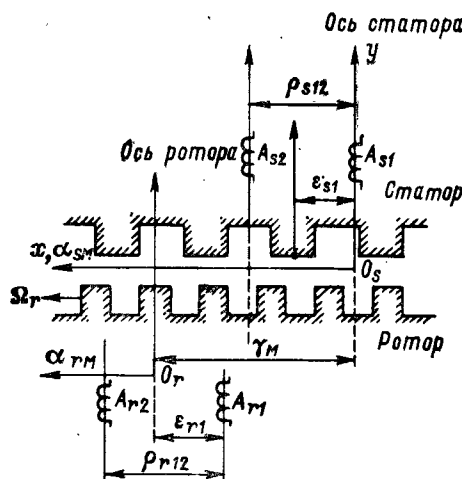


Рис. 2-1.

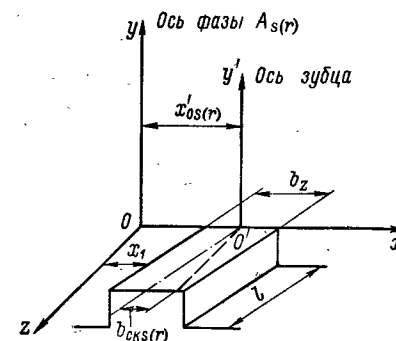


Рис. 2-2.

В общем случае при питании какой-либо фазы обмотки статора или ротора амплитуда кривой н. с. совпадает или с серединой какого-либо паза или зубца соответственно статора или ротора. У однослойных и двухслойных трехфазных обмоток с диаметрально или укороченным на четное число пазов шагом ось фазы всегда проходит по середине зубца, а при укорочении шага на нечетное число пазов ось фазы проходит по середине паза. Для определенности принимаем за начало неподвижных координат статора и ротора ось первой фазы A_1 обмотки статора и ротора, а ось кривой проводимости зубчатого статора и ротора совместим с близлежащим к оси фазы A_1 зубцом статора и ротора соответственно.

Принципиальная схема обобщенной модели такой машины с указанием принятой схемы координат на плоскости $x-y$ показана на рис. 2-1. В общепринятой практике текущая координата по оси x обычно дается в виде угла $\alpha_m = 2x/D_{is}$, рад. На этой схеме все величины на статоре имеют индекс s , а на роторе r . В общем случае фазы A_{s1} и A_{s2} многофазных обмоток статора сдвинуты друг от друга на угол p_{s12} и составляют с исходным зубцом соответственно углы ϵ_{s1} и $p_{s12} - \epsilon_{s1}$. Аналогично фазы A_{r1} и A_{r2} на роторе нахо-

дятся на расстоянии угла ρ_{r12} и составляют с выбранным началом координат, проходящим по середине зубца ротора, углы ε_{r1} и $\rho_{r12} - \varepsilon_{r1}$. Перемещение ротора характеризуется углом γ_m . Отметим, что для дальнейшего аналитического исследования режимов работы различные углы сдвига осей различных систем обмоток между собой и от исходного зубца не имеют принципиального значения. От этих углов зависит лишь первоначальный угол сдвига ротора γ_{r0} , при котором взаимные индуктивности достигают максимальной величины. Поэтому для упрощения анализа сами эти обмотки могут быть расположены по одной оси, учитывая действительное их расположение соответствующими первоначальными углами отчета γ_{s0} и γ_{r0} .

Для уменьшения влияния высших гармоник поля может быть выполнен скос пазов статора и ротора на величину $b_{ск}$. В этом случае для расчета магнитного поля в различных точках по длине машины введем координату z (рис. 2-2). В этом случае текущая координата $x_1 = x_{os(r)} - b_{ск} z/l$ или $\alpha_1 = \alpha_{os(r)} - \beta_{ск} z/l$, где $\alpha_{os(r)} = 2x_{os(r)}/D_{is}$; $\beta_{ск s(r)} = 2b_{ск s(r)}/D_{is}$ — угол скоса пазов статора (ротора); $D_{is(r)}$ — диаметр статора (ротора).

На основе предложенной модели могут быть получены основные типы тихоходных безредукторных двигателей и информационных машин с электромагнитной редукцией.

При почти закрытых пазах статора и ротора, в которых размещаются m -фазные многополюсные обмотки, имеем модель индукционной и синхронной машины нормального исполнения. Для получения многополюсной системы часто применяются дробные обмотки с числом пазов на полюс и фазу меньше единицы.

Если пазы статора выполнены с маленькими открытиями, необходимыми лишь для укладки обмотки, а пазы ротора открытые ($\alpha_r = 0,4t_r \div 0,6t_r$), то в зависимости от выбора числа зубцов на роторе образуется модель нормальных синхронных явнополюсных микромашин, модель асинхронных и синхронных тихоходных безредукторных машин и модель явнополюсного сельсина.

Двусторонняя зубчатость статора и ротора имеет место в моделях тихоходных безредукторных двигателей и индукционных машинах с электромагнитной редукцией скорости, имеющих распределенную зубцовую зону. Если в открытых пазах статора разместить только одну многофазную обмотку, то при выборе числа открытых пазов ротора по условию $Z_r = Z_s \pm 2p$ получим модель субсинхронной реактивной машины. При двух многофазных разнополюсных обмотках на статоре, которые в общем случае питаются напряжениями, имеющими различные частоты, имеем модель двухобмоточной тихоходной безредукторной машины двойного питания. Отметим, что последний тип является обобщенной тихоходной машиной, на базе которой могут быть образованы все остальные типы тихоходных двигателей. В частности, при питании первичной обмотки статора переменным током и при замыкании вто-

ричной обмотки накоротко или на различные сопротивления, получим асинхронную тихоходную машину. Синхронная тихоходная машина с радиальной системой возбуждения работает при питании одной системы обмоток переменным током, а второй системы обмоток — постоянным током.

Тихоходная машина с осевым возбуждением (униполярная тихоходная машина) имеет однофазные кольцевые обмотки возбуждения, размещенные по торцам статора, которые создают осевой поток возбуждения.

Питанием обмотки статора вышеприведенных машин напряжением переменной частоты осуществляется частотное управление их скоростью вращения.

2-3. Метод гармонических проводимостей

По методу гармонических проводимостей определяют удельную магнитную проводимость в данной точке $\lambda_\delta = B_n/F$ поверхности расточки статора, где B_n — нормальная составляющая индукции, а F — н. с. (или разность магнитного потенциала) в этой же точке. В общем случае B_n и F , а следовательно и λ_δ зависят от координат рассматриваемой точки.

Удельная проводимость может быть представлена в виде $\lambda_\delta = \lambda_{\delta 0} \lambda$, где $\lambda_{\delta 0} = \mu_0/\delta_0$ — удельная проводимость равномерного зазора; $\lambda = \delta_0/\delta_x$ — относительная проводимость.

Индукцию в данной точке воздушного зазора можно определить по формуле

$$B = \lambda_{\delta 0} \lambda F_\delta, \quad (2-1)$$

где с учетом условия непрерывности магнитного потока $F_\delta = F - F_y$. Здесь униполярная (перераспределенная) составляющая н. с. определяется по формуле

$$F_y = \frac{\int \lambda_\delta F d\alpha}{\int \lambda_\delta d\alpha}. \quad (2-2)$$

Общее выражение для относительной проводимости в неподвижной координатной системе, где ось ординат проходит по оси фазы $A_{s(r)1}$ статора и ротора (рис. 2-1) и если за основу принимать физический зазор величиной δ_0 , имеет вид:

$$\lambda = \lambda_0 + \sum_i \lambda_i \cos i Z (\alpha_m - \varepsilon), \quad (2-3)$$

где Z — число зубцов рассматриваемой части машины; α_m — угловая координата; ε — смещение оси зубца от оси фазы A . Для представления проводимости зубчатого ротора в неподвижных осях статора необходимо угол α_{rm} , отсчитываемый в координатах ротора, заменить зависимостью $(\alpha_{sm} - \gamma_m)$, где α_{sm} — угловая координата

точки в неподвижных осях статора; γ_m — угол смещения оси ротора. При неравномерном вращении последнего

$$\gamma_m = \int_0^t \Omega_r dt + \gamma_{r0},$$

где Ω_r — мгновенная угловая скорость ротора; γ_{r0} — первоначальный угол сдвига в момент $t = 0$. Если ротор вращается с равномерной скоростью Ω_{r0} , то

$$\gamma_m = \Omega_{r0} t + \gamma_{r0}.$$

При скосе зубцов статора и ротора на величину $b_{ck s(r)}$ магнитное поле и проводимость необходимо рассматривать в координатах x, y, z (рис. 2-2). В неподвижной системе координат относительная проводимость воздушного зазора может быть представлена формулой

$$\lambda_s(r) = \lambda_{os}(r) + \sum_{i=1, 2, \dots} \lambda_{si}(r) i \cos i Z_s(r) (\alpha_s(r) - \epsilon_s(r) + \beta_{ck s}(r) z/l). \quad (2-4)$$

Обычно при расчете требуется определить результирующие величины, связанные с потоками и потокоцеплениями обмоток. При расчете этих интегральных величин можно влияние скоса зубцов для v -й гармоники поля учитывать при помощи коэффициента скоса $k_{ck v} = \sin(v\beta_{ck}/2)/(\sin\beta_{ck}/2)$.

Если за основу в расчетах принимается эквивалентный зазор величиной $\delta' = \delta_0/\lambda_0 = k_\delta \delta_0$, то общее выражение относительной проводимости воздушного зазора, как при выборе начала оси кривой проводимости по оси зубца, так и по оси паза, имеет следующий вид:

$$\lambda_c = 1 + \sum_{i=1, 2, \dots} \lambda_{ci} \cos i Z (\alpha_m - \epsilon_m + \beta_{ck} z/l), \quad (2-5)$$

где $\lambda_{ci} = \lambda_i/\lambda_0 = k_\delta \lambda_i$.

На рис. 2-3, а—е, заимствованном из [14, 79], даны кривые λ_{ci} для случая, когда начало координат кривой проводимости совпадает с осью паза. При совпадении осей кривой проводимости и н. с. угол $Z\epsilon_m = 0$. Если ось кривой н. с. проходит по оси зубца, то угол $Z\epsilon_m = \pm \pi$. При использовании кривых рис. 2-3 для случая, когда ось ординат кривой проводимости принята по оси зубца, необходимо знаки нечетных гармоник проводимостей ($\lambda_{c1}, \lambda_{c3}, \lambda_{c5}$) изменить на обратные. В этом случае также при совпадении осей проводимости и н. с. $Z\epsilon_m = 0$, а при прохождении оси н. с. по оси паза $Z\epsilon_m = \pm \pi$. Зависимости на рис. 2-3 показывают, что путем соответствующего выбора открытия паза можно устранить ту или иную гармонику проводимости пазового слоя.

Если рассматриваемая машина имеет двустороннюю зубчатость, то результирующая величина относительной проводимости воздуш-

ного зазора, как показал А. И. Вольдек [12], может быть определена по формуле

$$\lambda = \frac{\lambda_s \lambda_r}{\lambda_s + \lambda_r - \lambda_s \lambda_r},$$

где λ_s, λ_r — относительные проводимости статора и ротора, каждая из которых определена в предположении, что противоположная к рассматриваемым зубцам сторона является гладкой. Однако для практических расчетов это уравнение мало пригодно. Поэтому при гармоническом анализе магнитного поля в воздушном зазоре коэффициенты удельной проводимости при двусторонней зубчатости вычисляются по следующему приближенному выражению:

$$\lambda = \lambda_s \lambda_r. \quad (2-6)$$

Для зубцовой зоны, показанной на рис. 2-1, в выбранных неподвижных координатах статора и при наличии скоса зубцов статора на угол $\beta_{ck s}$ и ротора на $\beta_{ck r}$ (рис. 2-2) результирующий коэффициент удельной проводимости (2-6) вычисляется по формуле

$$\begin{aligned} \lambda = \lambda_0 \{ & 1 + \sum_{n=1, 2, \dots} \lambda_{csn} \cos n Z_s (\alpha_s - \epsilon_{s1} + \beta_{ck s} z/l) + \\ & + \sum_{k=1, 2, \dots} \lambda_{crk} \cos k Z_r (\alpha_s - \gamma_m + \beta_{ck r} z/l) + \\ & + 0,5 \sum_n \sum_k \lambda_{csn} \lambda_{crk} \{ \cos [(nZ_s + kZ_r) \alpha_s - kZ_r \gamma_m - nZ_s \epsilon_{s1} + \\ & + (nZ_s \beta_{ck s} + kZ_r \beta_{ck r}) z/l] + \cos [(nZ_s - kZ_r) \alpha_s + kZ_r \gamma_m - \\ & - nZ_s \epsilon_{s1} + (nZ_s \beta_{ck s} - kZ_r \beta_{ck r}) z/l] \} \}, \quad (2-7) \end{aligned}$$

где $\lambda_0 = \lambda_{os} \lambda_{or}$ — коэффициент проводимости эквивалентного равномерного зазора δ' ; $\lambda_{csn}, \lambda_{crk}$ — гармоники проводимости статора и ротора при зазоре δ' ; ϵ_{s1} — угол сдвига между осью фазы А и осью зубца статора. При определении параметров в неподвижных осях ротора необходимо выразить проводимость зубчатого статора и ротора в этих же координатах. Для этого достаточно в (2-7) вместо α_s подставить угол $\alpha_r + \gamma_m - \epsilon_{r1}$.

Анализ показывает, что основные электромагнитные процессы в тихоходных безредукторных машинах с двусторонней зубчатостью определяются средней проводимостью λ_0 и интерференционной составляющей $0,5 \lambda_{csn} \lambda_{crk}$, имеющей пространственный период, равный или кратный периоду основной гармоники н. с. рассматриваемой обмотки (см. рис. 1-2). Для этой эквивалентной кривой коэффициент удельной проводимости может быть вычислен по приближенной формуле

$$\lambda = \lambda_0 + 0,5 \sum_{i=1, 2, \dots} \lambda_{si} \lambda_{ri} \cos i [(Z_s - Z_r) \alpha_s + Z_r \gamma_m - Z_s \epsilon_{s1} + (Z_s - Z_r) \beta_{ck} z/l]. \quad (2-8)$$

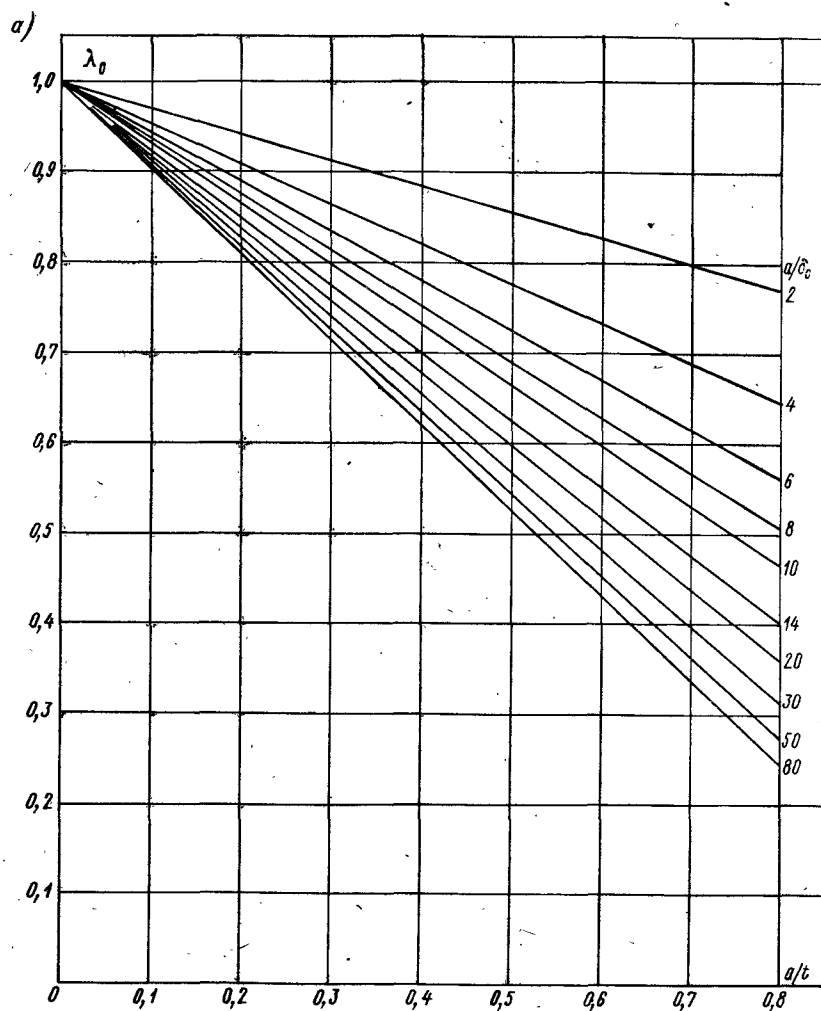


Рис. 2-3, а.

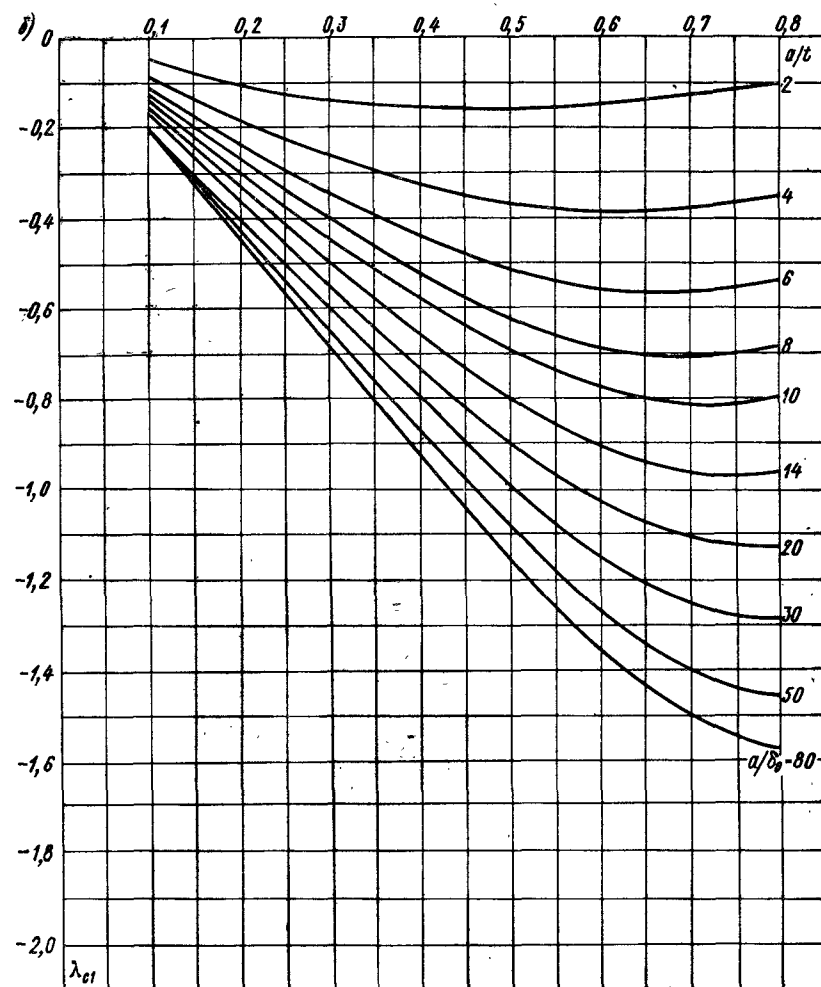


Рис. 2-3, б.

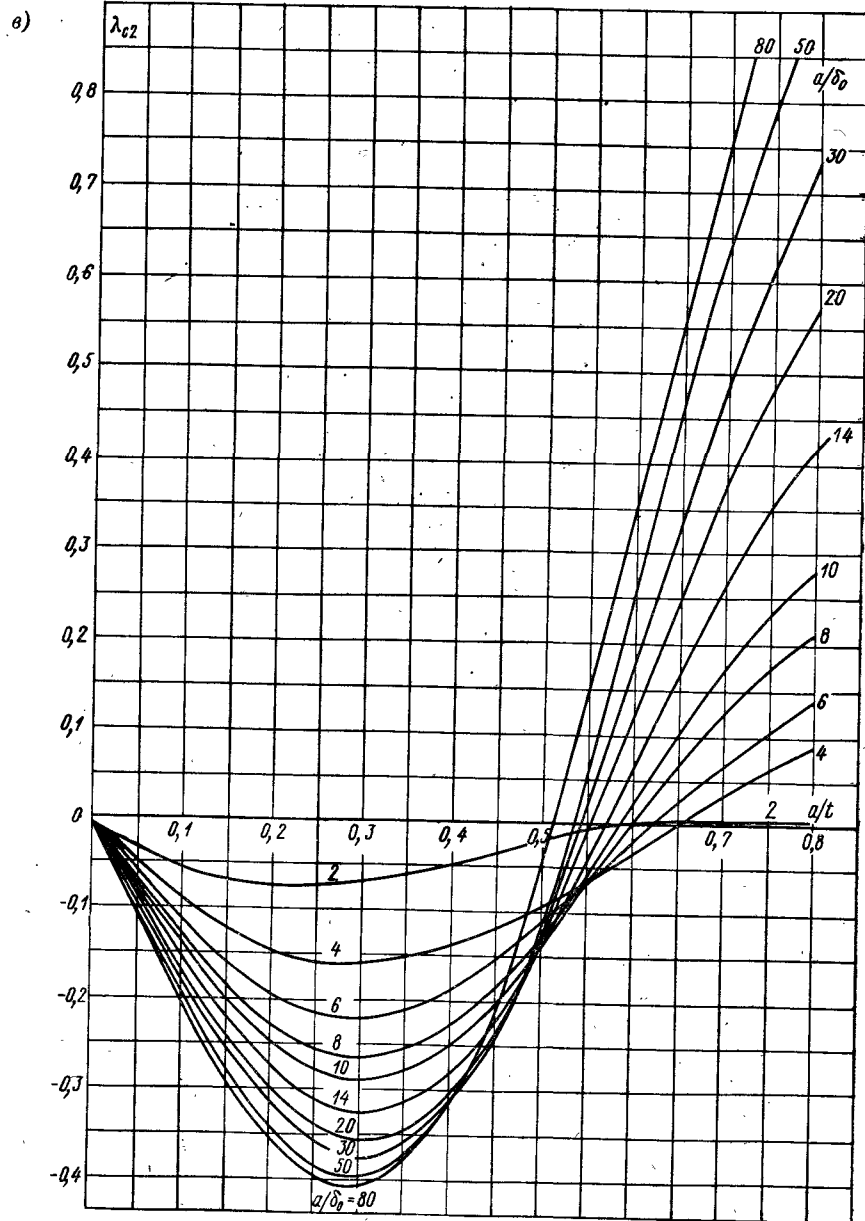


Рис. 2-3, в.

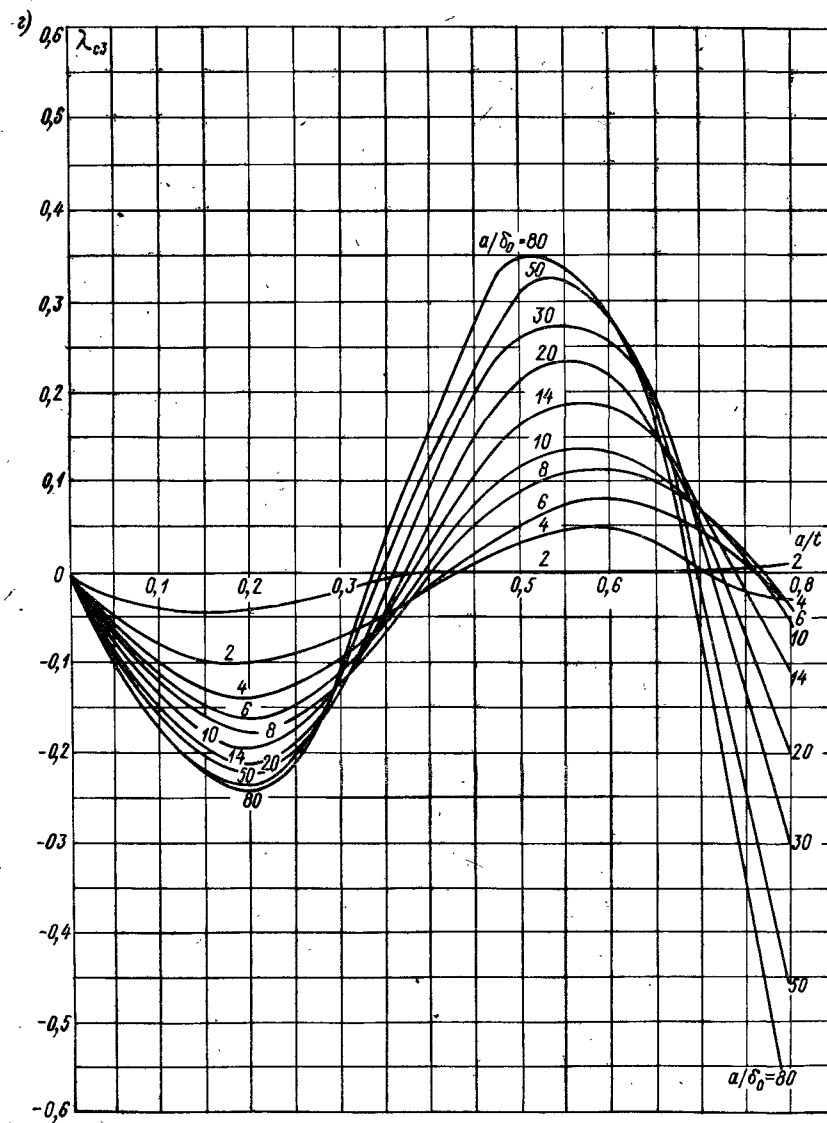


Рис. 2-3, г.

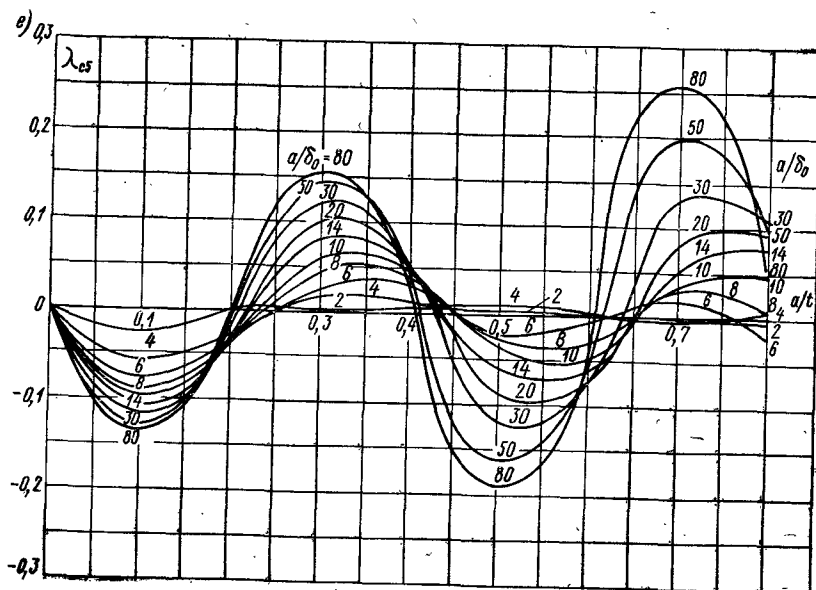
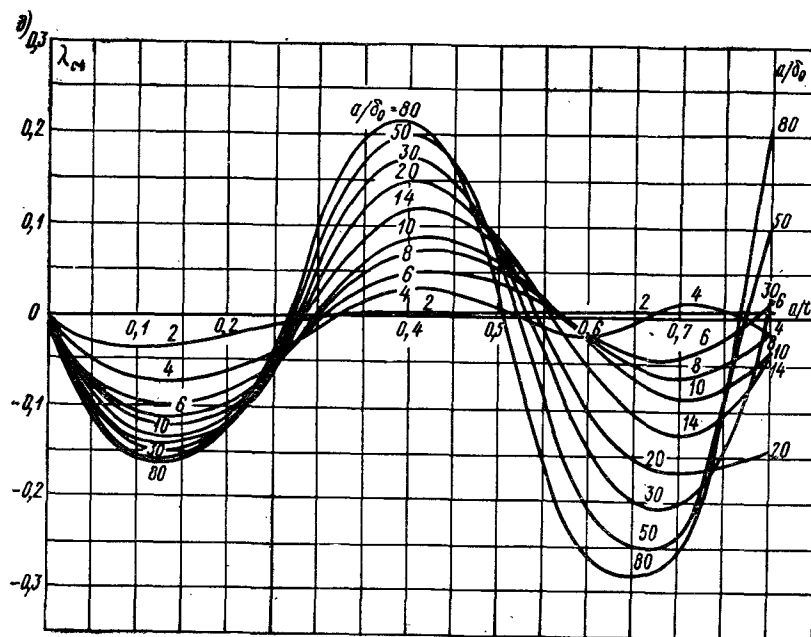


Рис. 2-3, д, е

Кривая н. с. v -й фазы может быть рассчитана по формуле [1]

$$F_v = \sum_{v=1}^{\infty} F_{\phi m v} \cos(v\rho\alpha_m - \rho_v + \beta_{ck}vpz/l) \cos(\omega t - \varphi_v), \quad (2-9)$$

где ρ_v , φ_v — угол сдвига магнитной оси ρ_v и тока φ_v v -й фазы. Если принимать за начало координат фазу A , то $\rho_v = \rho_A = 0$, $\rho_B = 2\pi/m$ и $\rho_C = 4\pi/m$ (для трехфазной системы $m = 3$, а двухфазной $m = 4$). Амплитуда v -й гармоники н. с. одной фазы вычисляется по формуле

$$F_{\phi m v} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega k_{wv} k_{pv}}{p v} I_e,$$

где I_e — действующее значение тока в фазе; ω — число витков; k_{wv} — обмоточный коэффициент v -й гармоники; p — число пар полюсов; v — порядковое число гармоники в системе, где главная гармоника $v = 1$; k_{pv} — коэффициент открытия паза. Для v -й гармоники н. с. последний определяется по формуле

$$K_{pv} = \frac{\sin v \frac{a}{t} \frac{\pi}{Z}}{v \frac{a}{t} \frac{\pi}{Z}},$$

где a — величина открытия паза; t — зубцовое деление; Z — число пазов.

Кривая н. с. симметричной m -фазной обмотки с дробным или с целым числом пазов на полюс и фазу при симметричной нагрузке фаз может быть представлена в виде:

$$F = \sum_v F_{mv} \cos(\omega_1 t - p v \alpha_m + p v \beta_{ck} z/l), \quad (2-10)$$

где амплитуда v -й гармоники н. с. будет $F_{mv} = 0,5 m F_{\phi m v}$.

2-4. Метод эквивалентных магнитных схем

Сущность этого метода заключается в следующем. Любую магнитную систему, состоящую из зубцов или полюсов с различным распределением н. с., можно представить в виде эквивалентной схемы рис. 2-4. Здесь F_{sk} , F_{rk} — н. с. k -го зубца или полюса, определяемая соответственно суммарным действием всех возбужденных в рассматриваемом режиме обмоток статора и ротора, R_{sk} , R_{rk} — магнитное сопротивление k -го магнитного контура, учитывающее как переменное магнитное сопротивление воздушного зазора под данным зубцом или полюсом, так и приближенно сопротивление стальных участков зубцов (полюсов) статора и ротора, спинки статора и ротора, Φ_{sk} , Φ_{rk} — магнитный поток, проходящий через k -й зубец (полюс) статора или ротора. При определении параметров (индуктивностей) обмоток достаточно рассчитать маг-

нитные потоки при одностороннем возбуждении только данной системы обмоток статора или ротора, в частности при возбуждении обмоток статора. Соответствующая эквивалентная схема магнитной цепи показана на рис. 2-5. Для этого случая справедлива следующая система уравнений:

$$\begin{aligned} F_{s1} - F_{s2} &= \Phi_{s1} R_{s1} - \Phi_{s2} R_{s2}; \\ &\dots \dots \dots \\ F_{s, k-1} - F_{sk} &= \Phi_{s, k-1} R_{s, k-1} - \Phi_{sk} R_{sk}; \\ &\dots \dots \dots \\ F_{s, n-1} - F_{sn} &= \Phi_{s, n-1} R_{s, n-1} - \Phi_{sn} R_{sn}, \\ \Phi_{s1} + \Phi_{s2} + \dots + \Phi_{sk} + \dots + \Phi_{sn} &= 0. \end{aligned}$$

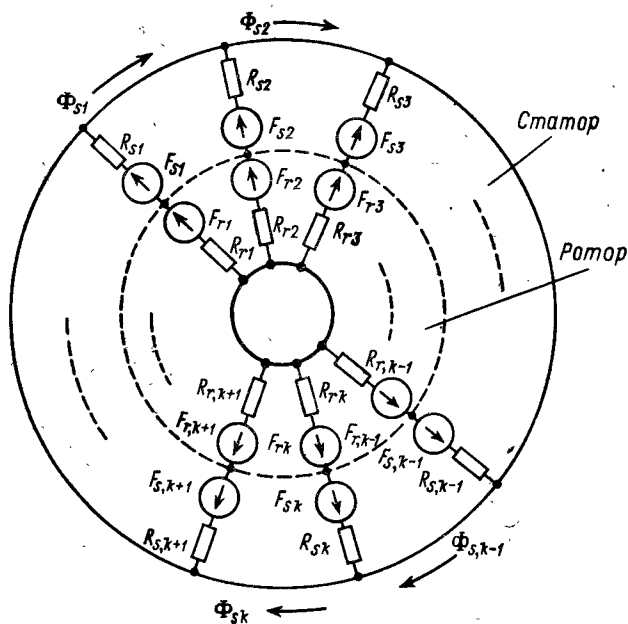


Рис. 2-4.

Решение этой системы дает для расчета потока k -го зубца (полюса) формулу

$$\Phi_{sk} = G_{sk} \left(F_{sk} \frac{\sum_{i=1}^Z F_{si} G_{si}}{\sum_{i=1}^Z G_{si}} \right) = G_{sk} F_{pk},$$

где $G_{sk} = 1/R_{sk} = \mu_0 l g_{sk}$ — эквивалентная проводимость k -го луча (полюса), $F_{pk} = F_{sk} - F_{yk}$ — результирующая н. с. k -го луча;

$F_{yk} = \sum F_{si} G_{si} / \sum G_{si}$ — униполярная н. с. k -го зубца, возникающая из-за магнитной асимметрии; g_{sk} — коэффициент проводимости k -го луча на единицу длины; l — активная длина зубца статора. При наличии контура для замыкания униполярного магнитного потока (Φ_0 на рис. 2-7) $\sum G_{si} = Z \mu_0 l (g_0 + g_y)$, где $g_y = G_{y, \tau}$; $\mu_0 l Z$ — коэффициент проводимости для униполярного потока на участке технологического зазора, соответствующий одному зубцовому делению.

С учетом того, что в момент времени $t = 0$ исходные первые зубцы статора и ротора могут иметь угол смещения γ_0 , коэффици-

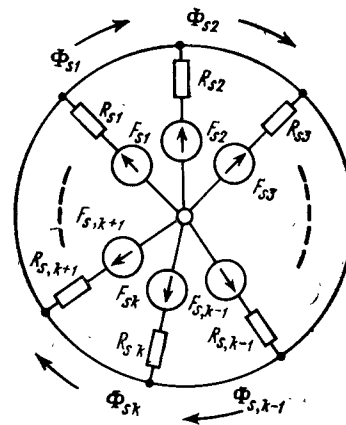


Рис. 2-5.

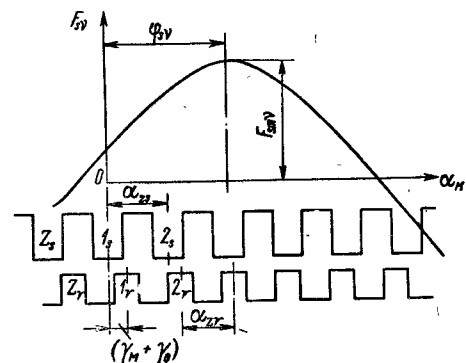


Рис. 2-6.

енты проводимостей k -го зубцового деления статора и ротора могут быть представлены в виде:

$$g_{sk} = g_{s0} + \sum_{n=1, 2, \dots} (-1)^{n+1} g_{sn} k_{cn} \cos n Z_r [\gamma_m + \gamma_0 + (k-1) e_z];$$

$$g_{rk} = g_{r0} + \sum_{l=1, 2, \dots} (-1)^{l+1} g_{rl} k_{cl} \cos l Z_s [\gamma_m + \gamma_0 + (k-1) e_z],$$

где угол скоса для n - и l -й гармоники $k_{cn} = \frac{\sin n(l) \beta_{cn}/2}{n(l) \beta_{cn}/2}$; $e_z = 2\pi (Z_r - Z_s) / (Z_s Z_r)$.

Наиболее просто можно коэффициенты проводимости зубцового деления определить по методу гармонических проводимостей. Согласно [8] коэффициент средней проводимости g_0 и для i -й гармоники вычисляются по формулам:

$$\begin{aligned} g_0 &= (t_s / \delta_0) \lambda_{0s} \lambda_{0r}; \\ g_i &= g_0 \left\{ \lambda_{crl} \frac{\sin i \pi Z_r / Z_s}{i \pi Z_r / Z_s} + \frac{1}{2} \lambda_{crl} \sum_{n=1, 2, \dots} \lambda_{csn} \left(\frac{\sin (n Z_s + i Z_r) \pi / Z_s}{(n Z_s + i Z_r) \pi / Z_s} + \frac{\sin (n Z_s - i Z_r) \pi / Z_s}{(n Z_s - i Z_r) \pi / Z_s} \right) \right\}. \end{aligned}$$

Н. с. k -го зубца статора F_{sk} и ротора F_{rk} в общем случае представляет собой сложные кривые, которые также можно разложить в гармонический ряд. Полагая, что амплитуда v -й гармонической н. с. статора F_{smv} в момент $t = 0$ сдвинута относительно 1-го зубца статора на угол φ_{sv} в электрических градусах (рис. 2-6), н. с. k -го зубца статора можно определить по формуле [42]

$$F_{sk} = \sum_{v=1}^{\infty} F_{smv} \cos [(k-1) v p_s \alpha_{zs} - \varphi_{sv}],$$

где $\varphi_{sv} = \omega_1 t - \varphi_{sv}$; ω_1 — угловая частота обмотки статора; p_s — число пар полюсов.

Суммарная проводимость всех зубцов (полюсов) статора и ротора всегда равняется средней магнитной проводимости зазора, т. е. $\sum g_{s(r)i} = Z_{s(r)} g_{s(r)0}$, поэтому F_y будет отличаться от нуля только при различной величине зубцовых потоков $F_{sk} G_{sk}$, обусловленных полюсами (зубцами) противоположной полярности.

2-5. Оптимальная геометрия зубцовой зоны

При проектировании тихоходных безредукторных двигателей, работающих на гармониках индукции, возникающих из-за зубчатости статора и ротора, возникает задача выбора оптимальных соотношений геометрии зубцовой зоны ротора и статора, при которых обеспечивается максимальная величина первой гармоники проводимости зазора. Это обеспечивает и наибольшую величину основной рабочей гармоники индукции, устанавливающей электромагнитную связь между различными системами обмоток.

Кроме того, в кривой поля содержится целый ряд высших гармоник, отрицательно влияющих на пусковые и рабочие характеристики двигателей. Поэтому целесообразно, чтобы кривая поля имела по возможности синусоидальный характер изменения во времени.

По исследованиям ряда авторов [2, 3, 5, 18, 20] оптимальные соотношения геометрии зубцовой зоны ротора индукторных машин, при которых обеспечивается максимальная степень использования магнитного потока в машине и незначительное содержание высших гармоник, следующие:

1. Воздушный зазор по возможности минимальный. Для электрических микромашин можно рекомендовать $\delta_0 = (0,005 \div 0,007) D_{is}$, где D_{is} — диаметр расточки статора в миллиметрах [23].

2. Глубина паза статора и ротора $h_n = (20 \div 40) \delta_0$. Выбрать отношение $h_n/\delta_0 \leq 20$ нецелесообразно ввиду резкого уменьшения первой гармоники магнитного поля. Выбрать $h_n/\delta_0 > 60$ также не рационально, ибо при этом дальнейшее увеличение первой гармоники поля незначительно.

Исследования показывают, что для электрических микромашин при $\delta_0 = 0,1 \div 0,3$ мм оптимальная глубина паза h_n , при которой

коэффициент деформации поля в зазоре достигает максимальной величины и при дальнейшем увеличении глубины паза не увеличивается, определяется равенством: $h_n = (1,2 \div 1,3) b_n$.

3. Отношение ширины паза к ширине зубца $a/b_z = 1,1 \div 1,5$, так как в этом случае достигается максимальная величина первой гармонической поля при достаточно малой постоянной составляющей и при незначительном увеличении высших гармонических.

4. Отношение ширины паза к воздушному зазору целесообразно принять в пределах $a/\delta_0 \geq 40$, так как дальнейшее увеличение этого отношения мало влияет на коэффициент деформации β магнитного поля. Можно рекомендовать принимать отношение $a/\delta_0 \approx 30$, при котором отношение $a/b_z \approx 1,0 \div 1,2$.

5. Отношение зубцового деления к воздушному зазору $t/\delta_0 \geq 40$.

6. Величину угла наклона у вершины зубца целесообразно принять равной 90° при $t/\delta_0 \leq 50$ и 120° при $t/\delta_0 \geq 50$. Кроме того, для получения наибольшего момента рекомендуется брать $b_z = (11 \div 13) \delta_0$.

Задаваясь минимальным значением отношения $t/\delta_0 = 40$, получим для максимального числа зубцов ротора, а в случае одноименнополюсного индукторного двигателя и для числа пар полюсов обмотки статора, следующую формулу: $Z_{r \max} \approx 0,04 D_0$, где $D_0 = D_{is}/\delta_0$ — относительный диаметр расточки статора.

Принимая отношение $a/t = 0,55 \div 0,64$ или $b_z/t = 0,36 \div 0,45$ отношение λ_1/λ_0 имеет наибольшую величину. При этом содержание высших гармоник в кривой проводимости минимальное.

Величина зубцовых гармоник индукции во многом зависит, кроме геометрии зубцового слоя, еще от насыщения зубцового слоя статора и ротора.

С увеличением насыщения зубцов кривая поля уплощается, что приводит к появлению гармонических насыщения порядка $v = 3,9$, а рост зубцовых гармонических замедляется. Максимальная величина индукции в зубцах может быть выбрана незначительно выше колена кривой намагничивания для выбранной марки стали и для умеренного насыщения составляет примерно $B_{zm} = (1,2 \div 1,3) T$. С учетом рекомендованных выше соотношений $a/t = 0,55 \div 0,65$ или $b_z/t = 0,35 \div 0,45$ максимальная величина индукции в воздушном зазоре имеет величину $B_{\delta m} = (0,4 \div 0,5) T$.

2-6. Униполярная н. с.

При гармоническом анализе магнитного поля для удовлетворения условия непрерывности магнитного поля необходимо ввести в расчет униполярную н. с., которая по методу гармонических проводимостей вычисляется по формуле (2-2). Проанализируем это выражение для машин, имеющих равномерную зубчатость статора и ротора при $Z_s \neq Z_r$. Знаменатель (2-2) всегда равняется средней удельной магнитной проводимости, т. е. $\oint \lambda_{\delta} d\alpha = \lambda_{\delta 0} \lambda_0$. Числитель этого выражения (2-2) на основе (2-7) и (2-9) отличается от нуля

для составляющих поля, удовлетворяющих следующим условиям: $kZ_r \pm pv = 0$ и $nZ_s \pm kZ_r \pm vp = 0$.

Анализ этих условий показывает, что у тихоходных безредукторных синхронных реактивных двигателей униполярная н. с. может возникнуть только при использовании на статоре дробных обмоток, содержащих четные гармоники. У двухобмоточных индукторных двигателей, где $Z_s - Z_r = \pm p_{s1} \pm p_{s2}$, униполярная составляющая н. с. может возникнуть в зависимости от выбора числа пар полюсов вторичной обмотки $p_{s2} = 2k_1 p_{s1}$, вследствие воздействия нечетных гармоник н. с. на неравномерный зазор. Так, например, при $k_1 = 1$ униполярная н. с. может возникнуть от третьей гармоники н. с., что имеет место при использовании двухфазных обмоток, при $k_1 = 2$ — от третьей и пятой гармоник н. с. и т. п.

Лишь у тихоходных безредукторных двигателей с осевым возбуждением (СИДО) и двухобмоточных двигателей при $p_{s2} = 2p_{s1}$, когда $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$, униполярная н. с. при любой обмотке на статоре возникает от воздействия основной гармонической н. с. на неравномерный воздушный зазор от гармоник проводимостей порядка $n = k$, т. е. $\lambda_{sn} = \lambda_{rk}$.

Отметим еще, что униполярная составляющая н. с. возникает и у двухфазных двухобмоточных тихоходных двигателей, кривая н. с. фазных обмоток которых содержит третью гармоническую н. с., при выборе числа пазов ротора по формуле $Z_r = Z_s \pm 3p_{s1}$ (при $p_{s2} = 2p_{s1}$).

Проанализируем ниже перераспределенную н. с. тихоходных безредукторных двигателей с осевым возбуждением и двухобмоточных двигателей, у которых число равномерно распределенных зубцов статора и ротора выбирается по $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$. В этом случае числитель выражения (2-2) отличается от нуля для всех гармоник порядка $v' = k(Z_s \pm p')$ и $v' = (n-k)Z_s \mp kp'$, из которых наибольшее значение имеют основная гармоника н. с. $v' = p'$ и зубцовые гармоники $v'_z = Z_s \pm p$, обусловленные основной гармоникой н. с. при воздействии на гармоники проводимости порядка $n = 2$ и $k = 1$.

Для практических расчетов с достаточной точностью можно ограничиться лишь основной гармоникой н. с. и проводимости. В этом случае униполярная н. с. для v -й фазы определяется по формуле

$$F_{yv} = 0,25 \lambda_{c1} F_{m1} \cos(\omega_1 t - \rho_v) \cos[Z_r \gamma_m - Z_s \varepsilon_{s1} \pm \rho_v \mp \mp p(\beta_{ck s} - \beta_{ck r})z/l], \quad (2-11)$$

где для двигателей с зубчатым ротором и гладким статором $\lambda_{c1} = \lambda_{r1}/\lambda_{0r}$, а при двусторонней зубчатости $\lambda_{c1} = 0,5 \lambda_{s1} \lambda_{r1}/(\lambda_{0s} \lambda_{0r})$. Верхние и нижние знаки в квадратных скобках соответствуют знакам в выражении $Z_r = Z_s \pm p$.

Эта н. с. (2-11) действует одновременно в рабочем зазоре δ_0 , имеющем магнитное сопротивление R_δ и по контуру осевого потока Φ_0 .

сопротивление которого R_y (рис. 2-7). Учитывая магнитное сопротивление стальных участков рабочего контура и осевого потока соответствующими коэффициентами насыщения $k_{\mu\delta}$ и $k_{\mu y}$, магнитные сопротивления их могут быть вычислены по формулам:

$$R_\delta = \frac{\delta_0 k_\delta k_{\mu\delta}}{\mu_0 \pi D_{is} l_{is}}; \quad R_y = \frac{\delta_r k_y k_{\mu y}}{\mu_0 \pi D_r l_r},$$

где δ_r , D_r , l_r — ширина, диаметр и длина технологического воздушного зазора.

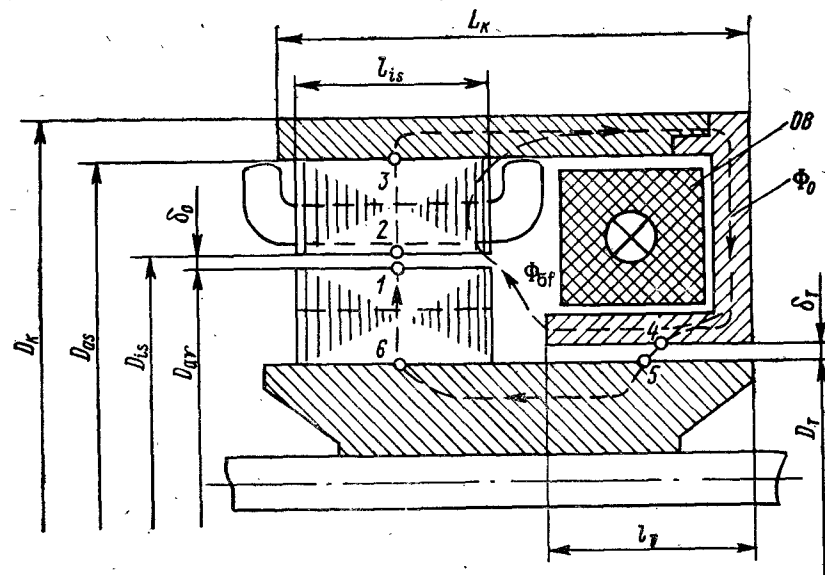


Рис. 2-7.

Тогда полное сопротивление контура для осевого магнитного потока будет

$$R_0 = R_y + R_\delta = \frac{\delta'_0}{\mu_0 \pi D_{is} l_{is}} (1 + \delta'_r / \delta'_0),$$

где $\delta'_0 = k_\delta k_{\mu\delta} \delta_0$, $\delta'_r = \delta_r k_{\mu r} [D_{is} l_{is} / (D_r l_r)]$.

Удельная проводимость рабочего воздушного зазора имеет величину

$$\lambda_{y\delta} = (\mu_0 / \delta'_0) (1 + \delta'_0 / \delta'_r).$$

Учитывая вышеизложенное, та часть униполярной н. с., которая приходится на рабочий зазор, может быть представлена в виде:

$$F_{\delta yv} = F_{yv} \frac{R_y}{R_\delta + R_y} = F_{yv} \frac{\delta'_r}{\delta'_0 (1 + \delta'_r / \delta'_0)}. \quad (2-12)$$

При равномерном вращении ротора с угловой частотой $\omega_r = (1-s)\omega_1$, угол $(Z/p)\gamma_{mp} = (\omega_1 - \omega_r)t - k_p\gamma_{r0} = s\omega_1 t - k_p\gamma_{r0}$. Отсюда следует, что перераспределенная н. с. пульсирует с частотой скольжения. При синхронной скорости вращения ротора $\omega_{rc} = \omega_1$ ($s = 0$). Поэтому в воздушном зазоре образуется униполярное постоянное магнитное поле, которое представляет собой поле реакции якоря по отношению потока осевой обмотки возбуждения. Величина этого поля зависит от угла сдвига ротора, т. е. от величины нагрузки:

$$F_{y0} = F_{m1} \frac{\lambda_{s1}\lambda_{r1}}{4(\lambda_0 + \lambda_y)} \cos \left[k_p\gamma_{r0} - k_s e_{s1} \pm \rho_0 \mp p(\beta_{скs} - \beta_{скr}) \frac{z}{l} \right].$$

Отметим, что в общем случае для униполярного потока возможны два крайних случая. В одном случае, когда магнитная цепь для униполярного потока разомкнута $\lambda_y = 0$. При наличии идеальной проводимости для осевого магнитного потока $\lambda_y = \infty$. В этом случае можно пренебречь влиянием перераспределенной н. с. для магнитного поля в рабочем зазоре.

2-7. Н. с. осевой обмотки возбуждения

Для проведения основного магнитного потока Φ_0 через магнитную систему (рис. 2-7) в режиме холостого хода обмотка возбуждения OB должна создавать н. с. $F_f = F_{f\delta} + F_{\tau}$, где $F_{f\delta}$ — н. с., приходящаяся на рабочий воздушный зазор δ_0 и на участки 1—6 и 2—3 в стали, F_{τ} — н. с. технологического воздушного зазора δ_{τ} и стальных участков 3—4 и 5—6. Для предварительных расчетов можно магнитное сопротивление стальных участков учесть при помощи соответствующих коэффициентов насыщения. Тогда эффективные величины воздушных зазоров будут: $\delta_{0\text{э}} = k_{\delta} k_{\mu 0} \delta_0$, $\delta_{\tau\text{э}} = k_{\mu \tau} \delta_{\tau}$.

Предполагаем, что нам известна н. с. $F_{f\delta}$, которая создает основной поток $\Phi_0 = \lambda_{\delta 0} \lambda_0 F_{f\delta} \pi D_{is} l_{is}$. Н. с., необходимая для проведения этого потока через эквивалентный зазор $\delta_{\tau\text{э}}$ проводимостью $\Lambda_{\text{э.т}} = \pi \mu_0 D_{\tau} l_{\tau} / \delta_{\tau\text{э}}$, имеет величину $F_{\tau} = \Phi_0 / \Lambda_{\text{э.т}} = F_{f\delta} \delta'_{\tau\text{э}} / \delta_{0\text{э}}$, где $\delta'_{\tau\text{э}} = \delta_{\tau\text{э}} D_{is} l_{is} / (D_{\tau} l_{\tau})$ — величина эквивалентного технологического воздушного зазора, приведенная к рабочему воздушному зазору.

Общая н. с. обмотки возбуждения в режиме холостого хода имеет величину

$$F_{f0} = I_{f0} \omega_f = F_{f\delta} + F_{\tau} = F_{f\delta} (1 + \delta'_{\tau\text{э}} / \delta_{0\text{э}}),$$

откуда н. с. рабочего воздушного зазора

$$F_{f\delta} = F_{f0} / (1 + \delta'_{\tau\text{э}} / \delta_{0\text{э}}).$$

При работе обмотка возбуждения должна создавать также н. с. для компенсации действия реакции якоря. Приведенная к обмотке

возбуждения продольная н. с. реакции якоря имеет величину, $F'_{a1} = k_{af} F_{ad}$, где $F_{ad} = F_a \sin \psi$ — амплитуда основной гармоники продольной реакции якоря, а $k_{af} = \lambda_0 / \lambda_1$ — коэффициент реакции якоря. С учетом F'_{a1} полная н. с. обмотки возбуждения при нагрузке будет

$$F_{fn} = F_{f0} + F'_{a1} = [F_{f\delta} + F_a (\lambda_0 / \lambda_1) \sin \psi] (1 + \delta'_{\tau\text{э}} / \delta_{0\text{э}}). \quad (2-13)$$

После подстановки в (2-13) соответствующих значений $F_{f\delta}$ и F_a и деления на число витков обмотки возбуждения получим для тока возбуждения при нагрузке формулу

$$I_{fn} = I_{f0} + I'_{1m},$$

где $I'_{1m} = k_{ia} I_{1m}$ — приведенный к обмотке возбуждения ток якоря. Коэффициент приведения тока якоря будет

$$k_{ia} = \frac{m_1 k_{w1} \omega_1}{\pi p \omega_f} \frac{\lambda_0}{\lambda_1} (1 + \delta'_{\tau\text{э}} / \delta_{0\text{э}}).$$

Амплитуда первой гармоники тока продольной реакции якоря вычисляется по выражению

$$I_{1m} = \sqrt{2} I_1 \sin \psi.$$

Здесь

$$\psi = \arctg \frac{(\cos \theta - e_0) \cos \alpha_x - \sin \alpha_r \sin \theta}{(\cos \theta - e_0) \sin \alpha_r + \cos \alpha_x \sin \theta},$$

где $e_0 = E_0 / U_1$ — относительная величина основной э. д. с. обмотки якоря; $\sin \alpha_r = r_s / z_d$; $\cos \alpha_x = x_d / z_d$; $z_d = (r_s^2 + x_d^2)^{1/2}$.

2-8. Магнитное поле при отсутствии униполярной н. с.

Для расчета ряда величин, таких, как добавочных потерь, дополнительных моментов, дифференциального рассеяния и т. п., требуется определить гармонический состав магнитного поля в воздушном зазоре. Последнее может быть получено методом гармонических проводимостей по (2-1).

Рассмотрим выражение для индукции в зазоре при двусторонней зубчатости, когда обмотка статора возбуждается симметричной системой m -фазного напряжения, а ротор вращается с угловой скоростью Ω_r . Униполярной составляющей н. с. пренебрегаем, ее можно учесть отдельно. Тогда выражения для индукции обмотки статора в неподвижных координатах статора, где начало координат совпадает с осью кривой н. с. (рис. 2-1), имеет вид:

$$B_{s1} = B_{0s1} \left\{ \sum_v \frac{k_{wv} k_{pv}}{v k_{w1} k_{p1}} \cos \left(\omega_1 t - v p \alpha_m - v p \beta_{скs} \frac{z}{l} - \varphi_l \right) + \right. \\ \left. + \sum_v \sum_a \frac{k_{wv} k_{pv}}{v k_{w1} k_{p1}} \frac{\lambda_{sn}}{2 \lambda_{0s}} \{ \cos [\omega_1 t + (n Z_s - v p) \alpha_m - n Z_s e_{s1} + \right.$$

$$\begin{aligned}
& + (nZ_s - \nu p) \beta_{ck s} \frac{z}{l} - \varphi_I \Big] + \cos \left[\omega_1 t - (nZ_s + \nu p) \alpha_m + nZ_s \varepsilon_{s1} - \right. \\
& \left. - (nZ_s + \nu p) \beta_{ck s} \frac{z}{l} - \varphi_I \right] \Big\} + \sum_v \sum_k \frac{k_{\omega v} k_{\rho v}}{v k_{\omega 1} k_{\rho 1}} \frac{\lambda_{rk}}{2\lambda_{or}} \{ \cos [(\omega_1 - k\omega_r) t + \\
& + (kZ_r - \nu p) \alpha_m + kZ_r \gamma_{r0} + (kZ_r \beta_{ck r} - \nu p \beta_{ck s}) \frac{z}{l} - \varphi_I] + \\
& + \cos [(\omega_1 + k\omega_r) t - (kZ_r + \nu p) \alpha_m - kZ_r \gamma_{r0} - (kZ_r \beta_{ck r} + \\
& + \nu p \beta_{ck s}) \frac{z}{l} - \varphi_I] \Big\} + \sum_v \sum_n \sum_k \frac{k_{\omega v} k_{\rho v}}{v k_{\omega 1} k_{\rho 1}} \frac{\lambda_{sn} \lambda_{rk}}{4\lambda_0} \{ \cos [(\omega_1 - k\omega_r) t + \\
& + (nZ_s + kZ_r - \nu p) \alpha_m - nZ_s \varepsilon_{s1} + kZ_r \gamma_{r0} + [(nZ_s - \nu p) \beta_{ck s} + \\
& + kZ_r \beta_{ck r}] \frac{z}{l} - \varphi_I] + \cos [(\omega_1 + k\omega_r) t - (nZ_s + kZ_r + \nu p) \alpha_m + \\
& + nZ_s \varepsilon_{s1} - kZ_r \gamma_{r0} - [(nZ_s + \nu p) \beta_{ck s} + kZ_r \beta_{ck r}] \frac{z}{l} - \varphi_I] + \\
& + \cos [(\omega_1 + k\omega_r) t + (nZ_s - kZ_r - \nu p) \alpha_m - nZ_s \varepsilon_{s1} - kZ_r \gamma_{r0} + \\
& + [(nZ_s - \nu p) \beta_{ck s} - kZ_r \beta_{ck r}] \frac{z}{l} - \varphi_I] + \cos [(\omega_1 - k\omega_r) t - \\
& - (nZ_s - kZ_r + \nu p) \alpha_m + nZ_s \varepsilon_{s1} + kZ_r \gamma_{r0} - \\
& - [(nZ_s + \nu p) \beta_{ck s} - kZ_r \beta_{ck r}] \frac{z}{l} - \varphi_I] \Big\} \Big\}, \quad (2-14)
\end{aligned}$$

где $B_{0s1} = \lambda_{s0} \lambda_0 (m_s / \pi) (k_{\omega 1} k_{\rho 1} \omega_1 / p) \sqrt{2} I_e$; $\omega_r = Z_r \Omega_r$.

Эта формула справедлива и для вычисления индукции обмотки зубчатого ротора, когда на статоре размещены пазы с малыми открытиями. Для асинхронного режима работы $\omega_r = (1-s) \omega_1$, а при синхронном вращении ротора имеем для ССРД $\omega_{rc} = \pm 2\omega_1$, для СИД $\omega_{rc} = \pm \omega_1$, а для ИДП $\omega_{rc} = \pm (\omega_1 - \omega_2)$.

Поле в зазоре, описанное в выражении (2-14), можно разделить на обмоточные гармоники (первый член в фигурных скобках), зубцовые гармоники статора (второй член), зубцовые гармоники ротора (третий член) и на интерференционные гармоники (четвертый и пятый члены). Скорость вращения первых двух групп гармоник не зависит от угловой частоты ротора. Эти гармоники поля индуктируют в обмотке статора э. д. с. основной частоты. Скорость вращения зубцовых гармоник ротора и интерференционных зависит от ω_r , и поэтому эти гармоники индуктируют в обмотке статора э. д. с. самых различных частот. Кроме того, положение этих гармоник в пространстве зависит от углового положения ротора $Z_r \gamma_{r0}$.

Вследствие зубчатости воздушного зазора результирующая гармоника индукции B_{pv} создается различными гармониками н. с. при воздействии на гармоники проводимости. Изменение величины гармоник индукции равномерного зазора B_{0v} под влиянием зубчатости можно учесть при помощи коэффициентов зубчатости ξ_v ,

[12, 25], т. е. определить результирующую величину индукции по выражению $B_{pv} = \xi_v B_{0v}$.

Отметим, что при возбуждении только одной системы обмоток статора работают синхронные реактивные двигатели нормального исполнения (СРД) и с электромагнитной редукцией скорости (ССРД). Гармоники индукций для СРД можно получить, если подставить в выражение (2-14) $Z_r = 2p$. Составляющие поля для ССРД можно определить по (2-14) при подстановке $Z_r = Z_s \pm 2p$.

Для примера определим основные эквивалентные гармоники индукций, которые участвуют в образовании электромагнитного момента для субсинхронного реактивного двигателя при $Z_r = Z_s \pm 2p$. Учитывая для идеализированной модели двигателя лишь основную гармонику н. с. и нулевую и первую гармоники проводимости, получим для основной эквивалентной гармоники индукции на полюсном делении по (2-14) следующее выражение:

$$\begin{aligned}
B_{1s} = B_{0s1} \cos(\omega_1 t - p\alpha_m - p\beta_{ck s} z/l - \varphi_I) + B_{0s1} (\lambda_1 / 2\lambda_0) \times \\
\times \cos \{(\omega_1 \mp \omega_r) t + p\alpha_m \pm Z_s \varepsilon_{s1} \pm Z_r \gamma_{r0} \pm \\
\pm [Z_s (\beta_{ck s} - \beta_{ck r}) \mp p (\beta_{ck s} - 2\beta_{ck r})] \frac{z}{l} - \varphi_I\}. \quad (2-15)
\end{aligned}$$

Для возможности взаимодействия второй составляющей этого поля (2-15) с первой необходимо, чтобы они вращались в одну и ту же сторону с одинаковой угловой частотой, т. е. $\omega_1 \mp \omega_r = -\omega_1$. Это возможно, если $\omega_{rc} = \pm 2\omega_1$. Ротор при этом вращается с синхронной угловой скоростью $\Omega_{rc} = \pm 2\omega_1 / Z_r$ по (знак «плюс») или против (знак «минус») направления вращения основной гармоники н. с. статора. При нижесинхронной скорости ротора вторая составляющая магнитного поля реакции якоря вращается против основной гармоники магнитного поля статора. Если $\omega_r = \omega_1$, то вторая составляющая магнитного поля неподвижна в пространстве, а при $\omega_r > \omega_1$ эта составляющая вращается в том же направлении, что и первая. Поэтому при асинхронном вращении ротора со скоростью $\Omega_r = (1-s) \Omega_s$ вторая составляющая магнитного поля реакции якоря индуктирует в обмотке якоря э. д. с. с угловой частотой $(2s-1) \omega_1$:

$$\begin{aligned}
e_{u1} = \sqrt{2} E_{u1} (2s-1) \cos \left[(2s-1) \omega_1 t \pm (Z_s \varepsilon_{s1} + Z_r \gamma_{r0}) - \frac{\pi}{2} \mp \right. \\
\left. \mp \gamma_{ck z} - \varphi_I \right],
\end{aligned}$$

где $E_{u1} = x_{m1} (\lambda_1 / 2\lambda_0) k_{ck} I_1$; $k_{ck z}$ — коэффициент взаимного скоса зубцов статора относительно зубцов ротора. Под влиянием этой э. д. с. в замкнутом контуре обмотка статора — сеть возникает ток I_{2u} с частотой $f_{2u} = (2s-1) f_1$:

$$\begin{aligned}
i_{2u} = \sqrt{2} I_{2u} \cos \left[(2s-1) \omega_1 t \pm (Z_s \varepsilon_{s1} + Z_r \gamma_{r0}) - \right. \\
\left. - \frac{\pi}{2} - \varphi_{2u} \mp \gamma_{ck z} - \varphi_I \right].
\end{aligned}$$

где $\varphi_{2u} = \pi - \rho_{2u}$ — угол сдвига тока I_{2u} от тока I_1 . Здесь $\rho_{2u} = \arctg \{r_s / [(2s-1)(x_{os} + x_{m1})]\}$, а ток I_{2u} вычисляется по формуле

$$I_{2u} = \frac{(2s-1)x_{m1}(\lambda_1/2\lambda_0)k_{ck}I_1}{\sqrt{r_s^2 + (x_{os} + x_{m1})^2(2s-1)^2}}.$$

Этот ток I_{2u} при протекании по обмотке статора обуславливает н. с. реакции, которая имеет выражение

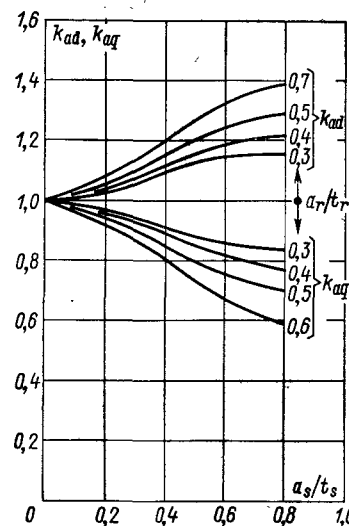


Рис. 2-8.

$Z_r\gamma_{r0} - \gamma_{ckz} = \pi/2$ эл. рад, соответственно поле поперечной реакции якоря. Амплитудные значения этих полей вычисляются по формулам, аналогичным для нормальных типов синхронных явнополюсных машин:

$$B_{ad} = B_{0d}k_{ad}; \quad B_{aq} = B_{0q}k_{aq}, \quad (2-17)$$

где $B_{0d} = B_{0s} \sin \psi$, $B_{0q} = B_{0s} \cos \psi$ — амплитуды составляющих индукции равномерного зазора по осям d и q , а коэффициенты формы поля продольной и поперечной реакции якоря имеют величину:

$$k_{ad} = 1 + [\lambda_1/(2\lambda_0)] k_{ckz}; \quad k_{aq} = 1 - [\lambda_1/(2\lambda_0)] k_{ckz}. \quad (2-18)$$

Для примера на рис. 2-8 показаны коэффициенты формы поля для синхронного реактивного двигателя с электромагнитной редукцией, не имеющего скоса пазов, при $t_s/\delta_0 = 40$, $Z_s/2p = 6$ и $Z_s/2p = 7$ в зависимости от отношения a_s/t_s при различной величине a_r/t_r .

Отметим, что в действительности в создании основной гармоники поля реакции якоря участвуют многие гармонические составляющие поля (2-14). Их учет будет произведен дальше в § 2-10.

2-9. Магнитное поле обмотки статора при наличии униполярной н. с.

В ряде типов тихоходных безредукторных двигателей, имеющих на статоре две системы обмоток с числами пар полюсов p_{s1} и p_{s2} , возникает необходимость учета униполярной н. с. при расчете магнитного поля в воздушном зазоре. Особенно существенно это для машин, у которых при двусторонней зубчатости число зубцов ротора выбирается по соотношениям $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$ или $Z_r = Z_s \pm p_{s2}$, а при односторонней зубчатости только ротора $Z_r = p_{s1}$ или $Z_r = p_{s2}$. Необходимость учета униполярной н. с. возникает со стороны той обмотки, число пар полюсов которой (p_{s1} или p_{s2}) стоит в выражении Z_r . К этой группе машин относятся синхронные машины с униполярным (осевым) возбуждением, асинхронные индукторные двигатели и индукторные машины двойного питания. Рассмотрим ниже этот вопрос подробнее для случая, когда число пазов на роторе выбрано по $Z_r = Z_s + p_{s1}$.

Как следует из ранее изложенного, униполярная н. с. содержит целый ряд гармоник. Поэтому результирующее магнитное поле $B = \lambda_{\delta 0} (F - F_y)$, кроме составляющих (2-14), включает в себя и гармоники, обусловленные униполярной н. с. Наибольшую величину имеют гармоники индукции, вызванные основными гармониками н. с. и проводимости воздушного зазора. Приведем ниже выражения для основных составляющих индукции тихоходных безредукторных двигателей, не имеющих скоса пазов статора и ротора:

$$B_{s1} = B_{0s1} \left[1 - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)} \right] \cos(\omega_1 t - p\alpha_m - \varphi_I) + \\ + B_{0s1} \left[\frac{\lambda_2}{2\lambda_0} - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)} \right] \cos[(\omega_1 - 2\omega_r)t + p\alpha_m - 2Z_r\gamma_{r0} - \varphi_I]. \quad (2-19)$$

При синхронном вращении ротора ($\omega_r = \omega_1$) в момент времени $\omega_1 t = 0$, когда угол $Z_r\gamma_{r0} = 0$, имеем поле продольной реакции якоря, а при $Z_r\gamma_{r0} = \pi/2$ — соответственно поле поперечной реакции якоря. Амплитудные значения их определяются по аналогичной с (2-17) формуле, где соответствующие коэффициенты формы поля вычисляются по выражениям:

$$k_{ad} = 1 - \frac{\lambda_1^2}{2\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)}; \quad (2-20) \\ k_{aq} = 1 - \frac{\lambda_2}{2\lambda_0},$$

где $\lambda_2 = \lambda_{s2}\lambda_{r2}/2$; $\lambda_1 = \lambda_{s1}\lambda_{r1}/2$.

Отметим, что для двухфазных машин, где нельзя пренебречь влиянием третьей гармонической н. с., особенно у машин с малым числом пазов на полюс и фазу, последние члены в выражении (2-20) надо умножать на коэффициент $[1 - k_{w3}/(3k_{w1})]$.

Для обычно принимаемого соотношения $a/t \approx 0,55$ вторая гармоника проводимости почти равна нулю, и тогда коэффициенты формы поля будут:

$$k_{ad} = 1 - \frac{\lambda_1^2}{2\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)}; \quad k_{aq} = 1,0.$$

Следовательно, в этом случае $k_{ad} < k_{aq}$, и такие двигатели обладают характерными свойствами некоторых типов синхронных двигателей с постоянными магнитами, у которых $x_d < x_q$ [75].

Как следует из вышеприведенных формул, в общем случае коэффициенты формы поля, кроме пазово-зубцовой геометрии, зависят еще от проводимости для униполярного магнитного потока λ_y . Здесь возможны два крайних случая, когда $\lambda_y = 0$ и $\lambda_y = \infty$.

Для примера на рис. 2-9 показаны кривые коэффициентов формы поля при односторонней зубчатости для двухфазного двигателя с $q = 1$ при $\lambda_y = 0$ (сплошная линия) и $\lambda_y = \infty$ (штриховая линия). Из этих кривых следует, что до отношения $a_r/t_r < 0,55$ у этих машин $k_{aq} >$

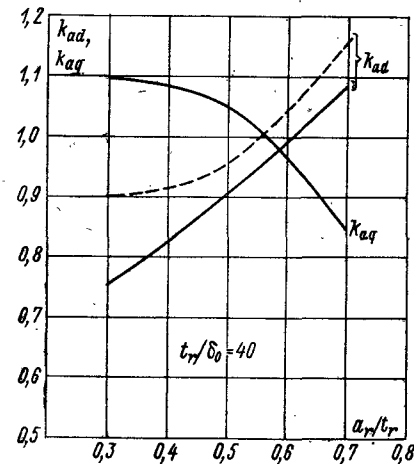


Рис. 2-9.

$> k_{ad}$, а при увеличении этого отношения $k_{ad} > k_{aq}$. Следовательно, в зависимости от геометрических соотношений t/δ и a/t явнополюсность у этих машин появляется по-разному. В частности, при $a/t = 0,57$ для рассматриваемого случая можно считать их неявнополюсными. Кроме того, из формулы (2-20) и рис. 2-9 следует, что от величины проводимости для осевого потока зависит только коэффициент формы поля продольной реакции якоря.

2-10. Результирующие гармоники индукции

Как нетрудно убедиться по (2-14), зубчатость статора и ротора не вызывает в магнитном поле воздушного зазора никаких новых гармоник, но изменяет величину существующих. Поэтому при практических расчетах параметров и характеристик необходимо оценить, насколько зубчатость статора и ротора изменяет величину той или иной гармоники, т. е. определить результирующие гармоники индукции с учетом зубчатости. Последние необходимы для точного определения при расчете вибраций и шума этих машин, добавочных потерь, дополнительных моментов и дифференциального

рассеяния. Рассмотрим ниже определение эквивалентных результирующих гармоник индукций.

Основная эквивалентная гармоника поля статора образуется основной гармоникой н. с. при воздействии на среднюю проводимость λ_0 воздушного зазора и зубцовыми гармониками н. с. $v_z = \pm jZ_s + p_s$ при воздействии на гармоники проводимости λ_{sn} . Порядковое число обусловленных при этом гармоник $v_s = nZ_s \pm \pm v_z = (n \pm j)Z_s \pm p_s$. При $n - j = 0$ возникают гармоники индукции, которые имеют порядок основной гармоники $v_s = p_s$:

$$B_{ss1} = \lambda_{s0}\lambda_0 \sum_{v_z} \sum_n 0,5 \lambda_{csn} F_{mv_z} \cos [\omega_1 t - p\alpha_m \mp nZ_s \varepsilon_{s1} \mp (nZ_s \pm p v_z) (\beta_{ck} z/l)],$$

где верхние знаки в квадратных скобках относятся к прямовращающимся гармоникам н. с., а нижние — к обратновращающимся гармоникам. Результирующая основная гармоника индукции представляет собой сумму всех гармоник одного порядка, а именно:

$$B_{s1} = B_{01} \xi_{s1} \cos (\omega_1 t - p\alpha_m - p\beta_{ck} z/l), \quad (2-21)$$

где коэффициент изменения основной гармоники индукции имеет величину

$$\xi_{s1} = 1 + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\lambda_{si}}{2\lambda_{0s}} \frac{p k_w (iZ_s + p) k_p (iZ_s + p)}{(iZ_s + p) k_{w1} k_{p1}} \cos iZ_s \varepsilon_{s1}. \quad (2-22)$$

В этой формуле обозначено $n = j = i$. Отметим, что по абсолютной величине $k_w (iZ_s + p) = k_{w1}$, но его знак зависит от числа пазов на полюс и фазу q . При четном q первые зубцовые гармоники н. с. трехфазной обмотки имеют отрицательную величину [17].

Наибольшему изменению подвергаются гармоники индукции зубцового порядка. Результирующая величина зубцовой гармоники i -го порядка $v_{zi}' = iZ_s + p$ имеет величину

$$B_{szi} = B_{0zi} \xi_{szi} \cos (\omega_1 t \mp v_{zi} \alpha_m \pm v_{zi} \beta_{ck} z/l), \quad (2-23)$$

где $B_{0zi} = \lambda_{s0}\lambda_0 F_{zi}$ — индукция i -й зубцовой гармоники при равномерном зазоре, а коэффициент изменения зубцовых гармоник будет

$$\xi_{szi} = 1 - (-1)^{i \cdot y - q + 1} \frac{\lambda_{si}}{2\lambda_{0s}} \frac{k_{w1} k_{p1}}{k_{wzi} k_{pzi}}. \quad (2-24)$$

Как видно из последнего выражения, величина изменения зубцовых гармоник поля зависит главным образом от геометрии зубцово-пазового слоя.

Весьма существенному изменению подвергаются поля, вызванные зубцовыми гармониками н. с. обмотки статора, при воздействии на гармоники проводимости, обусловленные зубчатостью ротора. Назовем возникающие при этом поля аналогично с [17] дифференциальными. Особое значение среди последних имеют основные гармоники поля самоиндукции и взаимной индукции обмоток.

Согласно ранее приведенному выражению (2-14) имеем для зубцовых «роторных» гармоник индукций $v_{zr} = kZ_r \mp v p$ формулу:

$$B_{zr} = B_{0s1} \sum_v \sum_k \frac{k_{\omega v} k_{\rho v} \lambda_{rk}}{v k_{\omega 1} k_{\rho 1} 2\lambda_{0r}} \left\{ \cos [(\omega_1 - k\omega_r) t + (kZ_r - vp) \alpha_m + \right. \\ \left. + kZ_r \gamma_{r0} + (kZ_r \beta_{ckr} - vp \beta_{cks}) \frac{z}{l}] + \cos [(\omega_1 + k\omega_r) t - \right. \\ \left. - (kZ_r + vp) \alpha_m - kZ_r \gamma_{r0} - (kZ_r \beta_{ckr} + vp \beta_{cks}) \frac{z}{l}] \right\}. \quad (2-25)$$

Наибольший интерес представляют собой зубцовые роторные гармоники индукции, вызванные первой гармоникой проводимости ротора λ_{r1} и основной $v' = p$, а также зубцовыми $v'_z = iZ_s + p$ гармониками н. с. обмотки статора. Рассмотрим образующиеся гармоники для трех наиболее характерных случаев выбора числа зубцов ротора: для однообмоточных двигателей с $Z_r = Z_s \pm 2p$ и для двухобмоточных двигателей при $p_{s2} = 2p_{s1}$ с $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$ и $Z_r = Z_s \pm 3p_{s1}$. Отметим, что при выборе числа зубцов ротора по $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$ анализ влияния зубчатости на гармоники н. с. необходимо произвести с учетом униполярной н. с.

Для синхронных реактивных тихоходных двигателей (ССРД), когда число зубцов на роторе $Z_r = Z_s \pm 2p$, первые зубцовые гармоники н. с. обмотки статора $v'_{zs} = \pm Z_s + p_s$ с первой гармоникой проводимости ротора λ_{r1} обуславливают дифференциальные поля порядка $v_{zsr} = Z_r \mp v'_{zs} = Z_s \pm 2p_s \mp (\pm Z_s + p_s) = \pm p_s; \mp 3p_s; 2Z_s \pm p_s; 2Z_s \mp 3p_s$.

Наибольшее влияние на работу ССРД оказывает основная гармоника индукции, которая в выбранных координатах статора может быть представлена формулой

$$B_{zr1} = B_{0s1} \frac{k_{\omega v_z} k_{\rho v_z} \lambda_{r1}}{v_{zs} k_{\omega 1} k_{\rho 1} 2\lambda_{0r}} \cos [(\omega_1 - \omega_r) t + p_s \alpha_m \pm Z_r \gamma_{r0} + \gamma_{zs}], \quad (2-26)$$

где $\gamma_{zs} = [\pm Z_s (\beta_{ckr} - \beta_{cks}) + p_s (2\beta_{ckr} - \beta_{cks})] \frac{z}{l}$ — угол скоса для дифференциальных гармоник порядка $v'_{zr} = p_s$. Эта гармоника индукции (2-26) при синхронном вращении ротора (когда $\omega_r = 2\omega_1$) совместно с основной интерференционной гармоникой индукции

$$B_{u1} = B_{0s1} \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \cos (-\omega_1 t + p_s \alpha_m \pm Z_s \varepsilon_{s1} \pm Z_r \gamma_{r0} + \gamma_{zs})$$

образуют эквивалентную основную гармонику индукции, амплитудное значение которой может быть представлено в виде:

$$B_{zu1} = B_{0s1} \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \xi_{sr} \cos (-\omega_1 t + p_s \alpha_m \pm Z_r \gamma_{r0} + \gamma_{zs}), \quad (2-27)$$

$$\text{где } \xi_{sr} = \cos Z_s \varepsilon_{s1} + \frac{k_{\omega v_z} k_{\rho v_z} \lambda_{0s}}{v_{zs} k_{\omega 1} k_{\rho 1} \lambda_{s1}}.$$

Совместно с основной эквивалентной статорной гармоникой индукции (2-21) это поле (2-27) образует результирующую индукцию поля реакции якоря по продольной B_{pad} и поперечной B_{paq} осям амплитудами:

$$B_{pad} = B_{0d} k_{ad} \xi; \quad B_{paq} = B_{0q} k_{aq} \xi, \quad (2-28)$$

где результирующие коэффициенты формы поля реакции якоря имеют выражения:

$$k_{ad} \xi = \xi_{s1} + \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \xi_{sr} k_{cku};$$

$$k_{aq} \xi = \xi_{s1} - \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \xi_{sr} k_{cku}. \quad (2-29)$$

Здесь коэффициент скоса $k_{cku} = \sin \gamma_u / \gamma_u$; $\gamma_u = 0,5 [Z_s (\beta_{ckr} - \beta_{cks}) + p_s (2\beta_{ckr} - \beta_{cks})]$.

Двухобмоточные тихоходные безредукторные двигатели при $p_{s2} = 2p_{s1}$ или $p_{s1} = 2p_{s2}$ имеют число пазов ротора $Z_r = Z_s \pm (p_{s1} + p_{s2}) = Z_s \pm 3p_{s1}$ или $Z_r = Z_s \pm 3p_{s2}$. В этом случае первые зубцовые гармоники н. с. обмоток статора с первой гармоникой проводимости ротора образуют основную и зубцовые гармоники взаимоиנדукции. В частности, для $Z_r = Z_s \pm 3p_{s1}$ зубцовые гармоники первичной обмотки $v'_{z1} = \pm Z_s + p_{s1}$ обуславливают дифференциальные поля следующего порядка: $v'_{zsr} = \pm p_{s2}; 2(Z_s + p_{s1}); \mp 2p_{s2}; 2(Z_s \mp p_{s1})$.

Основная гармоника взаимоиנדукции между первичной p_{s1} и вторичной p_{s2} обмотками возникает при выборе $Z_r = Z_s + 3p_{s1}$ (когда ротор вращается в направлении основной гармоники поля первичной обмотки) от зубцовой гармоники н. с. прямого вращения ($Z_s + p_{s1}$), а при $Z_r = Z_s - 3p_{s1}$ (когда ротор вращается против основной гармоники поля) от первой зубцовой гармоники н. с. обратного вращения ($-Z_s + p_{s1}$). Величина индукции этой гармоники вычисляется по формуле (2-26).

В случае асинхронной индукторной машины и индукторного двигателя двойного питания эта гармоника взаимоиנדукции участвует в основном электромагнитном процессе и образует совместно с основной гармоникой взаимоиנדукции эквивалентное поле

$$B_{s12} = B_{0s1} \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \xi_{sr} \cos [(\omega_1 - \omega_r) t + p_{s2} \alpha_m \pm Z_r \gamma_{r0} + \gamma_{zs}]. \quad (2-30)$$

Это поле в случае асинхронного индукторного двигателя индуктирует во вторичной обмотке э. д. с. с частотой скольжения $s\omega_1$, а в случае индукторного двигателя двойного питания — с основной частотой ω_2 .

При выборе числа зубцов ротора по $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$ определение дифференциальных гармоник индукции необходимо произвести с учетом униполярной н. с. Величина последней в рабочем воздуш-

ном зазоре при $Z_r = Z_s + p_{s1}$ для зубцовой гармоники н. с. $v_{z1} = Z_s + p_{s1}$ будет

$$F_{yz1} = F_{m1} \frac{k_{wv_{z1}} k_{pv_{z1}}}{v_{z1} k_{w1} k_{p1}} \frac{\lambda_{r1}}{2(\lambda_{0r} + \lambda_y)} \cos[(\omega_1 - \omega_r)t + Z_r \gamma_{r0} + Z_r(\beta_{ckr} - \beta_{cks}) \frac{z}{l}]$$

Результирующая н. с. $F_{sz1} = F_{v_{z1}} - F_{yz1}$ при воздействии на зубчатый воздушный зазор с учетом только первых гармоник проводимости в (2-7) образует магнитное поле, основные составляющие само- и взаимной индукции которого вычисляются по формуле

$$B_{sz1} = \lambda_{s0} \lambda_0 F_{m v_{z1}} \left\{ \frac{\lambda_{s1}}{2\lambda_{0s}} \cos[\omega_1 t - p_{s1} \alpha_m - Z_s \varepsilon_{s1} + Z_s \beta_{cks} \frac{z}{l}] + \frac{\lambda_{r1}}{2\lambda_{0r}} \cos[(\omega_1 - \omega_r)t + p_{s2} \alpha_m - Z_r \gamma_{r0} + p_{s1}(\beta_{ckr} - \beta_{cks}) \frac{z}{l}] \right\} \quad (2-31)$$

Возникающие поля зубцового порядка имеют выражение

$$B_{z1} = -\lambda_{s0} \lambda_0 F_{m v_{z1}} \frac{\lambda_{r1}^2}{4\lambda_{0r}(\lambda_{0r} + \lambda_y)} \{ \cos[(\omega_1 - \omega_r)t + (Z_s + p_{s1}) \alpha_m + Z_r(\beta_{ckr} - \beta_{cks}) \frac{z}{l}] + \cos[(\omega_1 - \omega_r)t - (Z_s + p_{s1}) \alpha_m + 2Z_r \gamma_{r0} - v_{z1} \beta_{cks} \frac{z}{l}] \}$$

Вторая составляющая этого поля при неподвижном роторе вращается синхронно с соответствующей зубцовой гармоникой поля статора и может образовать с последней момент залипания ротора при пуске. Для определенности будем в дальнейшем учитывать лишь взаимодействие тех гармоник поля, которые обуславливают основной электромагнитный момент по зависимости от $\sin Z_r \gamma_{r0}$ и от $\sin 2Z_r \gamma_{r0}$ в синхронных тихоходных безредукторных двигателях и по основному скольжению в асинхронных двигателях. Все остальные электромагнитные моменты относим к дополнительным.

В субсинхронном реактивном двигателе в образовании реактивного электромагнитного момента по закону $\sin 2Z_r \gamma_{r0}$ участвуют, кроме основной гармоники поля статора и интерференционной гармоники ротора, еще зубцовые гармоники статора и ротора и дифференциальная гармоника ротора.

В двухобмоточных двигателях асинхронного типа, в двигателях двойного питания, а также в синхронных тихоходных двигателях с радиальным возбуждением при $Z_r = Z_s \pm |p_{s1} - p_{s2}|$ в создании основного электромагнитного момента участвуют основная гармоника статора, интерференционная гармоника ротора, дифференциальное поле и зубцовая гармоника ротора.

Основной электромагнитный момент в синхронных тихоходных двигателях с осевым возбуждением создается первыми гармониками поля в рабочем воздушном зазоре обмотки статора и возбуждения, гармоникой поля ротора, создающей синхронный реактивный момент, и зубцовыми гармониками статора и ротора.

Глава третья

ПАРАМЕТРЫ ОБМОТОК

3-1. Основные определения. Базисные величины и коэффициенты приведения

Точность расчета характеристик при исследовании различных режимов работы во многом зависит от соответствия расчетных параметров их действительным значениям для принятой электрической модели машины. В отличие от нормальных электрических машин рассматриваемые в этой работе тихоходные безредукторные двигатели имеют ряд отличительных особенностей. Основная из них заключается в том, что первичные и вторичные обмотки, расположенные на неподвижном статоре, не вступают в электромагнитную связь посредством их основных гармоник магнитного поля. Электромагнитная связь между ними устанавливается при помощи гармоник, которые образуют поле с числом пар полюсов противоположной обмотки и выделяются из магнитного поля с участием зубчатого ротора. Гармоники магнитного поля с полюсным делением рассматриваемой обмотки, а также часть высших гармоник, индуктирующих в этой обмотке э. д. с. основной частоты, образуют совместно эквивалентное основное поле данной обмотки. Остальные высшие гармоники магнитного поля, кроме главной гармонической, которые индуктируют в возбужденной обмотке э. д. с. основной частоты, но не участвуют в основном электромагнитном процессе, необходимо отнести к полям дифференциального рассеяния.

Исследуемые здесь исполнительные двигатели, как и все электрические машины, характеризуются многими параметрами из-за наличия большого количества контуров, которые имеют между собой электромагнитную связь. В зависимости от режима работы изменяется связь между контурами, следовательно, и соответствующие параметры. Все эти многообразные параметры могут быть сведены к основным, к которым относятся:

- 1) индуктивности обмоток;
- 2) взаимные индуктивности между отдельными обмотками;
- 3) индуктивности, вызванные полями рассеяния;
- 4) индуктивности дифференциального рассеяния, обусловленные высшими гармониками магнитного поля.

Все эти перечисленные параметры зависят от многих факторов, как-то: от типа и схемы обмотки, геометрии пазово-зубцовой зоны,

свойств магнитных материалов. В общем случае они различны для отдельных типов машин. Для упрощения дальнейшего анализа принимается ряд общепринятых допущений. В частности, магнитная система считается линейной, что дает возможность выделить из сложного магнитного поля основные эквивалентные гармоники и определить результирующее потокоцепление обмотки методом наложения. Под эквивалентными основными гармониками магнитного поля подразумеваются те составляющие, которые создают основной электромагнитный момент и индуктируют в обмотках э. д. с. основной частоты. Замена многофазных систем эквивалентными двухфазными используется в дальнейшем при составлении уравнений потокоцеплений и напряжений.

В данной главе рассматриваются индуктивные параметры, обусловленные магнитными полями само- и взаимной индукции в воздушном зазоре. Последние могут быть рассчитаны ранее изложенными методами. В начале определяются индуктивные параметры для принятой «идеализированной» модели тихоходного двигателя двойного питания (рис. 2-1).

Индуктивные параметры, полученные по составляющим поля в собственных осях, дают общее представление об электромагнитных связях между обмотками. Они весьма удобны тем, что могут быть сравнительно легко определены из статических опытов. В дальнейшем эти параметры используются для составления уравнений потокоцеплений.

При наличии магнитной асимметрии полученные параметры приводятся к осям асимметрии d и q , где ось d совпадает с положением ротора $k_{p\gamma_r} = 0$, а ось q — $k_{p\gamma_r} = 90^\circ$. В целях упрощения формул расчета, путем исключения токов вторичных контуров, получаются эквивалентные параметры в осях d , q .

При исследовании режимов работы и для облегчения проектирования тихоходных электрических машин целесообразно все параметры привести к обмотке статора и выразить их в относительных единицах. Это дает возможность сократить количество варьируемых параметров и позволяет строить схемы замещения, которые облегчают аналитическое исследование параметров и характеристик этих двигателей. Параметры в относительных единицах, выраженные в долях базисного сопротивления, дают возможность распространить результаты расчета для широкого класса машин, имеющих одинаковую относительную геометрию воздушного зазора. Особенно облегчается расчет и проектирование машин при использовании метода синтеза, как это сделано для управляемых асинхронных двигателей [23, 24].

В качестве базисного целесообразно принять индуктивное сопротивление и индуктивность магнитного поля m -фазной первичной обмотки при равномерном зазоре:

$$L_0 = L_{0s} = (2/\pi^2) (\lambda_\tau/p) (k_w \omega)^2 m, \quad (3-1)$$

где λ_τ определяется по формуле $\lambda_\tau = \mu_0 \tau l_{\gamma_s} / (k_a k_\delta \delta_0)$.

Принимая в качестве базисной частоты $\omega_0 = \omega_1 = 2\pi f_1$, имеем для базисного индуктивного сопротивления выражение

$$x_0 = \omega_0 L_0 = (4/\pi) (f_1/p) \lambda_\tau (k_w \omega)^2 m. \quad (3-2)$$

Приведение параметров вторичных контуров к первичной обмотке может быть выполнено по-разному. Наиболее удобным и наглядным (при сохранении общепринятого вида схем замещения) является способ, при котором все приведенные величины взаимных индуктивностей обмоток будут равны самоиндуктивности первичной обмотки, вызванной основной гармоникой поля данной обмотки. Однако такое приведение в случае многоконтурных систем встречает известные трудности [13] и возможно в общем случае только при ряде упрощающих предположений. Основные положения приведения обмоток для нормальных типов электрических машин подробно изложены в [9, 41, 43, 45, 48, 62]. Используя для рассмотрения работы тихоходных безредукторных двигателей вышеизложенный метод, при котором основные электромагнитные связи между обмотками устанавливаются эквивалентными основными гармониками индукций, имеющими число пар полюсов данной обмотки, можно применять эти общие положения приведения обмоток электрических машин. При этом для упрощения пренебрегают лишь добавочным рассеянием через воздушный зазор, обусловленным некоторыми высшими гармониками поля, которое обычно имеет небольшую величину и поэтому оказывает незначительное влияние на основные электромагнитные процессы.

Исходя из условия равенства э. д. с. и сохранения мощностей отдельных контуров при их приведении, можно получить для обобщенной модели двухобмоточного тихоходного безредукторного двигателя следующие выражения для коэффициентов приведения э. д. с. и токов вторичной обмотки статора k_{es} и k_{is} и обмоток ротора k_{er1} , k_{er2} и k_{ir1} , k_{ir2} [28]:

$$\begin{aligned} k_{es} &= \frac{\omega_{s1} k_{ws1}}{\omega_{s2} k_{ws2}} \frac{2\lambda_0}{\lambda_1} \frac{p_{s2}}{p_{s1}}; & k_{is} &= \frac{m_{s1} \omega_{s1} k_{ws1}}{m_{s2} \omega_{s2} k_{ws2}} \frac{2\lambda_0}{\lambda_1} \frac{p_{s2}}{p_{s1}}; \\ k_{er1} &= \frac{\omega_{s1} k_{ws1}}{\omega_{r1} k_{wr1}}; & k_{ir1} &= \frac{m_{s1} \omega_{s1} k_{ws1}}{m_{r1} \omega_{r1} k_{wr1}}; \\ k_{er2} &= \frac{\omega_{s1} k_{ws1}}{\omega_{r2} k_{wr2}} \frac{2\lambda_0}{\lambda_1} \frac{p_{s2}}{p_{s1}}; & k_{ir2} &= \frac{m_{s1} \omega_{s1} k_{ws1}}{m_{r2} \omega_{r2} k_{wr2}} \frac{2\lambda_0}{\lambda_1} \frac{p_{s2}}{p_{s1}}. \end{aligned} \quad (3-3)$$

Коэффициенты приведения параметров соответственно будут:

$$k_{s1} = k_{es} k_{is}; \quad k_{r1} = k_{er1} k_{ir1}; \quad k_{r2} = k_{er2} k_{ir2}. \quad (3-4)$$

Приведение параметров осевой обмотки возбуждения тихоходных двигателей на основе равенства основной гармонической поля в рабочем воздушном зазоре и сохранение мощности производится по соответствующим коэффициентам приведения тока k_{if} , напря-

жения k_{uf} и сопротивлений k_{rf} , которые вычисляются по формулам:

$$k_{if} = \frac{m_{s1} \omega_{s1} k_{\omega s1}}{\pi p_{s1} \omega_f} \frac{\lambda_0}{\lambda_1} (1 + \delta'_t / \delta'_0); \quad k_{uf} = \frac{2}{m_{s1}} k_{if},$$

$$k_{rf} = k_{if} k_{uf}. \quad (3-5)$$

В дальнейшем, если не будет особо оговорено, все выражения параметров даются в относительных единицах, приведенных к первичной обмотке.

3-2. Параметры идеализированной модели тихоходного двигателя двойного питания

Из ранее произведенного анализа следует, что для обеспечения низких скоростей вращения ротора индукторного двигателя двойного питания $\Omega_{rc} = \pm (\omega_1 - \omega_2) / Z_r$ при согласном включении обмоток $Z_r = Z_s \pm (p_{s1} - p_{s2})$, а при встречном их включении $Z_r = Z_s \pm (p_{s1} + p_{s2})$. При определенном выборе геометрии воздушного зазора ($a \approx 0,55 t$) можно пренебречь эффектом явнополюсности, а также влиянием гармоник магнитного поля более высокого порядка и ограничиться анализом само- и взаимоиндуктивностей обмоток, обусловленных только составляющими индукции, имеющими число пар полюсов соответственно p_{s1} и p_{s2} . Поскольку при соблюдении вышеприведенных условий выбора Z_r и включения обмоток получаемые индуктивные связи между первичными и вторичными обмотками имеют одинаковый характер, то для получения основных закономерностей их изменения достаточно рассматривать какие-либо фазы обмоток идеализированной модели тихоходного двигателя двойного питания (рис. 2-1). Распределенные обмотки такой модели создают лишь основные гармоники н. с., которые для фаз A_{s1} и A_{s2} имеют выражения: $F_{s1} = F_{ms1} \times \cos \alpha_s \cos \omega_1 t$; $F_{s2} = F_{ms2} \cos (p_{s2}/p_{s1}) \alpha_s \cos \omega_2 t$. Здесь и в дальнейшем за основу принимаются электрические градусы, приведенные к координатной системе первичной обмотки. В координатах ротора эти же н. с. выражаются аналогичными формулами при замене угла α_s на угол $\alpha_r + \gamma$. Основные гармоники ч. с. обмоток ротора в собственных осях имеют аналогичные выражения.

Относительная проводимость воздушного зазора с учетом только основных составляющих согласно (2-8) будет

$$\lambda_0 = \lambda_0 + \lambda_1 \cos [(1 + p_{s2}/p_{s1}) \alpha_s \pm k_{p1} \gamma - k_s \varepsilon_1],$$

где знак «плюс» перед $k_{p1} = Z_r/p_{s1}$ относится к случаю, когда $k_s > k_{p1}$, а знак «минус» принимается при $k_{p1} > k_s$.

При умножении этих н. с. на проводимость воздушного зазора получим выражения для магнитных полей обмоток, которые содержат гармоники поля самоиндукции (с числом пар полюсов возбужденной обмотки) и взаимоиндукции (с числом пар полюсов невозбужденной обмотки). Обусловленные этими полями потоки с соот-

ветствующими обмотками дают потокосцепления, которым соответствуют самоиндуктивности и взаимоиндуктивности обмоток. В частности, при возбуждении v -й фазы первичной обмотки составляющие индукции будут

$$B_{sv} = b_{os1} \cos (\alpha_s - \rho_v) + b_{os1} \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \cos \left(\theta + \frac{p_{s2}}{p_{s1}} \alpha_s - \rho_v \right), \quad (3-6)$$

где $b_{os1} = \lambda_{00} \lambda_0 F_{ms1} \cos \omega_1 t$; $\theta = \pm k_{p1} \gamma - k_s \varepsilon_1$.

Первый член (3-6) при подстановке $\alpha_s = \rho_v$ дает магнитное поле самоиндукции и соответствующую ему самоиндуктивность L_{s10} первичной обмотки, а при $\alpha_s = \rho_i$ (ρ_i — угловая координата магнитной оси i -й фазы первичной обмотки $\rho_{A1} = 0$, $\rho_{B1} = 120$, $\rho_{C1} = 240$) — взаимоиндуктивность L_{s1i} .

Второй член (3-6) при подстановке вместо угла $(p_{s2}/p_{s1}) \alpha_s$ координаты ρ_j фазы вторичной обмотки $\rho_{A2} = 0$, $\rho_{B2} = 120$, $\rho_{C2} = 240$ дает магнитное поле взаимоиндукции с v -й фазой первичной обмотки, чему соответствует взаимная индуктивность

$$L_{svj} = L_{s12} \cos (\theta - \rho_v + \rho_j). \quad (3-7)$$

При возбуждении j -й фазы вторичной обмотки индукция в воздушном зазоре имеет выражение

$$B_{s2j} = b_{os2} \cos \left(\frac{p_{s2}}{p_{s1}} \alpha_s - \rho_j \right) + b_{os2} \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \cos (\theta - \alpha_s + \rho_j), \quad (3-8)$$

где $b_{os2} = \lambda_{00} \lambda_0 F_{ms2} \cos \omega_2 t$. Поступая аналогично ранее изложенному, можно по первой составляющей этой индукции (3-8) определить самоиндуктивность L_{s20} и взаимоиндуктивность L_{s2j} вторичной обмотки. Вторая составляющая (3-8) при подстановке $\alpha_s = \rho_v$ дает взаимную индуктивность $L_{svj} = L_{svj}$.

Н. с. обмоток статора в координатах ротора:

$$F_{s1L} = F_{ms1L} \cos (\alpha_r + \gamma - \rho_v) \cos \omega_1 t;$$

$$F_{s2L} = F_{ms2L} \cos (p_{s2}/p_{s1}) (\alpha_r + \gamma - \rho_j) \cos \omega_2 t,$$

в воздушном зазоре, удельная проводимость которого будет

$$\lambda_{0L} = \lambda_0 + \lambda_1 \cos [k_s (\gamma - \varepsilon_1) + (p_{s2}/p_{s1} - 1) \alpha_r], \quad (3-9)$$

образуют магнитные поля взаимоиндукции с обмотками ротора. Если принять $p_{r1} = p_{s1}$ и $p_{r2} = p_{s2}$, то соответствующие взаимоиндуктивности фазы $v = s1$ первичной обмотки с фазами $r1$ и $r2$ вторичных обмоток будут:

$$\left. \begin{aligned} L_{s1r1} &= L_{s1r1m} \cos (\gamma + \rho_{r1} - \rho_v); \\ L_{s1r2} &= L_{s1r2m} \cos (\theta_{L1} + \rho_{r2} - \rho_v), \end{aligned} \right\} \quad (3-10)$$

где $\theta_{L1} = (k_s + 1) \gamma - k_s \varepsilon_1$.

Соответственно взаимные индуктивности фазы $s2$ первичной обмотки и фаз $r1$ и $r2$ обмоток ротора имеют зависимости:

$$\left. \begin{aligned} L_{s2r2} &= L_{s2r2m} \cos [(p_{s2}/p_{s1})\gamma + \rho_{r2} - \rho_{s2}]; \\ L_{s2r1} &= L_{s2r1m} \cos (\theta_{L2} + \rho_{r1} - \rho_{s2}), \end{aligned} \right\} \quad (3-11)$$

где $\theta_{L2} = (\pm k_{p1} - 1)\gamma - k_s \varepsilon_{r1}$.

При возбуждении обмоток ротора их н. с. $F_{r1L} = F_{mr1} \times \cos(\alpha_r - \rho_{r1}) \cos \omega_1 t$ и $F_{r2L} = F_{mr2} \cos [(p_{s2}/p_{s1})\alpha_r - \rho_{r2}] \cos \omega_2 t$, воздействуя на проводимость воздушного зазора (3-9), образуют соответствующие поля само- и взаимоиндукции, которые в координатах ротора будут:

$$\left. \begin{aligned} B_{r1L} &= b_{0r1} \cos(\alpha_r - \rho_{r1}) + b_{0r1} \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \cos[k_s(\gamma - \varepsilon_1) + \\ &\quad + (p_{s2}/p_{s1})\alpha_r - \rho_{r1}]; \\ B_{r2L} &= b_{0r2} \cos[(p_{s2}/p_{s1})\alpha_r - \rho_{r2}] + b_{0r2} \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \times \\ &\quad \times \cos[k_s(\gamma - \varepsilon_1) + \alpha_r - \rho_{r2}], \end{aligned} \right\} \quad (3-12)$$

где $b_{0r1} = \lambda_{s0}\lambda_0 F_{mr1} \cos \omega_1 t$; $b_{0r2} = \lambda_{s0}\lambda_0 F_{mr2} \cos \omega_2 t$.

Первые члены выражений (3-12) дают поля и соответствующие им самоиндуктивности L_{r10} , L_{r20} и взаимоиндуктивности L_{r1i} , L_{r2j} соответственно первичной и вторичной обмоткам ротора. Вторые составляющие (3-12) являются полями взаимных индукций между первичной и вторичной обмотками ротора. Они образуют взаимные индуктивности, которые в силу взаимности обмоток равны:

$$L_{r1r2} = L_{r2r1} = L_{r12} \cos(\theta_r + \rho_{r1} - \rho_{r2}), \quad (3-13)$$

где $\theta_r = k_s(\gamma - \varepsilon_{r1})$.

Полученные индуктивные связи между обмотками статора и ротора показаны на рис. 3-1. Подобная модель (рис. 3-1) облегчает составление уравнений потокосцеплений и напряжений обмоток.

На рис. 3-2 показана зависимость некоторых взаимных индуктивностей от углового положения ротора для двигателя с $m_{s1} = m_{s2} = 3$; $Z_s = 24$; $Z_r = 22$; $p_{s1} = 2$; $p_{s2} = 4$.

Амплитудные значения само- и взаимоиндуктивностей в приведенных выражениях рассчитываются по нижеприведенным формулам. Самоиндуктивности обмоток статора и ротора:

$$\begin{aligned} L_{s10} &= (4/\pi^2) (\lambda_{m1}/p_{s1}) (\omega_{s1} k_{ws1})^2 = L_{m1}; \\ L_{s20} &= (4/\pi^2) (\lambda_{m2}/p_{s2}) (\omega_{s2} k_{ws2})^2; \\ L_{r10} &= (4/\pi^2) (\lambda_{m1}/p_{s1}) (\omega_{r1} k_{wr1})^2; \\ L_{r20} &= (4/\pi^2) (\lambda_{m2}/p_{s2}) (\omega_{r2} k_{wr2})^2, \end{aligned}$$

где при $p_{s2} = 2p_{s1}$ отношение $\lambda_{m1}/p_{s1} = \lambda_{m2}/p_{s2}$, а $\lambda_{m1} = \lambda_r$. Взаимные индуктивности фаз первичной и вторичной обмоток статора и ротора от магнитного потока в воздушном зазоре равны:

$$\begin{aligned} L_{s1i} &= -L_{s10}/2; \quad L_{s2j} = -L_{s20}/2; \\ L_{r1i} &= -L_{r10}/2; \quad L_{r2j} = -L_{r20}/2. \end{aligned}$$

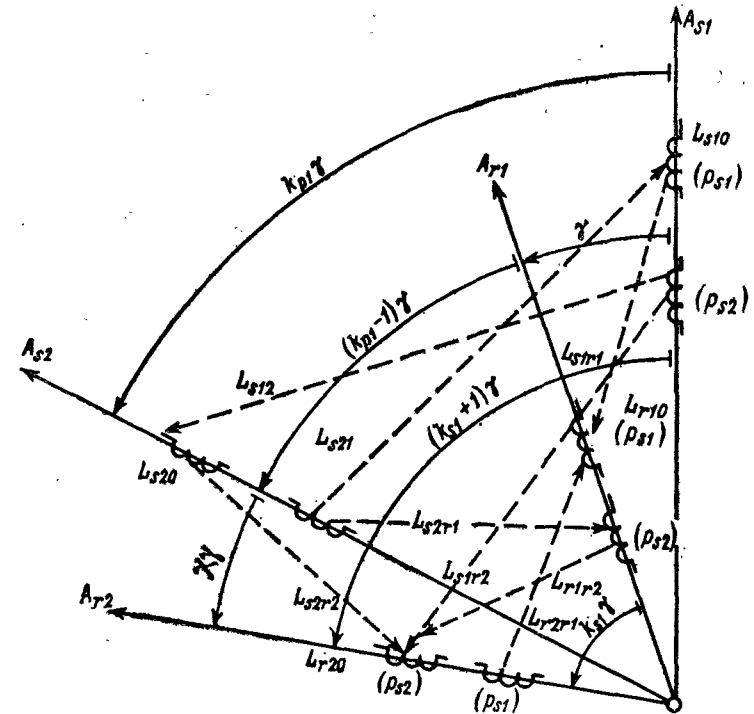


Рис. 3-1.

Амплитудное значение взаимной индуктивности первичной и вторичной обмоток статора вычисляется по формуле

$$L_{s12m} = L_{s21m} = (4/\pi^2) (\lambda_{m1}/p_{s2}) (\lambda_1/2\lambda_0) \omega_{s1} k_{ws1} \omega_{s2} k_{ws2}. \quad (3-14)$$

Амплитудное значение взаимоиндуктивности обмоток ротора $L_{r12m} = L_{r21m}$ рассчитывается по аналогичной с (3-14) формуле после подстановки соответствующих значений чисел витков и обмоточных коэффициентов для обмоток ротора $\omega_{r1} k_{wr1} \omega_{r2} k_{wr2}$.

Амплитудные значения взаимных индуктивностей между обмотками ротора и статора, обусловленные соответствующими гармониками индукции в воздушном зазоре, имеют выражения:

$$\begin{aligned} L_{r1s1m} &= (4/\pi^2) (\lambda_{m1}/p_{s1}) \omega_{r1} k_{wr1} \omega_{s1} k_{ws1}; \\ L_{r2s2m} &= (4/\pi^2) (\lambda_{m2}/p_{s2}) \omega_{r2} k_{wr2} \omega_{s2} k_{ws2}; \end{aligned}$$

$$L_{r1s2m} = (4/\pi^2) (\lambda_{m2}/p_{s1}) (\lambda_1/2\lambda_0) \omega_{r1} k_{wr1} \omega_{s2} k_{ws2};$$

$$L_{r2s1m} = (4/\pi^2) (\lambda_{m1}/p_{s2}) (\lambda_1/2\lambda_0) \omega_{r2} k_{wr2} \omega_{s1} k_{ws1}.$$

Кроме вышеприведенных индуктивностей, созданных магнитным полем в воздушном зазоре, полные индуктивности обмоток включают в себя еще индуктивности, обусловленные магнитными полями рассеяния, которые вычисляются по общеизвестным выражениям.

Как уже указывалось ранее, все параметры вторичных обмоток приводятся к первичной. С учетом (3-3) и (3-4) приведенные к m_{s1}

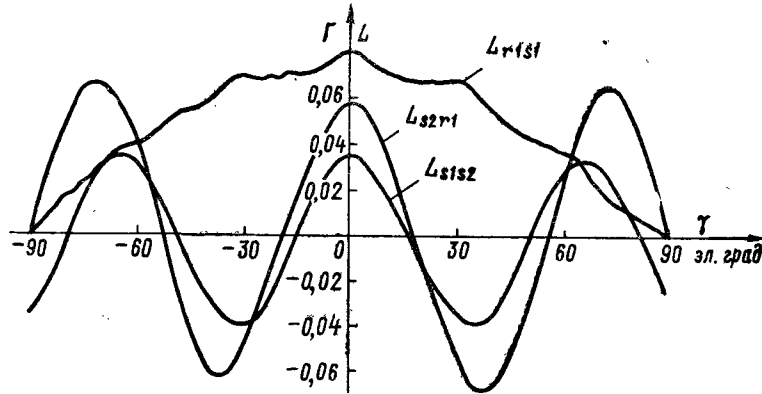


Рис. 3-2.

фазной первичной обмотке собственные индуктивности и взаимные индуктивности m_{s2} -фазной вторичной обмотки статора будут:

$$L'_{s2} = k_{s1} L_{s2} = L_{m1} + L_{m1} \left[\left(\frac{2\lambda_0}{\lambda_1} \right)^2 - 1 \right] = L_{m1} + L'_{d2}; \quad (3-15)$$

$$L'_{s12} = k_{es} L_{s12} = L_{m1}; \quad L'_{s21} = k_{is} L_{s21} = L_{m1};$$

$$L_{m1} = (2/\pi^2) (\lambda_{m1}/p_{s1}) (\omega_{s1} k_{ws1})^2 m_{s1},$$

где индуктивность добавочного рассеяния вторичной обмотки имеет величину

$$L'_{d2} = L_{m1} \left[\left(\frac{2\lambda_0}{\lambda_1} \right)^2 - 1 \right]. \quad (3-16)$$

Соответственно приведенные значения само- и взаимноиндуктивностей обмоток ротора имеют значения:

$$L'_{r1} = k_{r1} L_{r1} = L_{m1}; \quad L'_{r2} = k_{r2} L_{r2} = L_{m1} + L'_{d2};$$

$$L'_{r1s1m} = L_{r1s1m} k_{ir1} = L_{m1}; \quad L'_{r2s2m} = L_{r2s2m} k_{ir2} = L_{m1}; \quad (3-17)$$

$$L'_{r1s2m} = L_{r1s2m} k_{ir1} k_{es} = L_{m1}; \quad L'_{r2s1m} = L_{r2s1m} k_{ir2} = L_{m1}.$$

При дальнейших исследованиях используются относительные параметры, выраженные в долях базисного (3-1). Поделив все ранее полученные выражения на базисную величину L_0 , будем иметь для относительных параметров безразмерные величины, где $L_{m1} = x_{m1} = 1,0$ о. е. Для упрощения записи уравнений все индуктивности и индуктивные сопротивления обмоток в относительных единицах пишутся ранее принятыми обозначениями без штрихов для приведенных величин.

3-3. Самоиндуктивности и взаимноиндуктивности двухобмоточных двигателей при наличии униполярной н. с.

Двухобмоточными назовем двигатели, которые имеют по две самостоятельные системы обмоток на статоре и роторе. Число пар полюсов и схемы обмоток этих машин выбраны таким образом, чтобы между отдельными системами обмоток, расположенными соответственно на статоре и на роторе, не возникало бы электромагнитной связи через их основные гармоники магнитного поля. Двухобмоточные двигатели являются преимущественно специальными индукторными двигателями. Основными типами здесь являются индукторные двигатели двойного питания, асинхронные индукторные двигатели и синхронные двигатели с радиальным и осевым возбуждением. Первые три типа двигателей имеют одинаковую систему обмоток на статоре. Индукторные двигатели с осевым возбуждением отличаются от предыдущих особым расположением обмотки возбуждения и принципом установления электромагнитной связи с остальными обмотками.

В зависимости от выбора числа пазов на статоре и на роторе, а также от геометрии воздушного зазора может появиться эффект явнополюсности, который в той или иной степени влияет на основные параметры этих двигателей. Ранее произведенный анализ магнитного поля в воздушном зазоре показывает, что необходимость учета униполярной н. с. возникает преимущественно у машин, для которых число зубцов ротора выбирается по зависимости $Z_r = Z_s \pm p_s$. К таким двигателям в первую очередь относятся тихоходные двигатели с осевым возбуждением, а также часть двигателя с двумя обмотками на статоре, когда $Z_r = Z_s \pm |p_{s1} - p_{s2}|$ при $p_{s2} = 2p_{s1}$ или $p_{s1} = 2p_{s2}$. В первом случае ($p_{s2} = 2p_{s1}$) $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$ и явнополюсность возникает со стороны первичной обмотки с числом пар полюсов p_{s1} . Поэтому при определении результирующего поля этой обмотки необходимо учитывать униполярную н. с. При выборе $p_{s1} = 2p_{s2}$ имеем $Z_r = Z_s \pm p_{s2}$ и униполярную н. с. необходимо учитывать при расчете параметров вторичной обмотки с числом пар полюсов p_{s2} . В первом случае параметры вторичной обмотки, а во втором случае параметры первичной обмотки рассчитываются по ранее приведенным формулам для идеализированной модели тихоходных двигателей. Остальные случаи выбора Z_r для двухобмоточных тихоходных двигателей могут

быть отнесены к группе неявнополюсных машин, для которых индуктивные параметры могут быть определены без учета униполярной н. с.

Ниже рассмотрим параметры обмоток тихоходных двигателей с осевой катушкой возбуждения, а также с двумя распределенными обмотками на статоре при учете униполярной н. с.

Само- и взаимноиндуктивности обмотки статора. Как выяснилось ранее (§ 2-9), магнитное поле, созданное обмоткой статора, состоит из постоянной и переменной составляющих. Величина последней зависит от углового положения ротора и имеет период, равный $180 p/Z_r$ эл. град.

Магнитному полю реакции якоря (2-19) соответствует самоиндуктивность обмотки, которая для v -й фазы в неподвижных координатах статора может быть представлена в виде

$$L_{\delta sv} = L_{s0} + L_{s1} \cos(2\theta \pm \rho_v), \quad (3-18)$$

где $L_{s0} = L_{a1} \left(1 - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)}\right)$; $L_{s1} = L_{a1} \left(\frac{\lambda_2}{2\lambda_0} - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)}\right)$;
 $L_{a1} = (4/\pi^2) (\lambda_{m1}/p_{s1}) (\omega_{s1} k_{ws1})^2$; $\rho_v = (v-1)(2\pi/m_{s1})$ — угол сдвига v -й фазы.

Полная индуктивность фазы включает в себя также индуктивность от полей рассеяния $L_{\sigma v}$ и вычисляется по формуле

$$L_{sv} = L_{\delta sv} + L_{\sigma v}. \quad (3-19)$$

Зависимость взаимной индуктивности между возбужденной фазой v и фазой i статора от положения ротора дается формулой

$$L_{svi} = -0,5L_{s0} + L_{s1} \cos(2\theta \mp \rho_{vi}) + L_{\sigma vi}, \quad (3-20)$$

где $\rho_{vi} = (v-i) 2\pi/m_{s1}$ — угол сдвига между фазами v и i ; $L_{\sigma vi}$ — индуктивность от полей рассеяния.

Если на статоре размещена двухфазная обмотка, то возникающая из-за явнополюсности взаимная индуктивность между ними может быть вычислена по формуле

$$L_{s12} = L_{s1} \sin 2\theta. \quad (3-21)$$

Для упрощения аналитического исследования режимов работы, как и в нормальных типах электрических машин, целесообразно преобразовать уравнения к осям d, q , жестко связанным с воображаемыми осями проводимостей d, q , и ввести в расчет соответствующие эквивалентные параметры в этих осях. По общепринятой методике перехода получим для индуктивностей трехфазных обмоток статора в продольной и поперечной осях выражения:

$$\left. \begin{aligned} L_d &= \frac{3}{2} (L_{0s} + L_{s1}) + L_{\sigma m} = L_a k_{ad} + L_{\sigma m}; \\ L_q &= \frac{3}{2} (L_{0s} - L_{s1}) + L_{\sigma m} = L_a k_{aq} + L_{\sigma m}, \end{aligned} \right\} \quad (3-22)$$

где $L_a = (3/2) L_{a1}$ — результирующая индуктивность m -фазной обмотки с учетом взаимной индукции остальных фаз от основной гармоники магнитного поля в равномерном воздушном зазоре; $L_{\sigma m} = L_{\sigma v} + L_{\sigma i}$ — полная индуктивность рассеяния обмотки; k_{ad}, k_{aq} — коэффициенты формы поля (см. § 2-9).

Отметим, что все вышеприведенные формулы справедливы как для двигателей с осевой, так и радиальной обмоткой возбуждения; в частности для тихоходных двигателей двойного питания. В последнем случае проводимость униполярному потоку $\lambda_y = 0$.

Взаимоиндуктивность между первичной и вторичной обмотками при радиальном возбуждении. При распределенной вторичной обмотке потокосцепление фазы j вторичной обмотки от основной гармоники магнитного поля взаимной индукции фазы i первичной обмотки дает взаимную индуктивность, которую можно вычислить по формуле

$$L_{sij} = L_{s12m} \cos(\theta - \rho_i + \rho_j). \quad (3-23)$$

Амплитудное значение взаимной индуктивности

$$L_{s12m} = (4/\pi^2) (\lambda_{m2}/p_{s1}) \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \left(1 - \frac{\lambda_2}{2\lambda_0}\right) \omega_{s1} k_{ws1} \omega_{s2} k_{ws2}. \quad (3-24)$$

После приведения этих параметров к первичной обмотке и деления на базисную величину будем иметь в относительных единицах $L_{s12m} = L'_{s12m} = x_{s12m} = x_{s21m} = L_{m1} (1 - \lambda_2/(2\lambda_0))$, так как за основу по-прежнему приняты соответствующие данные при эквивалентном равномерном зазоре «идеализированной» модели.

Взаимоиндуктивность между обмоткой статора и ротора. Основная гармоника поля статора имеет электромагнитную связь с обмоткой ротора. С учетом только первой гармоники проводимости это магнитное поле взаимной индукции в осях обмотки ротора имеет выражение

$$B_{\delta sr} = B_{0s1} \left\{ \left[1 - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)} \right] \cos(\gamma_r - \gamma_{r0}) - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)} \cos[(2k_p \mp 1)\gamma_r - \gamma_{r0} - 2k_s \varepsilon_1] \right\}.$$

Величина взаимной индуктивности, соответствующая этому магнитному полю, может быть представлена в виде:

$$L_{sr} = L_{0r1} \left(1 - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)} \right) \cos(\gamma_r - \gamma_{r0}) - L_{0r1} \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)} \cos[(2k_p \mp 1)\gamma_r - \gamma_{r0} - 2k_s \varepsilon_1]. \quad (3-25)$$

Эта взаимная индуктивность состоит из основной составляющей (первый член), имеющей период 360 эл. град и из дополнительной составляющей с периодом $360 p/(2Z_r \mp p)$ эл. град.

Взаимная индуктивность между обмоткой статора и обмоткой возбуждения СИДО возникает через униполярную составляющую магнитного поля. Это магнитное поле проходит по стальным участкам корпуса, подшипниковым щиткам, втулке ротора, пакету ротора и двум воздушным зазором. Созданный им поток дает с обмоткой возбуждения потокосцепление, которому соответствует взаимная индуктивность фазы обмотки статора и возбуждения

$$L_{Af} = \frac{4}{\pi^2} \frac{\lambda_{m1}}{1 + \delta'_1/\delta'_0} \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \omega_f \omega_{s1} k_{ws1} \cos(k_p \gamma_r - k_s \varepsilon_1). \quad (3-26)$$

Взаимная индуктивность эквивалентной m_{s1} -фазной обмотки статора и обмотки возбуждения определяется этим же выражением при умножении последнего на величину $m_{s1}/2$. Как следует из формулы (3-25), период изменения кривой взаимной индуктивности равен $360 p/Z_r$ эл. град.

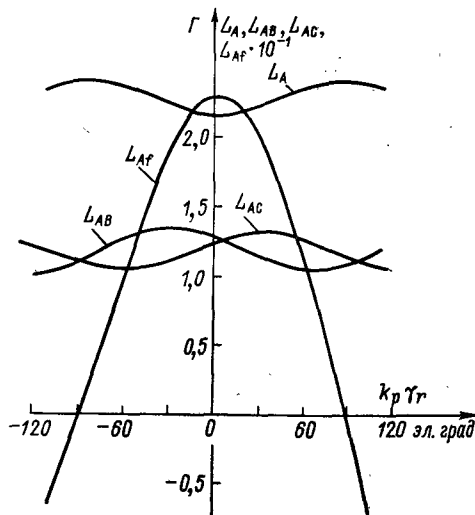


Рис. 3-3.

и для остальных типов двигателей при $Z_r = Z_s \pm p_s$.

Само- и взаимоиндуктивность осевой обмотки возбуждения. При питании обмотки возбуждения возникает н. с., которая создает униполярный поток. Этот поток, сцепляясь с обмоткой возбуждения, обуславливает индуктивность $L_{f\delta}$, которая не зависит от положения ротора. Полная индуктивность обмотки возбуждения, соответствующая индуктивности от полного магнитного потока возбуждения $L_{f\delta}$ и индуктивности от полей рассеяния $L_{f\sigma}$, будет

$$L_f = L_{f\delta} + L_{f\sigma} = \frac{\pi \mu_0 D_{is} l_{is}}{k_\mu \delta_0 (1 + \delta'_1/\delta'_0)} \lambda_0 \omega_f^2 + L_{f\sigma}. \quad (3-27)$$

Составляющая н. с. обмотки возбуждения в рабочем зазоре определяет магнитное поле взаимной индукции с обмоткой якоря,

основная гармоника которого имеет выражение

$$B_{fA1} = \frac{\mu_0 \omega_f i_f}{k_\mu \delta_0 (1 + \delta'_1/\delta'_0)} \lambda_1 \cos(k_p \gamma_r - k_s \varepsilon_1).$$

Это магнитное поле обуславливает потокосцепление с обмоткой статора и соответствующую взаимную индуктивность L_{fA} обмотки возбуждения и статора, которая вычисляется по формуле (3-26).

Само- и взаимоиндуктивности обмотки ротора. Основная гармоника н. с. обмотки ротора с учетом перераспределенной н. с. имеет в координатах ротора величину

$$F_r = F_{mr} \left\{ \cos(\alpha_r + \gamma_{r0}) - \frac{\lambda_1}{2(\lambda_0 + \lambda_y)} \cos[\mp \gamma_{r0} - k_s(\gamma_r - \varepsilon_1)] \right\} \cos \omega_1 t.$$

Эта н. с. в воздушном зазоре с удельной проводимостью

$$\lambda_{\delta L} = \lambda_0 + \lambda_1 \cos[\mp \alpha_r - k_s(\gamma_r - \varepsilon_1)]$$

создает магнитное поле обмотки ротора, которое состоит из основной гармоники, униполярной составляющей и второй гармонической поля ротора. Последняя составляющая не дает потокосцепления с обмотками и может быть исключена из рассмотрения.

Основная гармоника поля обуславливает потокосцепление с обмоткой ротора, которая может быть выражена через самоиндуктивность. Последняя состоит из постоянной и переменной составляющих с периодом, равным $180 p/Z_s$ эл. град:

$$L_r = L_{r0} \left\{ \left(1 - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)} \right) - \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)} \cos[2k_s(\gamma_r - \varepsilon_1) \mp \gamma_{r0}] \right\}, \quad (3-28)$$

где L_{r0} определяется по выражению $L_{r0} = (4/\pi^2) (\lambda_m/p) (\omega_r k_{wr})^2$.

Как нетрудно убедиться, при углах $2k_s(\gamma_r - \varepsilon_1) \pm \gamma_{r0}$, равных нулю и 180° соответственно, имеем для индуктивностей по продольной и поперечной осям аналогичные с обмоткой статора выражения. После приведения параметров к обмотке статора и с учетом взаимоиндуктивностей остальных фаз они будут равны индуктивностям продольной и поперечной реакции якоря. Приведенные к обмотке статора синхронные индуктивные сопротивления ротора в относительных единицах имеют выражения:

$$\left. \begin{aligned} x_{dr} &= x_{ad} + x_{\sigma r} = k_{ad} + x_{\sigma r}; \\ x_{qr} &= x_{aq} + x_{\sigma r} = k_{aq} + x_{\sigma r}. \end{aligned} \right\} \quad (3-29)$$

У двухфазной обмотки ротора вследствие наличия переменной составляющей поля возникает электромагнитная связь между фа-

зами. Соответствующая взаимная индуктивность может быть вычислена по формуле

$$L_{ab} = L_{2r} \sin [2(k_p \mp 1) \gamma_r - 2k_s \varepsilon_1 \mp \gamma_{r0}], \quad (3-30)$$

где $L_{2r} = L_{r0} \frac{\lambda_1^2}{4\lambda_0(\lambda_0 + \lambda_y)}$.

Отметим, что для низкоскоростных синхронных индукторных двигателей с осевым возбуждением переменные составляющие самоиндуктивности и взаимной индуктивности весьма малы и ими без большой погрешности для практических расчетов можно пренебречь.

Униполярная составляющая магнитного поля ротора обуславливает взаимную индуктивность с обмоткой возбуждения:

$$L_{rf} = L_{r0} \frac{\omega_f}{\omega_r k_{wr}} \left[\frac{\lambda_2}{2\lambda_0} - \frac{\lambda_1}{2(\lambda_0 + \lambda_y)} \right] \cos [\mp \gamma_{r0} - k_s(\gamma_r - \varepsilon_1)]. \quad (3-31)$$

Эта взаимная индуктивность в осях ротора имеет период, равный $360 p/Z_s$ эл. град.

3-4. Самоиндуктивности и взаимные индуктивности однообмоточных двигателей

Целая группа исполнительных двигателей имеет на статоре и роторе по одной системе многофазных обмоток. К этой группе относятся многополюсные асинхронные двигатели, двигатели с гармоническим ротором, синхронные двигатели реактивного типа нормального исполнения и с электромагнитной редукцией скорости вращения и др. Для краткости будем их в дальнейшем называть однообмоточными. Эти двигатели, как правило, имеют двустороннюю зубчатость (статора и ротора). Даже обычные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором имеют отношение открытия паза к зубцовому делению около 0,2. При этом весьма существенную величину имеет вторая зубцовая гармоника проводимости воздушного зазора.

Анализ работы этих двигателей показывает, что основные рабочие свойства определяются основной гармоникой магнитного поля в воздушном зазоре. Наличие же ряда ярко выраженных гармоник магнитного поля может повлиять на пусковые и эксплуатационные характеристики, особенно у асинхронных двигателей, имеющих сравнительно маленький воздушный зазор. Весьма значительное влияние может оказать на эксплуатационные свойства последних возникающая при определенном выборе числа пазов на статоре и роторе явнополюсность. Ниже приводим анализ параметров для наиболее характерного случая синхронного реактивного двигателя с электромагнитной редукцией скорости (ССРД).

Само- и взаимная индуктивность обмотки статора ССРД. В неподвижных осях статора, проходящих по оси фазы A_1 , основная гармоническая н. с. этой фазы с эквивалентной проводимостью зазора

создают магнитное поле, основная гармоника которой по оси данной фазы имеет амплитуду

$$B_{Am} = B_{0s} \left[1 + \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \cos(2k_p \gamma_r - k_s \varepsilon_1) \right], \quad (3-32)$$

где B_{0s} — индукция эквивалентного равномерного зазора; $k_p = Z_r/2p$ — коэффициент электромагнитной редукции, а $k_s = Z_s/p$. Для удобства дальнейшего анализа принимаем за начало координатных осей положение ротора, соответствующее повороту ротора на угол $\gamma_{r0} = k_s \varepsilon_1 / (2k_p)$. Координаты фазы B и C сдвинуты от принятого положения на углы $\pm \rho = 120^\circ$ соответственно.

Магнитное поле (3-32) обуславливает с фазной обмоткой потоко-сцепление, которому соответствует самоиндуктивность фазы A

$$L_{A0} = L_{0s} + L_{s1} \cos 2k_p \gamma_r, \quad (3-33)$$

где $L_{0s} = (4/\pi^2) (\lambda_r/p) (\omega k_w)^2$, $L_{s1} = L_{0s} (\lambda_1/2\lambda_0)$.

Полная самоиндуктивность фазы A включает в себя и индуктивность от потоков рассеяния L_σ , т. е. $L_A = L_{A0} + L_\sigma$.

Аналогично для взаимных индуктивностей между отдельными обмотками трехфазного статора, с учетом взаимных индуктивностей рассеяния $L_{m\sigma}$, получим выражение

$$L_{AB} = -L_{0s}/2 + L_{s1} \cos(2k_p \gamma_r - \rho) + L_{m\sigma}. \quad (3-34)$$

Как следует из приведенных зависимостей (3-33) и (3-34), самоиндуктивности и взаимные индуктивности отдельных фаз являются переменными величинами, зависящими от углового положения ротора. Период изменения самоиндуктивности обмотки статора равен $360^\circ/Z_r$ геом. град. Следовательно, двигатели подобного типа можно считать явнополюсными, проводя их исследование методом двух реакций.

Вследствие явнополюсности возникает взаимная индуктивность между фазами двухфазной обмотки статора, которая вычисляется по аналогичной с (3-21) формуле.

При наличии на роторе пусковой обмотки можно определить взаимную индуктивность между фазами обмотки статора и ротора, выразив н. с. и проводимость первой в неподвижных координатах ротора.

Н. с. статора по оси фазы ротора F_{AL} и эквивалентная проводимость λ_{0L} обуславливают магнитное поле, основная гармоника которого по оси фазы ротора имеет величину

$$B_{A1A2} = B_{0s} \{ \cos(\alpha_r + \gamma_r - \gamma_{r0}) + \lambda_1/(2\lambda_0) \times \\ \times \cos[\alpha_r \mp \varepsilon_{r1} + (k_s \pm 1) \gamma_r - k_s \varepsilon_{s1}] \}.$$

Соответствующая этому магнитному полю взаимная индуктивность фазы статора и ротора будет

$$L_{sr} = L_{0r} \cos(\gamma_r - \gamma_{r0}) + L_{2r} \cos[(k_s \pm 1) \gamma_r \mp \varepsilon_{r1} - k_s \varepsilon_{s1}], \quad (3-35)$$

где $L_{0r} = L_{0s} \omega_r k_{wr} / (\omega_s k_{ws})$, $L_{2r} = L_{0r} \lambda_1 / (2\lambda_0)$.

Отсюда следует, что взаимная индуктивность фазы статора и ротора состоит из составляющей L_{sr0} , имеющей период 360° эл. град [первый член (3-35) 1, и из составляющей L_{sr1} , образующей $(Z_r \mp p)$ периодов по окружности [второй член (3-35) 1].

Само- и взаимоиндуктивность обмотки ротора ССРД. Для облегчения пуска в ход на роторе устанавливается слабая пусковая обмотка. В целях упрощения дальнейшего анализа заменяем эту многофазную пусковую обмотку эквивалентной двухфазной. Основная гармоника магнитного поля фазы обмотки ротора в собственных осях в момент времени $t = 0$ может быть представлена формулой

$$B_{ra} = B_{0r} \{ \cos(\alpha_r + \gamma_{r0}) + \lambda_1 / (2\lambda_0) \cos[\mp \alpha_r \pm \gamma_{r0} + k_s(\gamma_r - \varepsilon_{s1})] \}, \quad (3-36)$$

где $B_{0r} = \lambda_{\delta 0} \lambda_0 F_{ram}$.

Сцепляясь с обмоткой ротора, это магнитное поле дает потоко-сцепление, которому соответствует самоиндуктивность фазы

$$L_{ra} = L_{r0} + L_{r2} \cos(k_s \gamma_r \pm \varepsilon_{r1} - k_s \varepsilon_{s1}). \quad (3-37)$$

Последняя состоит из постоянной составляющей величиной

$$L_{r0} = (4/\pi^2) (\lambda_r / p) (\omega_r k_{wr})^2$$

и из переменной составляющей, которая изменяется периодом, равным $360 p/Z_s$ эл. град, и имеет амплитуду

$$L_{r2} = L_{r0} \lambda_1 / (2\lambda_0).$$

Эта переменная составляющая самоиндуктивности составляет примерно 10—25% постоянной составляющей.

Взаимную индуктивность фазы ротора и статора можно определить, выразив магнитное поле ротора (3-36) в неподвижных осях статора. Для этого в уравнение (3-36) необходимо подставить $\alpha_r = (\alpha_s - \gamma_r)$. Тогда взаимная индуктивность фазы ротора и статора в собственных осях последнего может быть написана в виде:

$$L_{aA} = L_{0s} \cos(\gamma_r - \varepsilon_{r1}) + L_{s2} \cos[(k_s \pm 1) \gamma_r \pm \varepsilon_{r1} - k_s \varepsilon_{s1}]. \quad (3-38)$$

Как нетрудно убедиться, эта взаимная индуктивность (3-38) состоит из аналогичных с выражением (3-35) составляющих. Так же как и в случае двухфазной обмотки статора, вследствие магнитной асимметрии возникает взаимная индуктивность между фазами эквивалентной двухфазной обмотки ротора. Основная гармоника поля взаимоиндукции между фазами ab ротора в момент времени $t = 0$ имеет величину

$$B_{ab} = B_{r0} \sin[(k_p \mp 1) 2\gamma_r \pm \varepsilon_{r1} - k_s \varepsilon_{s1}].$$

Соответствующая взаимоиндуктивность в координатах ротора имеет выражение

$$L_{ab} = L_{r2} \sin[(k_p \mp 1) 2\gamma_r \pm \varepsilon_{r1} - k_s \varepsilon_{s1}]. \quad (3-39)$$

Амплитуда этой переменной составляющей взаимоиндуктивности составляет от постоянной самоиндуктивности в $\lambda_1 / (2\lambda_0) \cdot 100$ процентов. Наибольшая величина последней для серии ССРД при ско-

рости 428 об/мин составляет примерно 25% самоиндуктивности обмотки. При скорости 115 об/мин эта взаимоиндуктивность имеет величину около 14% самоиндуктивности обмотки.

Для подтверждения вышеприведенных зависимостей на рис. 3-4 показаны зависимости самоиндуктивности обмотки статора L_s и взаимоиндуктивности L_{sr} с обмоткой ротора в зависимости от углового положения ротора γ_r для синхронного реактивного тихо-

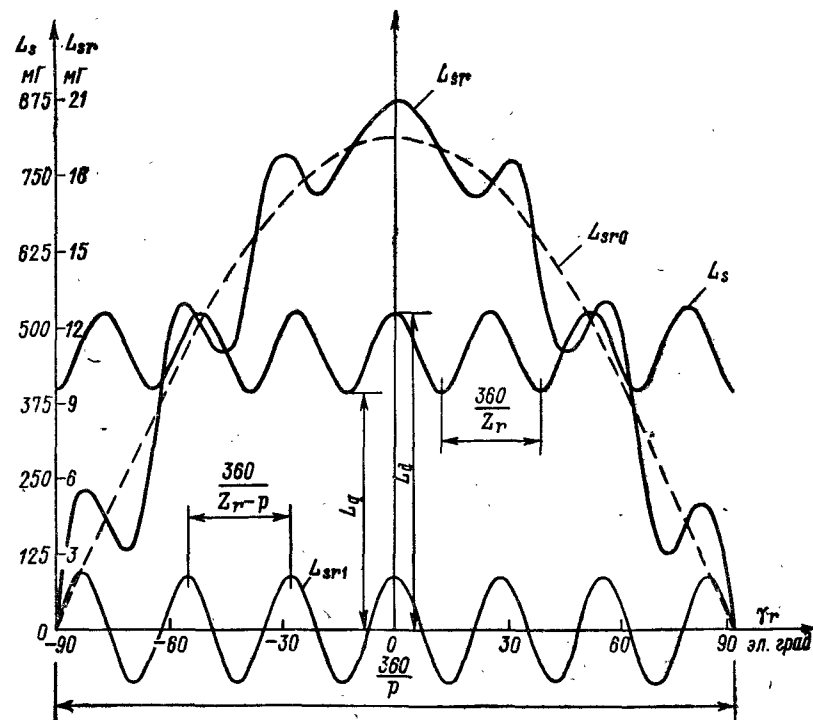


Рис. 3-4.

ходного двигателя с электромагнитной редукцией скорости вращения при $m_s = 3$; $p_s = 2$; $Z_s = 24$; $Z_r = 28$. Для большей наглядности из кривой L_{sr} выделены составляющая L_{0r} и L_{sr1} .

3-5. Параметры синхронного тихоходного реактивного двигателя при $q = 1$

В электрических микромашинах из-за ограниченного числа зубцов статора приходится часто применять обмотки с $q = 1$. Параметры такого синхронного реактивного тихоходного двигателя значительно зависят от шага обмотки. Рассмотрим это на примере «элементарной» машины с $m = 3$; $p = 1$; $q = 1$ при $Z_s = 6$ и $Z_r = Z_s - 2p = 4$. Эскиз зубцовой зоны такого двигателя показан на рис. 3-5.

В этом случае кривую н. с. одной фазы необходимо принимать прямоугольной с постоянной амплитудой F_{m1} . Предположение косинусоидальной зависимости кривой н. с. с рассмотрением только основной гармоники может дать неправильный результат. Действительно, при диаметральном шаге обмотки ($y = \tau$) потокоцепление с фазой A по методу зубцовых потоков

$$\Psi_A = \mu_0 l \cdot 2w_1 F_{m1} (g_{s1} + g_{s2} + g_{s6}) = 6\mu_0 l g_0 w_1 F_{m1}.$$

При зависимости $F_A = F_{m1} \cos(k-1) p \alpha_{zs} = F_{m1} \cos(k-1) \frac{\pi}{3}$ имеем

$$\begin{aligned} \Psi_A &= \mu_0 l \cdot 2w_1 F_{m1} \left(g_{s1} + g_{s2} \cos \frac{\pi}{3} + g_{s6} \cos \frac{\pi}{3} \right) = \\ &= 4\mu_0 l g_0 w_1 F_{m1} + \mu_0 l g_1 w_1 F_{m1} \cos Z_r \gamma_m. \end{aligned}$$

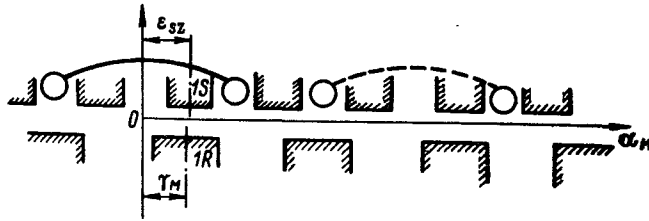


Рис. 3-5.

Соответствующие этим потокоцеплениям индуктивности обмотки фазы A будут:

а) при $F_A = F_{m1} = \text{const}$

$$L_A = 3\mu_0 l g_0 w_1^2 = L_0; \quad (3-40)$$

б) при $F_A = F_{m1} \cos(k-1) (\pi/3)$

$$L_A = 2\mu_0 l g_0 w_1^2 + \mu_0 l (g_1/2) w_1^2 \cos Z_r \gamma_m = L_{0c} + L_{1c} \cos Z_r \gamma_m.$$

Опытное исследование параметров макетного двигателя с $m = 3$, $q = 1$, $y = \tau$ подтверждает правильность выражения (3-40), т. е. индуктивность фазы такого двигателя не зависит от положения ротора.

Взаимные индуктивности фаз при $F_A = F_{m1} = \text{const}$ и $y = \tau$, определенные по аналогичной методике, будут:

$$\left. \begin{aligned} L_{AB} &= -\frac{1}{3} L_0 + L_1 \sin \left(Z_r \gamma_m + \frac{\pi}{3} \right); \\ L_{AC} &= -\frac{1}{3} L_0 + L_1 \sin \left(Z_r \gamma_m - \frac{2\pi}{3} \right); \\ L_{BC} &= -\frac{1}{3} L_0 + L_1 \sin \left(Z_r \gamma_m + \frac{\pi}{2} \right), \end{aligned} \right\} \quad (3-41)$$

где $L_1 = 2\mu_0 l g_1 w_1^2$.

К аналогичным результатам приходим также, используя метод гармонических проводимостей. Принимая, как и раньше, $F = F_{m1} = \text{const}$ и учитывая лишь первые гармоники проводимости в (2-7), получим для потокоцепления фазы A

$$\Psi_A = w_1 l \frac{D_{is}}{2} \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} B_\delta d\alpha_m = \lambda_{\delta 0} \lambda_0 \frac{w_1^2}{2} l \tau i_1 = \Psi_{A0}.$$

Потокоцепления фазы A с фазой B и C соответственно имеют величину:

$$\begin{aligned} \Psi_{AB} &= w_1 l \frac{D_{is}}{2} \int_{\pi/6p}^{\pi/2p} B_\delta d\alpha_m - w_1 l \frac{D_{is}}{2} \int_{\pi/2p}^{\pi/6p} B_\delta d\alpha_m = \\ &= -\lambda_{\delta 0} \lambda_0 w_1^2 l \tau i_1 / 6 \left[1 + 3\lambda_1 / (2\lambda_0) \sin \left(Z_r \gamma_m + \frac{\pi}{3} \right) \right]; \end{aligned}$$

$$\Psi_{AC} = -\lambda_{\delta 0} \lambda_0 w_1^2 l \tau i_1 / 6 \left[1 + 3\lambda_1 / (2\lambda_0) \sin \left(Z_r \gamma_m - \frac{2\pi}{3} \right) \right].$$

При синусоидальном распределении н. с. по закону $F_A = F_{m1} \cos p \alpha_m$ и с учетом только основных гармоник поля соответственно имеем

$$\Psi_A = \lambda_{\delta 0} \lambda_0 w_1 F_{m1} l \tau + \lambda_{\delta 0} \lambda_1 w_1 F_{m1} l \tau / (2 \cos Z_r \gamma_m),$$

что совпадает с ранее полученным результатом по методу зубцовых потоков.

Далее рассмотрим потокоцепление отдельных фаз и соответствующие им индуктивности для этой же «элементарной» машины при укорочении шага обмотки $y < \tau$. При $F_A = F_{m1} = \text{const}$ и шаге $y_z = 2$ потокоцепление фазы по методу зубцовых потоков будет

$$\Psi_A = 4\mu_0 l g_0 w_1 F_{m1} + 2\mu_0 l g_1 w_1 F_{m1} \cos \left(Z_r \gamma_m + \frac{\pi}{3} \right).$$

Соответственно потокоцепления взаимных индуктивностей фазы A с фазой B и C имеют выражения:

$$\Psi_{AB} = -2\mu_0 l g_0 w_1 F_{m1} - 2\mu_0 l g_1 w_1 F_{m1} \cos \left(Z_r \gamma_m + \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$\Psi_{AC} = -2\mu_0 l g_0 w_1 F_{m1} - 2\mu_0 l g_1 w_1 F_{m1} \cos Z_r \gamma_m.$$

Обозначая $L_{0y} = 2\mu_0 l g_0 w_1^2$, $L_{1y} = \mu_0 l g_1 w_1^2$ и перемещая ось отсчета на угол $\pi/3$, получим для индуктивностей и взаимных индуктивностей отдельных фаз выражения, которые по общему виду ничем не отличаются от соответствующих выражений для синхронных явнополюсных машин, а именно:

$$L_A = L_{0y} + L_{1y} \cos Z_r \gamma_m; \quad L_B = L_{0y} + L_{1y} \cos \left(Z_r \gamma_m + \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$L_C = L_{0y} + L_{1y} \cos \left(Z_r \gamma_m - \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$\begin{aligned}
L_{AB} &= -0,5L_{0y} + L_{1y} \cos \left(Z_r \gamma_m - \frac{2\pi}{3} \right); \\
L_{BC} &= -0,5L_{0y} + L_{1y} \cos Z_r \gamma_m; \\
L_{AC} &= -0,5L_{0y} + L_{1y} \cos \left(Z_r \gamma_m + \frac{2\pi}{3} \right).
\end{aligned}
\quad (3-42)$$

Полученные индуктивные параметры обусловлены магнитным полем в воздушном зазоре. С учетом индуктивностей и взаимноиндуктивностей от потоков рассеяния вместо L_{0y} и $-0,5 L_{0y}$ необходимо писать $L_{\sigma 0} = L_{0y} + L_{\sigma}$; $M_{\sigma 0} = -0,5 L_{0y} + L_{m\sigma}$, где L_{σ} и $L_{m\sigma}$ — индуктивности и взаимноиндуктивности от потоков рассеяния.

Анализ эквивалентных индуктивностей отдельных фаз с учетом взаимноиндукции между другими фазами показывает, что переменная составляющая эквивалентной индуктивности имеет одинаковую величину для случаев как с диаметральной, так и укороченным шагом обмотки. Поэтому при трехфазном питании основной электромагнитный момент будет иметь примерно одинаковую величину, что подтверждают и экспериментальные исследования.

3-6. Учет влияния гармоник магнитного поля и скоса пазов на основные индуктивные параметры обмоток

Согласно § 2-10 эквивалентная основная гармоника магнитного поля создается несколькими гармониками н. с. и проводимости зазора. При этом постоянная, не зависящая от углового положения ротора, составляющая изменяется в ξ_{s1} раз, а переменная составляющая — в $\xi_{sr} k_{cku} = \xi_{u1}$ раз. Также возникает фазовый сдвиг переменной составляющей поля на величину угла скоса γ_{cku} . Если за начало отсчета углов принимать положение, при котором угол $Z_r \gamma_{m0} + \gamma_{cku} = 0$, то остаются в силе все ранее полученные формулы, если постоянную составляющую индуктивности умножить на коэффициент ξ_{s1} , а переменную составляющую — на ξ_{u1} . Для примера рассмотрим ниже определение самоиндуктивностей обмотки статора для ССРД с учетом скоса пазов и тех гармоник магнитного поля, которые определяют основной электромагнитный момент.

Основные эквивалентные гармоники магнитного поля v -й фазы имеют величину:

$$B_{s1} = B_{0s1} \xi_{s1} \cos(\omega_1 t - \rho_v) \cos[p(\alpha_m - \gamma_{ck1}) - \rho_v],$$

$$B_{sr} = B_{0s1} [\lambda_1 / (2\lambda_0)] \xi_{sr} \cos(\omega_1 t - \rho_v) \cos(p\alpha_m - Z_r \gamma_m - p\gamma_{ckz}),$$

где коэффициенты изменения гармоник ξ_{s1} и ξ_{sr} вычисляются по формулам (2-22) и (2-27), а угол скоса будет $\xi_{ck1} = \beta_{ckz} z/l$, $\gamma_{ckz} = [\pm k_s (\beta_{ckr} - \beta_{ckz}) + (\beta_{ckr} - \beta_{ckz})] z/l$.

Потокосцепление с фазой v имеет величину

$$\begin{aligned}
\Psi_{sv} &= \frac{D_{is}}{2} w_1 k_{p1} \int_0^l dz \int_{-\gamma_{ck1} - \rho_v - \alpha_{y1}/2}^{-\gamma_{ck1} - \rho_v + \alpha_{y1}/2} (B_{s1} + B_{sr}) d\alpha_m = \\
&= [L_{0s1} \xi_{s1} + L_{s1} \xi_{sr} k_{cku} \cos(Z_r \gamma_m - \gamma_{cz} - \rho_v)] i_v.
\end{aligned}$$

Аналогично для потокосцепления взаимной индукции фазы i и v получим выражение

$$\Psi_{svi} = [-0,5L_{0s1} \xi_{s1} + L_{s1} \xi_{sr} k_{cku} \cos(Z_r \gamma_m - \gamma_{cz} - \rho_v - \rho_i)] i_v.$$

Из этих выражений следует, что для расчета самоиндуктивностей и взаимноиндуктивностей обмоток пригодны все ранее приведенные формулы, где соответствующие составляющие надо умножать на поправочные коэффициенты, величины которых определяются по формулам § 2-10. При расчете эквивалентных параметров m -фазной обмотки в осях d, g соответствующая индуктивность реакции якоря L_a умножается на коэффициенты формы поля k_{ad} и k_{ag} , вычисленные по (2-29).

3-7. Дифференциальное рассеяние

При составлении уравнений напряжений необходимо учесть все гармоники магнитного поля, которые индуктируют э. д. с. основной частоты. Гармоники поля, которые участвуют в основном электромагнитном процессе, учитываются при определении основной э. д. с. Остальные гармоники поля, индуктирующие в данной системе обмоток э. д. с. основной частоты, учитываются в виде индуктивности и индуктивного сопротивления дифференциального рассеяния. Падение напряжения на этом сопротивлении равно по величине индуктированной высшими гармониками поля э. д. с. в данной обмотке.

Следует различать два практически важных режима работы — неподвижный ротор с возможностью поворота на определенный угол γ_m и вращающийся ротор. Первый режим является характерным для моментных двигателей, а второй — для исполнительных двигателей. При неподвижном роторе (в первый момент пуска) многофазные обмотки статора и ротора вступают в трансформаторную связь как посредством потоков, создаваемых основной гармоникой магнитного поля, так и посредством потоков, вызванных гармониками магнитного поля. Все эти гармоники магнитного поля в воздушном зазоре наводят как в обмотках статора, так и в обмотке ротора э. д. с. основной частоты и должны быть учтены в уравнениях э. д. с. рассматриваемых цепей. Трансформаторная связь между первичными и вторичными обмотками статора и ротора при неподвижном роторе зависит от углового положения последнего. При совпадении осей обмоток трансформаторная связь между этими цепями будет наибольшей. Неполное потокосцепление статорных и

роторных контуров в этом случае возникает из-за различного распределения обмоток по окружности рашотки статора. Вследствие неполной трансформаторной связи между обмотками возникает добавочное рассеяние через воздушный зазор. Величина добавочного рассеяния зависит от углового положения ротора. Поэтому эквивалентные параметры двигателя при неподвижном роторе могут значительно зависеть от углового положения ротора, что приводит к изменению пускового момента. Это явление будет наиболее ощутимо для исполнительных индукционных двигателей с небольшим числом пазов ротора. Для фазных обмоток статора и ротора этот вопрос достаточно подробно рассмотрен в работах [26, 45].

Добавочное рассеяние через воздушный зазор электрических машин с ротором типа беличьей клетки возникает принципиально таким же образом, как и в случае фазных обмоток на статоре и роторе. Разница здесь заключается лишь в том, что если в случае фазной обмотки ротора все контуры данной фазы обтекаются одинаковым по величине током, то в случае беличьей клетки ток распределение в отдельных контурах, участвующих в трансформаторной связи со статором, в общем случае различное. Поэтому каждый контур обмотки ротора необходимо учитывать в отдельности.

Полный коэффициент добавочного рассеяния может быть определен по величине эквивалентной индуктивности обмотки статора при замкнутой обмотке ротора:

$$L_{\Sigma} = \tau_{dx} L_{00},$$

где τ_{dx} — коэффициент добавочного рассеяния через воздушный зазор; L_{00} — индуктивность статорной обмотки при разомкнутой роторной обмотке.

При вычислении коэффициента добавочного рассеяния короткозамкнутых обмоток типа беличьей клетки надо различать следующие случаи. При Z_r/p — четном числе образуются одинаковые диаметральные контуры в пределах каждого двойного полюсного деления и поэтому можно ограничиться рассмотрением явлений в пределах двойного полюсного деления. Если Z_r/p — нечетное число, то в пределах двойного полюсного деления не образуются диаметральные контуры и пределы анализа надо расширить до четырех полюсных делений. В случае Z_r/p — дробном числе необходимо анализ произвести в пределах одной или двух повторяющихся групп обмоток.

Расчет добавочного рассеяния через воздушный зазор тихоходных безредукторных двигателей несколько отличается от такового для нормальных типов электрических машин. Ввиду того, что в данной книге основное внимание уделяется исполнительным двигателям с вращающимся ротором, данный вопрос подробнее нами рассматриваться не будет.

Анализ магнитного поля в воздушном зазоре исполнительных двигателей с учетом зубчатости статора и ротора и перераспределенной н. с., произведенный в гл. 2, показывает, что оно в некоторых

случаях значительно отличается от магнитного поля двигателей нормальных типов. Поэтому ниже будет произведен анализ коэффициента дифференциального рассеяния для различных исполнительных двигателей при односторонней и двусторонней зубчатости. Для определенности коэффициент дифференциального рассеяния определим при вращении ротора с синхронной угловой скоростью $\Omega_{rs} = \Omega_1/k_p$.

Зубчатый ротор, гладкий статор. При зубчатом роторе и гладком статоре, когда число пазов ротора выбирается согласно $Z_r = 2p_s$, имеем случай явнополюсной синхронной машины. Анализ коэффициента дифференциального рассеяния обмотки статора для этого случая произведен в работе [11]. Там для расчета коэффициента дифференциального рассеяния получены формулы, которые при принятой нами базовой величине $x_0 = x_a$ дают и величину индуктивности или индуктивного сопротивления дифференциального рассеяния в относительных единицах, а именно:

$$k_{dd} = x_{dd} = k_d \frac{k_{ad} + k_{aq}}{2k_{ad}} + \frac{k_{ad} - k_{aq}}{2k_{ad}^2 k_{w1}} \sum_v \frac{k_{wv} k_w (v-2)}{v(v-2)}; \quad (3-43)$$

$$k_{dq} = x_{dq} = k_d \frac{k_{ad} + k_{aq}}{2k_{ad}} - \frac{k_{ad} - k_{aq}}{2k_{ad}^2 k_{w1}} \sum_v \frac{k_{wv} k_w (v-2)}{v(v-2)},$$

где коэффициент дифференциального рассеяния при равномерном воздушном зазоре вычисляется по формуле

$$k_d = \sum_{v=1}^{\infty} \left(\frac{k_{wv}}{v k_{w1}} \right)^2.$$

Для определения коэффициента дифференциального рассеяния тихоходных двигателей с осевым возбуждением выделим из кривой магнитного поля статора с учетом униполярной н. с. гармоники, которые индуктируют э. д. с. основной частоты.

Рассуждая аналогично [11], можно получить после несложных преобразований для коэффициента дифференциального рассеяния формулы:

$$k_{dd}' = k_d \frac{k_{ad} + k_{aq}}{2k_{ad}} + \left(\frac{k_{ad} - k_{aq}}{2k_{ad}^2 k_{w1}^2} + \frac{\lambda_{r2}}{\lambda_{r0}} \right) \sum_v \frac{k_{wv} k_w (v-2)}{v(v-2)}; \quad (3-44)$$

$$k_{dq}' = k_d \frac{k_{ad} + k_{aq}}{2k_{ad}} - \left(\frac{k_{ad} - k_{aq}}{2k_{ad}^2 k_{w1}^2} - \frac{\lambda_{r2}}{\lambda_{r0}} \right) \sum_v \frac{k_{wv} k_w (v-2)}{v(v-2)}.$$

Анализ показывает, что из-за малой величины вторых составляющих в (3-43) и (3-44) ими можно пренебречь и рассчитать коэф-

коэффициент дифференциального рассеяния в обоих случаях по выражению

$$k_{dd} = k_{dq} = k_d \frac{k_{ad} + k_{aq}}{2k_{ad}}. \quad (3-45)$$

В тех случаях, когда коэффициенты формы поля в осях d , q мало отличаются друг от друга, можно определить коэффициент дифференциального рассеяния для тихоходных двигателей по общеизвестным формулам. Тогда индуктивность обмотки статора, обусловленная полями высших гармонических, может быть рассчитана по формуле

$$L_d = L_a k_d, \quad (3-46)$$

где L_a — индуктивность поля реакции якоря. Соответствующее индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния будет

$$x_d = x_a k_d, \quad (3-47)$$

где $x_a = \omega_1 L_a$ — индуктивное сопротивление поля реакции якоря.

Двусторонняя зубчатость. Большинство электрических микромашин имеют двустороннюю зубчатость. Наиболее характерными здесь являются тихоходные двигатели, у которых число зубцов ротора выбирается по формуле $Z_r = Z_s \pm p_s$. Для этого двигателя магнитное поле обмотки статора при синхронном вращении ротора, которое индуцирует в обмотке статора э. д. с. основной частоты, содержит, кроме гармоник зубчатого ротора, еще зубцовые гармоники статора и ротора.

Пренебрегая для упрощения расчета эффектом явнополюсности, получим для коэффициента дифференциального рассеяния формулу

$$k_{ds} = \sum_{v \neq 1} \left(\frac{k_{wv}}{v k_{w1}} \right)^2 + \frac{1}{2\lambda_{0s}} \sum_v \sum_n \lambda_{sn} \frac{k_{wv} k_{wns}}{v v_{zs} k_{w1}^2} + \frac{\lambda_{r2}}{2\lambda_0} \left(\sum_v \lambda_{0s} \frac{k_{wv} k_{wzr}}{v v_{zr} k_{w1}^2} + \sum_v \sum_n \lambda_{sn} \frac{k_{wv} k_{wnz}}{v v_z k_{w1}^2} \right), \quad (3-48)$$

где $v_{zs} = n k_s \pm v$; $v_{zr} = 2k_p - v$; $v_z = (n \pm 2) k_s - (v-2)$.

Здесь первые два члена дают общеизвестное выражение коэффициента дифференциального рассеяния с учетом зубчатости статора, а последний член учитывает влияние открытия пазов ротора. При $a_r/t_r \approx 0,55$ вторая гармоника проводимости приблизительно равна нулю, и, следовательно, коэффициент дифференциального рассеяния может быть рассчитан по общеизвестным уравнениям.

3-8. Относительные параметры обмоток

В целях обобщенного исследования режимов работы, упрощения расчета и проектирования двигателей целесообразно относительные параметры представить в виде зависимостей от главных

геометрических размеров. Полученные таким образом относительные параметры дают возможность непосредственно установить связь между основными габаритными размерами и характеристиками, что делает возможным вести проектирование этих двигателей с учетом требований к основным характеристикам и допустимым электромагнитным нагрузкам, используя метод синтеза (см. [23, 24]). Для уменьшения количества базисных величин целесообразно все обмотки привести к первичной обмотке. Отметим, что приведенные к первичной обмотке статора относительные величины взаимных индуктивностей равны единице. Однако в некоторых формулах для избежания неясностей оставим для их значений ранее принятое обозначение L_{m1} . Так как в относительных единицах индуктивности и индуктивные сопротивления имеют одинаковую размерность, то обозначим их одинаково строчными буквами индуктивных сопротивлений, например, x_{m1} вместо L_{m1} , x_{s1} , r_{s1} и т. д.

После приведения всех обмоток к первичной обмотке относительные в долях базисного сопротивления параметры могут быть вычислены по формулам:

1. Активное и индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки статора:

$$r_{s1} = \frac{k_{ts1} k_{\mu} \rho_s (1 + k_{\lambda 1} \beta_{s1})}{m_{s1} f_1 \mu_0 k_{w1}^2 q_{s1} \lambda_0} \frac{\rho_{s1} \delta_0}{k_{s1} Q_{ns} D_{is}}; \quad (3-49)$$

$$x_{s1} = \frac{2\pi k_{\mu}}{m_{s1} k_{w1}^2 \lambda_0} \frac{\rho_{s1} \delta_0}{q_{s1} D_{is}} \sum \lambda_{s1}. \quad (3-50)$$

В этих формулах m_{s1} — число фаз первичной обмотки; $k_{ts1(2)} = 1 + \alpha_w \theta_{s1}$ — температурный коэффициент для превышения температуры первичной (вторичной) обмотки статора $\theta_{s1(2)} = \theta_{s1(2)} - \theta_0$, °C; коэффициент $\alpha_w = 0,004$ для меди; ρ_s — удельное сопротивление проводников обмотки статора, Ом·мм²/м; k_{μ} — коэффициент насыщения магнитной цепи; $k_{\lambda 1(2)} = (1,4 \div 1,7) \times (y_{1(2)}/\tau_{z1(2)})$ — коэффициент вылета лобовых частей; $y_{1(2)}$ — шаг обмотки по пазам; $\tau_{z1(2)} = Z_s/(2p_{1(2)})$ — полюсное деление по пазам; $\beta_{s1(2)} = \tau_{c1(2)}/l_{is}$ — отношение полюсного деления к длине пакета статора; $\tau_{i1(2)} = 0,5 \pi (D_{is} + h_{ns})/p_{1(2)}$ — среднее полюсное деление первичной (вторичной) обмотки; h_{ns} — высота паза статора; $q_{s1(2)}$ — число пазов на полюс и фазу первичной (вторичной) обмотки; Q_{ns} — площадь паза статора, мм²; $k_{s1(2)}$ — коэффициент заполнения паза первичной обмоткой; D_{is} , δ_0 — внутренний диаметр расточки статора и ширина воздушного зазора, м; $\sum \lambda_{s1(2)} = \lambda_{ns1(2)} + \lambda_{js1(2)} + \lambda_{ds}$ — сумма относительных (на единицу длины) магнитных проводимостей пазового λ_{ns} , лобового λ_{js} и дифференциального λ_{ds} рассеяния первичной (вторичной) обмотки статора; $k_{w1(2)}$ — обмоточный коэффициент первичной (вторичной)

обмотки; $\lambda_1 = \lambda_{s1}\lambda_{r1}/2$, λ_0 — коэффициенты проводимости воздушного зазора.

2. Приведенные активное и индуктивное сопротивления рассеяния вторичной обмотки статора

$$r_{s2} = \frac{4k_{ts2}k_{\mu}\rho_s(1+k_{\lambda 2}\beta_{s2})\lambda_0}{m_{s1}f_1\mu_0k_{w2}^2k_{s2}\lambda_1^2} \frac{p_{s2}\delta_0}{q_{s2}Q_{ns}D_{is}}; \quad (3-51)$$

$$x_{s2} = \frac{8\pi k_{\mu}\lambda_0}{m_{s1}k_{w2}^2\lambda_1^2} \frac{p_{s2}\delta_0}{q_{s2}D_{is}} \Sigma \lambda_{s2}. \quad (3-52)$$

Добавочное индуктивное сопротивление вторичной обмотки

$$x_{2\delta} = \left(\frac{2\lambda_0}{\lambda_1}\right)^2 - 1. \quad (3-53)$$

Общее индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки

$$x_{\Sigma s2} = x_{s2} + x_{2\delta}. \quad (3-54)$$

3. Приведенные активное и индуктивное сопротивления рассеяния короткозамкнутой обмотки ротора:

$$r_r = \frac{2k_{tr}\rho_r k_{\mu}}{\mu_0 f_1 k_{3r}\lambda_0} \frac{p_{s1}\delta_0 k_{rk}}{Z_r Q_{nr} D_{is}}; \quad (3-55)$$

$$x_{or} = \frac{4\pi k_{\mu}}{Z_r \lambda_0} \frac{p_{s1}\delta_0}{D_{is}} \Sigma \lambda_{or}. \quad (3-56)$$

Здесь $k_{tr} = 1 + \alpha_w \theta_r$ — температурный коэффициент для превышения температуры обмотки ротора $\theta_r = \theta_r - \theta_0$, °C; ρ_r — удельное сопротивление проводников обмотки ротора, Ом·мм²/м; k_{3r} — коэффициент заполнения паза ротора; Q_{nr} — площадь паза ротора, мм²; Z_r — число пазов ротора; $\Sigma \lambda_{or} = \lambda_{nr} + \lambda_{lr} + \lambda_{dr}$ — сумма относительных магнитных проводимостей пазового λ_{nr} , лобового λ_{lr} и дифференциального λ_{dr} рассеяния обмотки ротора; k_{rk} — коэффициент учитывающий сопротивление короткозамыкающих колец и может быть вычислен по формуле

$$k_{rk} = \frac{1}{p_{s1}} \left[p_{s1} + \frac{p_{s1}}{Z_r} \frac{0,3}{\sin^2 p_{s1}\pi/Z_r} \right].$$

При наличии на роторе двух различных систем фазных обмоток их относительные параметры вычисляются также по вышеприведенным формулам (3-55) и (3-56) путем подстановки соответствующих данных этих обмоток. При этом вторичная обмотка ротора заранее приводится к первичной обмотке ротора, а потом уже к первичной обмотке статора. Аналогично, как и в первичной обмотке статора, появится добавочное рассеяние вторичной обмотки, относительная величина которого вычисляется по (3-53).

4. Приведенные активное и индуктивное сопротивление рассеяния кольцевой обмотки возбуждения:

$$r_f = \frac{k_{if}\rho_f k_{\mu}(1+\delta'_{т.э}/\delta_{03})^2}{\mu_0 f_1 \pi k_{3f} Q_f} \frac{\delta'_0 D_f}{D_{is} l_{is}} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\right)^2; \quad (3-57)$$

$$x_f = x_{of} + x_{df}, \quad (3-58)$$

где индуктивное сопротивление от полей рассеяния будет

$$x_{of} = 2k_{\mu}(1+\delta'_{т.э}/\delta_{03})^2 \frac{\delta'_0 D_f}{l_{is} l_{is}} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\right)^2 \Sigma \lambda_f, \quad (3-59)$$

а индуктивное сопротивление добавочного рассеяния через воздушный зазор имеет величину

$$x_{df} = 2 \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_1}\right)^2 (1+\delta'_{т.э}/\delta_{03}). \quad (3-60)$$

В этих выражениях размеры D_{is} , l_{is} — в метрах; D_f — средний диаметр витка обмотки возбуждения, м; $k_{if} = 1 + \alpha_w \theta_f$ — температурный коэффициент для превышения температуры обмотки возбуждения $\theta_f = \theta_f - \theta_0$, °C; ρ_f — удельное сопротивление проводников обмотки возбуждения, Ом·мм²/м; k_{3f} — коэффициент заполнения окна обмоткой возбуждения; Q_f — площадь окна обмотки возбуждения, мм²; $\delta'_{т.э}$ и δ_{03} — величины эквивалентного приведенного технологического и рабочего зазоров, м (см. § 2-7); $\Sigma \lambda_f = \lambda_{of} + \lambda_{df}$ — сумма относительных магнитных проводимостей для поля рассеяния λ_{of} и дифференциального рассеяния λ_{df} обмотки возбуждения.

5. Индуктивные сопротивления реакции якоря:

$$x_{ad} = k_{ad}; \quad x_{aq} = k_{aq}, \quad (3-61)$$

где k_{ad} , k_{aq} — коэффициенты формы поля реакции якоря.

6. Синхронные индуктивные сопротивления обмотки статора и ротора:

$$x_{ds} = k_{ad} + x_{os}; \quad x_{qs} = k_{aq} + x_{os}; \quad (3-62)$$

$$x_{dr} = k_{ad} + x_{or}; \quad x_{qr} = k_{aq} + x_{or}; \quad (3-63)$$

$$x_c = 1 + x_{os}. \quad (3-64)$$

Ниже приводим некоторые данные по относительным параметрам различных типов двигателей. Анализ показывает, что наибольшему изменению подвергается, в основном, активное сопротивление обмотки статора. На рис. 3-6 для примера показаны кривые относительного активного сопротивления обмотки статора субсинхронного реактивного двигателя (ССРД) от диаметра внутренней расточки статора при $p = 2$; $Z_s = 24, 36, 48$ и $f_1 = 50$ Гц.

Анализ показывает, что в серии геометрически подобных машин относительная величина индуктивного сопротивления рассеяния остается примерно постоянной и для серий тихоходных двигателей

имеет в среднем величину $x_{\sigma s} = 0,12 \div 0,16$. Для короткозамкнутой обмотки ротора относительное индуктивное сопротивление рассеяния $x_{\sigma r}$ имеет небольшую величину и колеблется в пределах от 0,05 до 0,07. Им для приближенных расчетов, с учетом $r_r \gg x_{\sigma r}$, можно пренебречь. Активное сопротивление пусковой клетки выбирается, исходя из условий обеспечения надежного пуска и допустимого нагрева обмоток. С учетом этих требований величина относительного сопротивления ротора

выбирается в пределах от $r_r = 1,0$ до $r_r = 4,0$. Приближенно можно вычислить его значение в относительных единицах по формуле

$$r_r = \frac{p Z_s}{\sigma_1^2 k_j Z_r^2 m_{cm}} \quad (3-65)$$

где $\sigma_1 = 1,2 \div 1,4$ — поправочный коэффициент для Г-образной схемы замещения; $k_j = 0,68 \div 0,73$ — коэффициент запаса устойчивости; m_{cm} — относительная величина максимального синхронного момента; Z_s, Z_r — число пазов статора и ротора.

В серии геометрически подобных машин для заданной скорости вращения остаются неизменными индуктивные сопротивления реакции якоря $x_{ad} = k_{ad}$ и $x_{aq} = k_{aq}$. Они зависят только от геометрии пазово-зубцовой зоны и для серии синхронных реактивных тихоходных двигателей (ССРД) и двигателей с осевым возбуждением (СИДО) в габаритах $D_{is} = 19$ мм до 48 мм при $D_{is}/\delta_0 = 240$ и различных скоростях вращения имеют величину

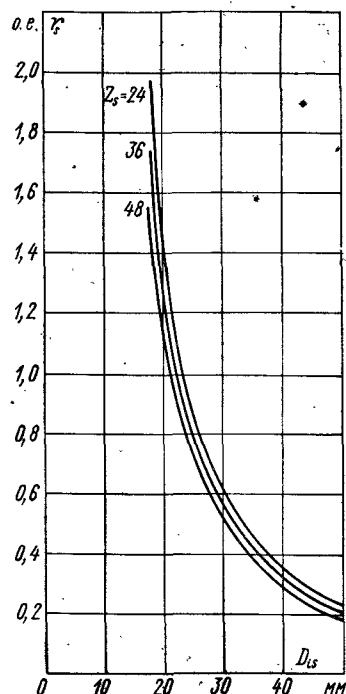


Рис. 3-6.

согласно табл. 3-1. Отметим, что для двигателей СИДО без большой погрешности можно принять, что индуктивное сопротивление поперечной реакции якоря равен единице ($x_{aq} \approx 1,0$) для всех скоростей вращения.

Тихоходные безредукторные двигатели с осевым возбуждением могут иметь электромагнитное или магнитоэлектрическое возбуждение. В первом случае осевая катушка возбуждения имеет относительные активное и индуктивное сопротивление рассеяния, приведенные значения которых для серий двигателей СИДО даны в табл. 3-1. При наличии предварительно стабилизированных постоянных магнитов в расчет вводится эквивалентная им обмотка возбуждения без потерь. Эта фиктивная обмотка возбуждения, приведенная к числу витков w фазы, включена на источник тока $I_f =$

Таблица 3-1

Параметр	Значение параметра				
Двигатели ССРД					
об/мин	115	150	214	300	428
Z_s/Z_r	48/52	36/40	24/28	18/20	12/14
x_{ad} , о. е.	1,11	1,14	1,21	1,25	1,29
x_{aq} , о. е.	0,88	0,84	0,79	0,75	0,70
Двигатели СИДО					
Z_s/Z_r	24/26	18/20	12/14	9/10	6/7
x_{ad} , о. е.	0,92	0,91	0,90	0,85	0,84
x_f , о. е.	22,6	15,8	12,6	9,8	8,5
$x_{\sigma f}$, о. е.	0,54	0,49	0,42	0,28	0,25
r_f , о. е.	1,02	0,92	0,78	0,52	0,48

$= F_f'/w = \text{const}$, где F_f' — фиктивная коэрцитивная н. с. магнита. Сопротивление этой обмотки принимается равным нулю.

Тихоходные двигатели двойного питания, так же как и индукторные асинхронные двигатели, имеют две самостоятельные системы обмоток в пазах статора.

Поскольку взаимосвязь между первичной и вторичной обмотками осуществляется не через основные гармоники магнитного поля, а через эквивалентные гармонические составляющие, то

тихоходные двигатели двойного питания имеют повышенные значения для приведенных к первичной обмотке активных и индуктивных сопротивлений вторичной обмотки. Кроме того, возникает добавочное индуктивное сопротивление вторичной обмотки значи-

Таблица 3-2

D_{is} , мм	r_{s1}	$x_{\sigma s1}$	r_{s2}	$x_{\sigma s2}$	x_{ds2}
18	0,63	0,23	37,20	9,70	18,30
30	0,25	0,16	11,55	5,90	13,54
48	0,06	0,17	2,58	5,56	12,24

тельной величины, которое рассчитывается по (3-53). Для ряда тихоходных двигателей двойного питания относительные значения параметров обмоток при частоте 300 Гц приведены в табл. 3-2.

Изложенные выше данные по относительным параметрам могут быть использованы для обобщенного анализа характеристик этих двигателей.

Глава четвертая

ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ И ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ

4-1. Принятая система относительных единиц. Базисные величины

Для упрощения аналитического исследования режимов работы, а также проектирования все величины целесообразно выразить в относительных единицах, т. е. в долях от базисных величин. Применение относительных единиц позволяет придавать уравнениям более простой вид; упрощается и облегчается контроль расчета, так как большинство величин имеют одинаковый порядок, облегчается сравнение машин различных типов и мощностей, что позволяет легко осуществить обобщенный анализ их характеристик и определить оптимальные значения исходных величин.

В качестве базисных единиц принимаем:

1. Амплитудное значение номинального фазного напряжения первичной обмотки статора $U_6 = U_{ms1}$.

2. Индуктивное сопротивление первичной обмотки статора, соответствующее основной гармонике магнитного поля m -фазной обмотки при равномерном приведенном воздушном зазоре $x_6 = x_{m1} = x_a$.

Это сопротивление наиболее полно характеризует основную геометрию рабочего воздушного зазора. Кроме того, величина наиболее близка к общепринятому базисному сопротивлению $z_6 = U_6/I_6$.

3. Ток статора $I_6 = U_6/x_6 = U_{ms1}/x_{as1}$.

4. Угловая частота первичной обмотки $\omega_6 = \omega_1 = 2\pi f_1$.

5. Синхронное время $t_6 = 1/\omega_6 = 1/\omega_1$.

6. Индуктивность статора в потокосцепление $L_6 = x_6/\omega_6 = L_{as1} = L_{m1}$; $\Psi_6 = I_6 L_6 = U_{ms1}/\omega_1$.

7. Мощность $P_6 = m_{s1} U_6 I_6 / 2 = 0,5 m_{s1} U_{ms1}^2 / x_{as1}$.

8. Угловая скорость ротора $\Omega_6 = \omega_6 / (p_{s1} k_{p1})$.

9. Момент $M_6 = P_6 / \Omega_6 = 0,5 m_{s1} \Psi_6 I_6 p_{s1} k_{p1}$.

10. Момент инерции $J_6 = p_{s1} k_{p1} M_6 / \omega_6^2$.

Так как все величины статорных и роторных обмоток приведены к первичной обмотке статора, то базисные величины являются для них общими. Для обозначения мгновенных величин в относительных единицах применяем строчные буквы, а для комплексных величин установившегося режима — заглавные буквы. Поэтому в по-

следнем случае уравнения напряжений и токов сохраняют общепринятый вид.

Далее для упрощения анализа m -фазная машина приводится к эквивалентной двухфазной (α, β). Соответствующие новые переменные α, β связаны с действительными переменными (a, b, c) трехфазной системы зависимостями, которые, например, для токов имеют вид: $i_\alpha = (2/3) [i_a - 0,5 (i_b + i_c)]$; $i_\beta = (i_b - i_c) / \sqrt{3}$. Для сокращения записи уравнений используется комплексная форма записи при помощи изображающих векторов напряжений, токов и потокосцеплений. Применение изображающих векторов позволяет произвести анализ реальных физических величин, а не их составляющих по координатным осям. Кроме того, весьма облегчается переход от одних координатных осей к другим.

4-2. Дифференциальные уравнения напряжений обобщенной модели тихоходного двигателя двойного питания

Дифференциальные уравнения напряжений в собственных осях отдельных обмоток имеют общеизвестный вид: $u_n = i_n r_n + d\psi_n / (dt)$. В эти уравнения входят потокосцепления обмоток ψ_n , которые при принятых допущениях являются линейными функциями токов отдельных фаз. Коэффициентами пропорциональности между потокосцеплениями и токами являются самоиндуктивность данной обмотки и взаимные индуктивности ее с другими системами обмоток. Для идеализированной модели самоиндуктивности обмоток, обусловленные магнитным полем воздушного зазора, являются постоянными величинами и их приведенные к первичной обмотке значения для принятой системы базисных единиц равны: $x_{s1} = x_{s2} = x_{r1} = x_{r2} = x_{m1} = x_6$.

Взаимные индуктивности отдельных фаз от магнитного поля в воздушном зазоре одной системы обмоток также равны и имеют величину $x_{s1i} = x_{s2j} = x_{r1i} = x_{r2j} = -x_{m1}/2$. Взаимные индуктивности между фазами различных систем обмоток являются периодическими функциями угла γ_r (см. § 3-2), зависимость их от этого угла для различных систем обмоток графически представлена на рис. 3-1. Приведенные значения амплитуд взаимных индуктивностей, вызванных гармониками поля взаимоиндукции, также равны между собой и имеют величину x_{m1} . В угловые зависимости, кроме основного угла γ_r , входят дополнительные углы, обусловленные сдвигом обмоток от исходного зубца и скосом пазов. Для получения более четких зависимостей в дальнейшем сохраним только их зависимость от угла сдвига ротора γ_r . Тогда при принятых ранее допущениях приведенные значения взаимных индуктивностей отдельных фаз первичной и вторичной обмоток будут: $x_{A1A2} = x_{B1B2} = x_{C1C2} = x_{ss} \cos k_{p1} \gamma_r$; $x_{A1B2} = x_{B1C2} = x_{C1A2} = x_{ss} \cos (k_{p1} \gamma_r - 120)$; $x_{A1C2} = x_{B1A2} = x_{C1B2} = x_{ss} \cos (k_{p1} \gamma_r + 120)$.

Аналогичные зависимости, но от угла $k_{s1}\gamma_r$ имеем для обмоток ротора. Индуктивности и взаимные индуктивности обмоток, обусловленные потоками рассеяния, обозначаем x_σ с дополнительными индексами соответствующих систем обмоток.

С учетом принятых обозначений для относительных параметров обмоток можно составить уравнения потроекосцеплений отдельных фаз различных систем обмоток. В частности, для базы A_1 первичной обмотки имеем:

$$\psi_{A1} = i_{A1}x_{A1} + i_{B1}x_{A1B1} + i_{C1}x_{A1C1} + i_{A2}x_{A1A2} + i_{B2}x_{A1B2} + i_{C2}x_{A1C2} + i_{a1}x_{A1a1} + i_{b1}x_{A1b1} + i_{c1}x_{A1c1} + i_{a2}x_{A1a2} + i_{b2}x_{A1b2} + i_{c2}x_{A1c2}.$$

Для упрощения записи предполагаем, что m -фазные обмотки заменены эквивалентными двухфазными, где самоиндуктивности и приведенные к первичной обмотке взаимные индуктивности в относительных единицах равны x_{m1} . Тогда согласно принятой схеме (рис. 3-1) для потроекосцеплений обмоток в осях α , β в относительных единицах можно получить выражения, которые для первичной обмотки имеют вид:

$$\psi_{\alpha s1} = (x_{\alpha s1} + x_{m1})i_{\alpha s1} + x_{m1}i_{\alpha s2} \cos k_{p1}\gamma_r + x_{m1} \cos(k_{p1}\gamma_r + \pi/2) + x_{m1}i_{\alpha r1} \cos \gamma_r + x_{m1}i_{\beta r1} \cos(\gamma_r + \pi/2) + x_{m1}i_{\alpha r2} \cos(k_{s1} + 1)\gamma_r + x_{m1}i_{\beta r2} \cos[(k_{s1} + 1)\gamma_r + \pi/2]; \quad (4-1)$$

$$\psi_{\beta s1} = (x_{\beta s1} + x_{m1})i_{\beta s1} + x_{m1}i_{\alpha s2} \cos(k_{p1}\gamma_r - \pi/2) + x_{m1}i_{\beta s2} \cos k_{p1}\gamma_r + x_{m1}i_{\alpha r1} \cos(\gamma_r - \pi/2) + x_{m1}i_{\beta r1} \cos \gamma_r + x_{m1}i_{\alpha r2} \cos[(k_{s1} + 1)\gamma_r - \pi/2] + x_{m1}i_{\beta r2} \cos(k_{s1} + 1)\gamma_r, \quad (4-2)$$

где $x_{\alpha s1}$ — относительная величина индуктивного сопротивления рассеяния первичной обмотки, а при принятой системе базовых величин x_{m1} в относительных единицах равняется единице.

Умножая выражение (4-2) на j и производя сложение с выражением (4-1), получим комплексное выражение для потроекосцепления первичной обмотки статора. Произведя аналогичные действия и с потроекосцеплениями остальных обмоток, получим окончательно для изображающих векторов потроекосцеплений в собственных осях выражения:

$$\psi_{s1} = (x_{\alpha s1} + 1)i_{s1} + i_{s2}e^{jk_{p1}\gamma_r} + i_{r1}e^{j\gamma_r} + i_{r2}e^{j(k_{s1}+1)\gamma_r},$$

$$\psi_{s2} = (x_{\alpha s2} + x_{\alpha s2} + 1)i_{s2} + i_{s1}e^{-jk_{p1}\gamma_r} + i_{r1}e^{-j(k_{p1}-1)\gamma_r} + i_{r2}e^{j\chi\gamma_r}; \quad (4-3)$$

$$\psi_{r1} = (x_{\alpha r1} + 1)i_{r1} + i_{s1}e^{-j\gamma_r} + i_{s2}e^{j(k_{p1}-1)\gamma_r} + i_{r2}e^{jk_{s1}\gamma_r},$$

$$\psi_{r2} = (x_{\alpha r2} + x_{\alpha r2} + 1)i_{r2} + i_{s1}e^{-j(k_{s1}+1)\gamma_r} + i_{s2}e^{-j\chi\gamma_r} + i_{r1}e^{-jk_{s1}\gamma_r}, \quad (4-4)$$

где $\chi = p_{s2}/p_{s1}$, а для упрощения записи под коэффициентами редукции k_{p1} и k_{s1} подразумеваются их положительные или отрица-

тельные значения, соответственно знакам в выражении $Z_r = Z_s \pm (p_{s1} \pm p_{s2})$.

Уравнения напряжений обмоток в собственных осях будут:

$$u_{s1} = i_{s1}r_{s1} + d\psi_{s1}/(d\tau); \quad u_{s2} = i_{s2}r_{s2} + d\psi_{s2}/(d\tau); \quad (4-5)$$

$$u_{r1} = i_{r1}r_{r1} + d\psi_{r1}/(d\tau); \quad u_{r2} = i_{r2}r_{r2} + d\psi_{r2}/(d\tau). \quad (4-6)$$

Если обмотки ротора короткозамкнуты, то $u_{r1} = u_{r2} = 0$. Потроекосцепления, определяемые выражениями (4-3) и (4-4), в собственных осях являются переменными величинами, зависящими от углового положения ротора. Поэтому дифференциальные уравнения напряжений (4-5) и (4-6) являются уравнениями с переменными коэффициентами и их решение представляет определенные трудности. Путем соответствующих линейных преобразований можно привести их к дифференциальным уравнениям с постоянными коэффициентами.

Для исследования вопросов устойчивости работы при малых колебаниях целесообразно представить уравнения (4-5) и (4-6) в синхронных осях первичной обмотки статора. При помощи уравнений напряжений в этих осях также удобно произвести исследование установившегося режима работы. Для приведения уравнений (4-5) и (4-6) к синхронным осям первичной обмотки умножим соответственно первое, второе, третье и четвертое уравнение на соответствующие координатные комплексы:

$$e^{-j\gamma_c}, \quad e^{-j(\gamma_c - k_{p1}\gamma_r)}, \quad e^{-j(\gamma_c - \gamma_r)} \quad \text{и} \quad e^{-j[\gamma_c - (k_{s1}+1)\gamma_r]}, \quad \text{где}$$

$$\gamma_c = \gamma_{c0} + \int_0^\tau d\tau; \quad \gamma_r = \gamma_{r0} + \int_0^\tau [(1-s)/k_{p1}]d\tau.$$

Тогда, обозначая все величины в синхронных осях дополнительным индексом c , имеем для уравнений напряжений выражения:

$$u_{s1c} = i_{s1c}r_{s1} + d\psi_{s1c}/(d\tau) + js_{0}\psi_{s1c};$$

$$u_{s2c} = i_{s2c}r_{s2} + d\psi_{s2c}/(d\tau) + js_{0}\psi_{s2c}; \quad (4-7)$$

$$u_{r1c} = i_{r1c}r_{r1} + d\psi_{r1c}/(d\tau) + js_{10}\psi_{r1c};$$

$$u_{r2c} = i_{r2c}r_{r2} + d\psi_{r2c}/(d\tau) + js_{20}\psi_{r2c}, \quad (4-8)$$

где s_0 , s_{10} и s_{20} представляют собой скольжения соответствующих контуров по отношению к первичной обмотке: $s_0 = f_2/f_1$; $s_{10} = 1 - (1-s_0)/k_{p1}$; $s_{20} = 1 - (\chi/s_0)(1-s_0)/k_{p1}$.

Для исследования некоторых вопросов, в частности пуска в ход синхронных явнополюсных тихоходных двигателей, удобно пользоваться осями d и q , вращающимися с угловой частотой ω_r . Первое уравнение (4-5) приводится к осям d , q при умножении на координатный комплекс $e^{-j\gamma_{d1}}$, где $\gamma_{d1} = \int_0^\tau (1-s_0)d\tau + \gamma_{d10}$. Второе

уравнение (4-5) уже написано в принятых координатах. Первое уравнение (4-6) необходимо умножать на координатный комплекс

$\varepsilon^{-j\gamma_{dr1}}$, где $\gamma_{dr1} = \int_0^t [(1-s) - (1-s_1)/k_{p1}] (d\tau + \gamma_{dr10}) = \int_0^t (1-s) \times$
 $\times s_{p1} d\tau + \gamma_{dr10}$; $s_{p1} = 1 - 1/k_{p1}$. Второе уравнение (4-6) приво-
 дится к осям d, q путем умножения на координатный комплекс
 $\varepsilon^{-j\gamma_{dr2}}$, где $\gamma_{dr2} = \int_0^t [(1-s) - (1-s)(k_{s1} \pm 1)/k_{p1}] d\tau + \gamma_{dr20} =$
 $= \int_0^t (1-s) s_{p2} d\tau + \gamma_{dr20}$; $s_{p2} = \pm \frac{k_{s1} \pm 1}{k_{p1}}$. Отметим, что все вели-
 чины в координатах d, q имеют угловую частоту $s_0\omega_1 = (f_2/f_1)\omega_1$
 или в относительных единицах $s_0 = f_2/f_1$.

После приведения к осям d, q эти уравнения напряжений имеют
 вид (все приведенные величины имеют дополнительный индекс d):

$$\begin{aligned} u_{s1d} &= i_{s1d}r_{s1} + d\psi_{s1d}/(d\tau) + j(1-s_0)\psi_{s1d}; \\ u_{s2d} &= i_{s2d}r_{s2} + d\psi_{s2d}/(d\tau); \end{aligned} \quad (4-9)$$

$$\begin{aligned} u_{r1d} &= i_{r1d}r_{r1} + d\psi_{r1d}/(d\tau) + j(1-s_0)s_{p1}\psi_{r1d}; \\ u_{r2d} &= i_{r2d}r_{r2} + d\psi_{r2d}/(d\tau) + j(1-s_0)s_{p2}\psi_{r2d}. \end{aligned} \quad (4-10)$$

При наличии магнитной асимметрии отдельные составляющие
 напряжений, токов, потокосцеплений и т. п. могут быть представ-
 лены в виде составляющих в осях d, q . В частности, составляющие
 напряжений имеют вид: $u_{s1} = u_{ds} + ju_{qs}$; $u_{r1} = u_{dr} + ju_{qr}$ и т. п.

Наибольшей явнополюсностью обладают синхронные реактив-
 ные, двигатели с осевым возбуждением, а также двигатели двойного
 питания при $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$. Общую для них систему уравнений
 в осях d, q можно в относительных единицах представить в сле-
 дующем виде:

а) для обмотки статора

$$\begin{aligned} u_{ds} &= i_{ds}r_s + d\psi_{ds}/(d\tau) - (1-s)\psi_{qs}; \\ u_{qs} &= i_{qs}r_s + d\psi_{qs}/(d\tau) + (1-s)\psi_{ds}; \end{aligned} \quad (4-11)$$

б) для обмотки ротора

$$\begin{aligned} u_{dr} &= i_{dr}r_r + d\psi_{dr}/(d\tau) - (1-s)s_p\psi_{qr}; \\ u_{qr} &= i_{qr}r_r + d\psi_{qr}/(d\tau) + (1-s)s_p\psi_{dr}; \end{aligned} \quad (4-12)$$

в) для обмотки возбуждения

$$u_f = i_f r_f + d\psi_f/(d\tau). \quad (4-13)$$

Выражения для потокосцеплений в относительных единицах
 принимают вид:

$$\begin{aligned} \psi_{ds} &= x_{ds}i_{ds} + x_a i_f + x_{ad} i_{dr}; \\ \psi_{qs} &= x_{qs}i_{qs} + x_{aq} i_{qr}; \\ \psi_{dr} &= x_{dr}i_{dr} + x_{ad} i_{ds} + x_a i_f; \\ \psi_{qr} &= x_{qr}i_{qr} + x_{aq} i_{qs}; \\ \psi_f &= x_f i_f + x_a (i_{ds} + i_{dr}), \end{aligned}$$

где относительные параметры определяются по формулам § 3-8.
 Эти же формулы справедливы и для асинхронных индукторных
 двигателей с однофазной вторичной обмоткой. В этом случае, как и
 для двигателей двойного питания, уравнение (4-13) справедливо
 для вторичной обмотки статора, а под током i_f во всех уравнениях
 надо подразумевать ток i_{s2} вторичной обмотки.

При наличии на роторе пусковой обмотки в виде беличьей клетки
 составляющие роторных напряжений u_{dr} и u_{qr} равны нулю.

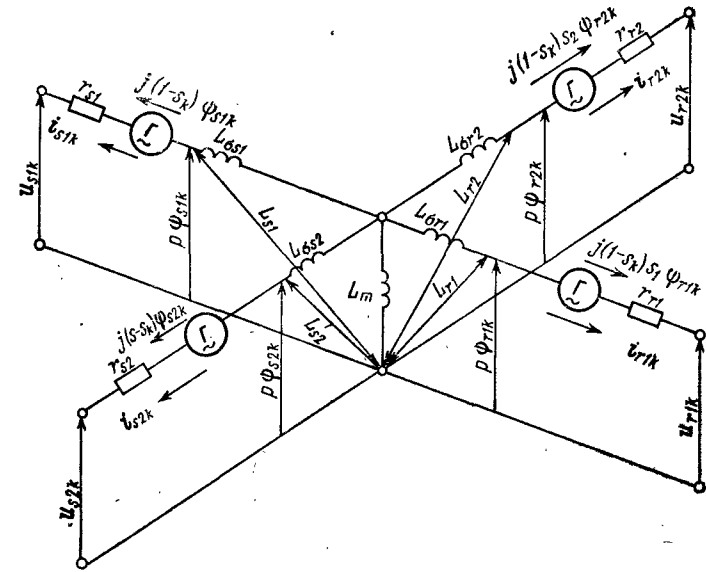


Рис. 4-1.

В общем случае при приведении к координатной системе x, y ,
 вращающейся с произвольной угловой частотой ω_k , уравнения
 напряжений будут (все величины в этих осях имеют дополнительный
 индекс k):

$$u_{s1k} = i_{s1k}r_{s1} + d\psi_{s1k}/(d\tau) + j(1-s_k)\psi_{s1k}; \quad (4-14)$$

$$u_{s2k} = i_{s2k}r_{s2} + d\psi_{s2k}/(d\tau) + j(s-s_k)\psi_{s2k};$$

$$u_{r1k} = i_{r1k}r_{r1} + d\psi_{r1k}/(d\tau) + j(1-s_k)s_{p1}\psi_{r1k};$$

$$u_{r2k} = i_{r2k}r_{r2} + d\psi_{r2k}/(d\tau) + j(1-s_k)s_{p2}\psi_{r2k}, \quad (4-15)$$

где $s_k = 1 - \omega_k/\omega_1$; $s_1 = 1 - (1-s)/(1-s_k)k_{p1}$;

$$s_2 = 1 - \frac{1-s}{1-s_k} \frac{k_{s1} \pm 1}{k_{p1}}.$$

Этим уравнениям (4-14) и (4-15) соответствует схема замещения,
 изображенная на рис. 4-1, которая действительна также в течение
 переходных процессов.

4-3. Уравнение движения и электромагнитного момента

Для исследования переходных режимов работы, в которых нельзя пренебречь изменением скорости вращения ротора, одновременно с дифференциальными уравнениями напряжений необходимо решить и уравнение движения ротора. Последнее в относительных единицах может быть представлено в виде:

$$m = m_b - H_j [ds/(d\tau)], \quad (4-16)$$

где m — электромагнитный момент двигателя; m_b — момент внешних механических сил; H_j — относительный момент инерции (инерционная постоянная времени). В принятой системе базисных величин

$$H_j = J/J_0 = J\omega_0^2/(M_0 p k_{pl}). \quad (4-17)$$

Согласно [9] электромагнитный момент может быть определен для любого режима, в частности для симметричного установившегося режима работы. В последнем случае полная механическая мощность двигателя в относительных единицах будет:

$$P_{мх} = P_{s1} + P_{s2} - p_{s1} - p_{s2} - p_{r1} - p_{r2}, \quad (4-18)$$

где потребляемые из сети мощности равны:

$$P_{s1} = \operatorname{Re}(u_{s1} \hat{i}_{s1}), \quad P_{s2} = \operatorname{Re}(u_{s2} \hat{i}_{s2}),$$

а мощности потерь в обмотках статора и ротора имеют величину:

$$p_{s1} = \hat{i}_{s1} \hat{i}_{s1} r_{s1}, \quad p_{s2} = \hat{i}_{s2} \hat{i}_{s2} r_{s2}, \quad p_{r1} = \hat{i}_{r1} \hat{i}_{r1} r_{r1}, \quad p_{r2} = \hat{i}_{r2} \hat{i}_{r2} r_{r2},$$

где знак \wedge означает сопряженную величину.

После подстановки в эти выражения для мощностей и потерь значений напряжений и токов, найденных по уравнениям (4-7) и (4-8), получим для полной механической мощности (4-18), которая в относительных единицах равняется величине электромагнитного момента, в синхронных осях следующее выражение:

$$m = \operatorname{Re}[j(\psi_{s1} \hat{i}_{s1} + s\psi_{s2} \hat{i}_{s2} + s_{10}\psi_{r1} \hat{i}_{r1} + s_{20}\psi_{r2} \hat{i}_{r2})]. \quad (4-19)$$

В общем случае при подстановке в (4-19) значения потокосцеплений и токов в соответствующих осях получим выражение моментов в этих осях.

В частности, для тихоходного двигателя двойного питания без обмоток на роторе уравнения напряжений в синхронных осях будут (4-7), а уравнение момента определяется только двумя первыми членами в (4-19).

Для субсинхронных реактивных двигателей и тихоходных двигателей с осевым возбуждением, обладающих свойством явнополюсности, удобно пользоваться уравнениями напряжений в осях d ,

q (4-11) и (4-12). Уравнение моментов (4-19) в этих осях при наличии беличьей клетки на роторе преобразуется к виду:

$$m = \psi_{ds} \hat{i}_{qs} - \psi_{qs} \hat{i}_{ds} + s_p (\psi_{dr} \hat{i}_{qr} - \psi_{qr} \hat{i}_{dr}), \quad (4-20)$$

где $s_p = 1 - 1/k_p$, а k_p — коэффициенты электромагнитной редукции.

4-4. Общая характеристика переходных процессов тихоходных безредукторных двигателей

Тихоходные безредукторные двигатели, как и многие исполнительные двигатели для систем автоматики, работают при частых пусках и реверсах. Определение динамических свойств этих двига-

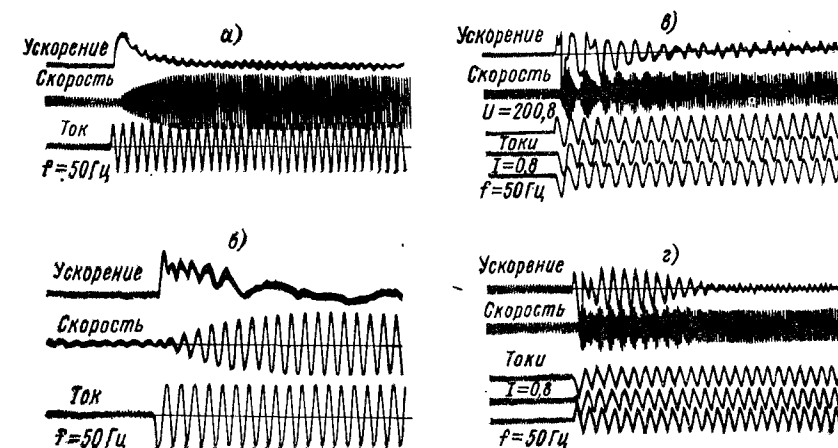


Рис. 4-2.

телей можно произвести путем исследования их поведения в переходных режимах. Последние можно проводить на основе вышеизложенной методики. Проведенные в [33, 37, 38, 43, 71] исследования показывают, что при малых электромеханических постоянных времени, которые для тихоходных безредукторных двигателей повышенной частоты имеют величину $\tau_m = H_j/m_{cm}$, соизмеримую с электромагнитной постоянной времени $\tau_s = x_s/r_s$, электромагнитные переходные процессы оказывают значительное влияние на пуск и реверс этих двигателей и ими нельзя пренебречь. Последнее наглядно иллюстрируется путем сравнения осциллограмм пуска асинхронного двигателя (рис. 4-2, а), синхронного реактивного двигателя (рис. 4-2, б) нормального исполнения и с электромагнитной редукцией скорости с пусковой обмоткой (рис. 4-2, в) и без нее (рис. 4-2, г). Все эти двигатели выполнены на базе одного и того же статора. В качестве асинхронного и синхронного реактивного дви-

гателя использовались магнитофонные двигатели типа ДВА и ДВС. Субсинхронный реактивный двигатель ССРД6 выполнен на базе статора этого же двигателя путем перемотки на $p = 2$ и изготовления зубчатого ротора с $Z_r = 28$. Как следует из рис. 4-2, пуск тихоходного синхронного реактивного двигателя сопровождается значительными колебаниями скорости вращения, что приводит к резким ускорениям.

Для приближенной оценки пусковых свойств тихоходных безредукторных двигателей можно исходить из решения уравнения движения (4-16). Для этого воспользуемся равенством $ds/(dt) = s[ds/(d\theta)]$. Произведя разделение переменных, получим

$$H_j s ds = -m_c(\theta) d\theta + (m_r + m_b) d\theta, \quad (4-21)$$

где $m_c(\theta)$ — синхронизирующий момент, зависящий от угла θ ; m_r — тормозящий момент, обусловленный потерями в обмотке статора. Анализ показывает, что для успешного самозапуска синхронных тихоходных безредукторных двигателей необходимо, чтобы к моменту $\theta_1 = \pi/2$ скольжение $s = 0$. Интегрируя левую и правую части этого выражения соответственно в пределах от $s = 1$ и до $s = 0$ и $\theta_1 = 0$ до $\theta_1 = \pi/2$, получим для определения максимально допустимой величины инерционной постоянной по условиям самозапуска формулу

$$H_{jm} = 2m_{cm} - \pi(m_r + m_b). \quad (4-22)$$

Здесь составляющие момента будут:

а) для субсинхронного реактивного двигателя

$$m_{cm} = \frac{(k_{ad} - k_{aq}) \sqrt{(r_s^2 + x_d^2)(r_s^2 + x_q^2)}}{2(r_s^2 + x_d x_q)^2};$$

$$m_r = \frac{r_s(k_{ad} - k_{aq})}{2(r_s^2 + x_d x_q)^2};$$

б) для синхронного возбужденного неявнополюсного двигателя

$$m_{cm} = \frac{e_0}{\sqrt{r_s^2 + x_c^2}}; \quad m_r = \frac{e_0^2 r_s}{r_s^2 + x_c^2}.$$

Если двигатели выполнить с максимальной по условиям самозапуска инерционной постоянной $H_{jm} = 2m_{cm}$, то в зависимости от типа двигателя $\tau_m = 2 \div 4$. При частоте питания 50 Гц имеем соответственно $T_m = 0,006 \div 0,013$ с. Отношение x/r в этих двигателях изменяется в пределах $\tau_s = 1 \div 12$. Следовательно, при частоте 50 Гц электромагнитная постоянная времени изменяется в пределах $T_s = 0,003 \div 0,04$ с. Отсюда следует, что в большинстве случаев электромагнитная и электромагнитная постоянные времени имеют почти одинаковую величину. Поэтому исследование

переходных процессов необходимо произвести путем совместного решения уравнений напряжений и движений.

Отметим здесь, что если выбрать момент инерции ротора по формуле

$$J_{доп} = M_{cm} Z_r / \omega_1^2,$$

то частота собственных колебаний ротора, согласно выражению

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{M_{cm} Z_r}{J_{доп}}},$$

будет равна частоте питающей сети ω_1 , и возникают резонансные явления, которые делают нормальную работу такого двигателя невозможной. В таких случаях, особенно при повышенной частоте, когда момент инерции ротора превышает значения, определяемые условиями самозапуска, для успешного пуска необходимо применять различные пусковые средства. Наиболее простым является применение пусковой обмотки типа беличьей клетки на роторе. Как пока-

зывают исследования [33, 37], активное сопротивление последнего должно быть меньше некоторой критической величины. Используя приведенную в [17] приближенную формулу для определения условий застревания асинхронного двигателя при нижесинхронной скорости из-за дополнительных синхронных моментов, можно получить для расчета относительного значения сопротивления пусковой обмотки формулу (3-65).

По этой формуле была рассчитана и изготовлена пусковая обмотка для субсинхронного реактивного двигателя ССРД6. На осциллограмме рис. 4-2, в показан процесс пуска этого двигателя с пусковой обмоткой на роторе. Пусковая обмотка типа беличьей клетки увеличивает надежность пуска, но при этом увеличиваются время пуска и нагрев двигателя из-за потерь в обмотке ротора. Используя аналогичные с [6] рассуждения для рассматриваемых в данной работе двигателей, можно прийти к выводу, что бросок тока при включении этих двигателей в момент времени, когда напряжение проходит через нуль, не превышает $1,5I_n$. Так же как и в двигателях с катящимся ротором, при пуске тихоходных двигателей в первый момент пуска их ротор может двигаться против направления вращения. Это отчетливо видно из приведенной на рис. 4-3 осциллограммы пуска субсинхронного реактивного двигателя ССРД5, где даны расчетная (сплошная) и опытная (штриховая) кривые изменения скорости при пуске двигателя.

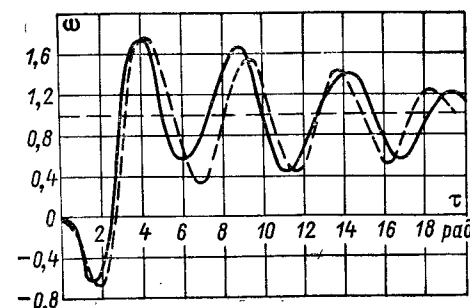


Рис. 4-3.

Первичные и вторичные обмотки тихоходных двигателей связаны между собой электромагнитно весьма слабо. Поэтому, например, ток возбуждения при пуске синхронных тихоходных двигателей изменяется весьма незначительно, что в ряде случаев даст возможность пренебречь переходными процессами в цепи возбуждения.

На характер протекания переходных процессов оказывают влияние многие параметры. Исследования показывают, что наибольшее значение имеют активные сопротивления обмоток, которые у электрических микромашин значительно больше индуктивных

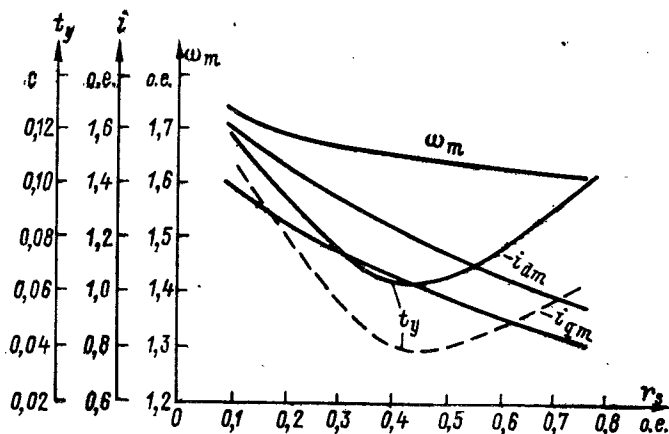


Рис. 4-4.

сопротивлений, инерционная постоянная и момент нагрузки. На рис. 4-4 в функции от r_s показано изменение максимальной скорости двигателя в переходном режиме ω_m , наибольших всплесков составляющих статорного тока i_{dm} , i_{qm} , времени становления процесса t_y , отсчитываемого от его начала до того момента, где скорость отличается от синхронной скорости не более чем на $\pm 5\%$ для синхронного реактивного двигателя с электромагнитной редукцией [33] без пусковой обмотки (сплошные кривые) и с пусковой обмоткой (штриховая линия). Следует отметить, что время успокоения имеет при определенном активном сопротивлении обмоток минимальную величину.

Инерционная постоянная H_j определяет в основном частоту колебаний ротора в переходном процессе. Это видно из рис. 4-5, где показано изменение скорости вращения ротора при различных значениях H_j для тихоходного двигателя с осевым возбуждением.

Влияние момента нагрузки $k_F = \frac{m_B}{m_{cm}}$ для этого же двигателя следует из рис. 4-6. С увеличением момента амплитуда колебаний скорости уменьшается.

Условия пуска и втягивания в синхронизм синхронных тихоходных безредукторных двигателей зависят главным образом от инерционной постоянной и параметров обмоток. На рис. 4-7 показано

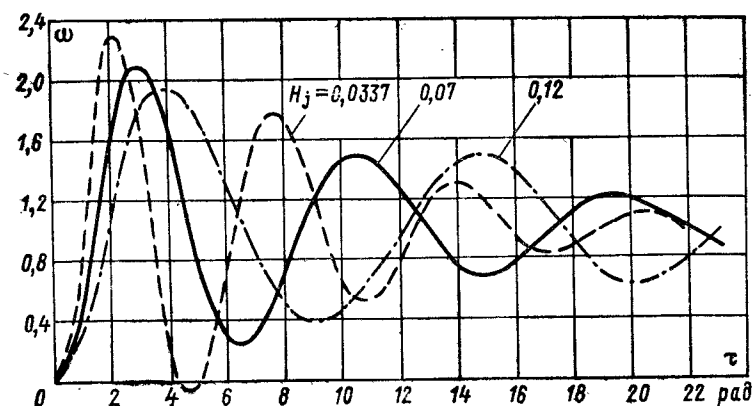


Рис. 4-5.

изменение предельной по условиям пуска инерционной постоянной H_{jm} в функции отношения $k_x = x_d/x_q$ и активного сопротивления r_s для синхронного реактивного двигателя с электромагнитной ре-

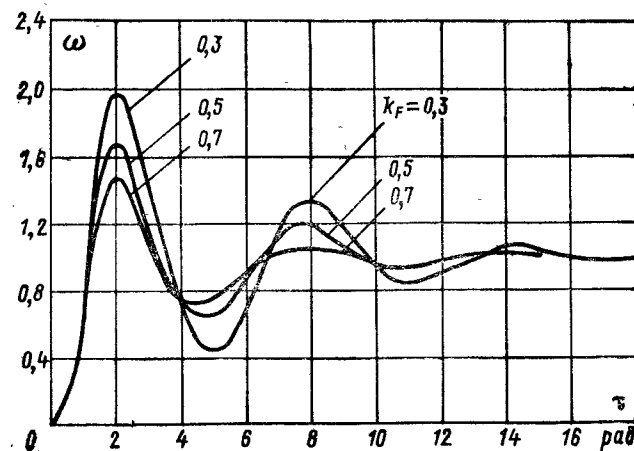


Рис. 4-6.

дукцией (ССРД) при постоянном моменте нагрузки $m_B = 0,0318$, имеющего вид момента сухого трения. Отметим, что в зоне, лежащей выше сплошных кривых, самозапуск двигателя невозможен. Для аналитического расчета этих зависимостей для двигателей с $m_B \gg$

$\geq 0,03$, $k_x \leq 1,6$ и $r_s \leq 1,0$ можно пользоваться следующей приближенной формулой [33]:

$$H_{jm} \leq 2,03m_{cm} - 1,51m_b, \quad (4-23)$$

где m_{cm} — относительный максимальный момент. Рассчитанные по (4-23) величины H_{jm} обозначены на рис. 4-7 штриховыми линиями. На этом же рисунке для иллюстрации штрих-пунктирными линиями показаны кривые, полученные без учета влияния электромагнитных переходных процессов. Можно заметить, что погрешность, вызванная пренебрежением этими процессами, весьма существенна, особенно при малых отношениях x_d/x_q .

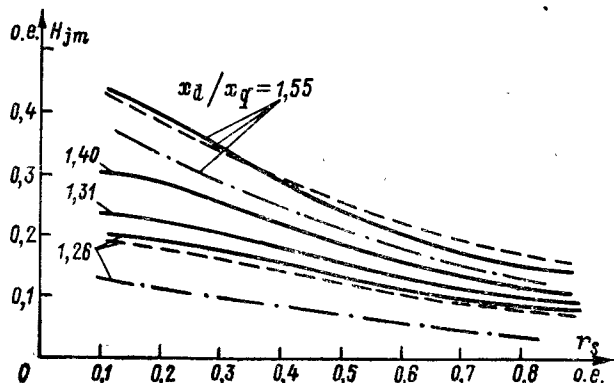


Рис. 4-7.

Проведенные расчеты для ССРД без беличьей клетки показали, что вариация H_j в широком диапазоне мало сказывается на качестве пуска. Лишь при приближении к критическому H_{jm} заметно увеличивается время t_y . Некоторое улучшение пусковых свойств тихоходных безредукторных синхронных двигателей можно получить при установке на роторе пусковой обмотки типа беличьей клетки. Параметры последней должны быть так подобраны, чтобы в установившемся режиме выполнялось условие

$$m'_{cm} + m_b \geq m'_a, \quad (4-24)$$

где m'_{cm} — максимальный реактивный момент, рассчитанный с учетом демпфирующего действия короткозамкнутой обмотки, m'_a — дополнительный асинхронный момент при синхронной скорости Ω_{rc} вращения ротора. Однако выбранные по условию (4-24) параметры не являются оптимальными. С учетом нагрева обмотки ротора и условия (4-24) нужные свойства пусковой обмотки можно получить по данным исследования переходного процесса при пуске. На рис. 4-8 показано изменение предельной по условиям пуска инерционной постоянной H_{jm} в зависимости от сопротивления r_r

и отношения x_d/x_q для ССРД. Здесь принято $r_s = 0,215$ о. е., $m_b = 0,03181\omega$ о. е., а штриховкой обозначена зона, в которой самозапуск двигателя невозможен. В промежутке между $x_d/x_q =$

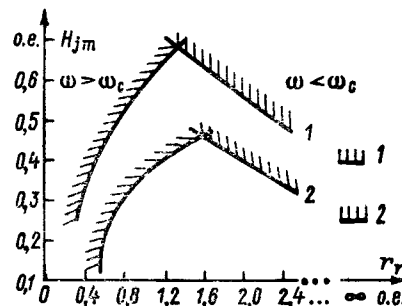


Рис. 4-8.

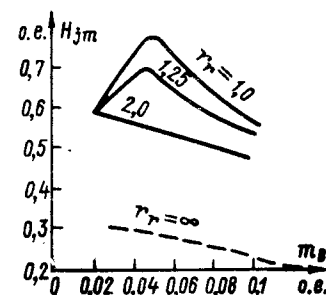


Рис. 4-9.

$= 1,46$ (1) и $x_d/x_q = 1,25$ (2) с высокой точностью справедлива линейная аппроксимация функции $H_{jm}(x_d/x_q)$ при $r_r = \text{const}$.

Можно заметить, что кривая $H_{jm}(r_r)$ имеет достаточно острый максимум, соответствующий $r_r = 1,2 \div 1,6$ о. е. и делящий поле графика на две части. Слева пусковая обмотка оказывается слишком сильной, и при неудачном выборе параметров, например H_j , скорость ССРД в установившемся режиме будет выше синхронной $\Omega_r > \Omega_{rc}$ или $\omega > \omega_c$. Справа, наоборот, двигатель в течение четырех-пяти колебаний не достигает синхронной скорости Ω_{rc} . Интересно, что при $r_r = \infty$ (пусковая обмотка на роторе отсутствует) пусковые характеристики даже более благоприятны, чем в случае малого сопротивления роторных цепей.

Зависимость H_{jm} от момента сопротивления m_b (рис. 4-9) при r_r , близких к оптимальным (по рис. 4-8), также имеют максимум. Это имеет место при $m_b = m_{bm}$, соответствующее условию $m_{bm} = m'_a$. С увеличением r_r вследствие уменьшения величины асинхронного момента m_a в рабочем диапазоне скольжения этот максимум смещается в сторону меньших m_b , причем качество режима

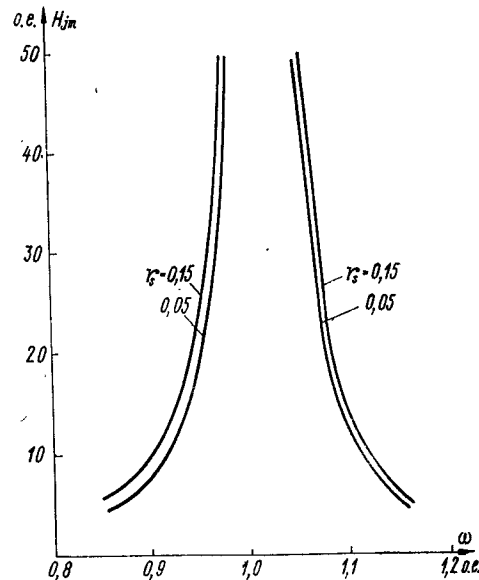


Рис. 4-10.

различно для $m_b < m_{bm}$ и $m_b > m_{bm}$. При первом условии в зоне, лежащей над обозначенной кривой, наблюдается угон двигателя на скорость выше синхронной. Если $m_b > m_{bm}$, ротор застревает при скорости $\Omega_r < \Omega_{rc}$ (или $\omega < 1$ о. е.).

Однако при наличии короткозамкнутой беличьей клетки на роторе резко уменьшается величина результирующего синхронного момента из-за демпфирующего действия обмотки ротора, а суммарные потери в обмотках, особенно для двигателей на повышенные частоты, резко увеличиваются в несколько раз по сравнению с таковыми без беличьей клетки. Поэтому для синхронных тихоходных безредукторных двигателей следует применять отключающие пусковые устройства. Активное сопротивление беличьей клетки рассчитывается таким образом, чтобы получить оптимальный режим для выхода до подсинхронной скорости вращения, после которой пусковая обмотка отключается. Допустимые по условиям пуска предельные значения H_{jm} , как видно из рис. 4-10, увеличиваются в десятки раз, что дает возможность выполнить двигатели на повышенные частоты питающего напряжения. Как следует из рис. 4-10, предельное значение H_{jm} сравнительно слабо зависит от r_s и определяется в основном подсинхронной скоростью вращения при разгоне. Поэтому улучшение пусковых свойств двигателя достигается здесь увеличением точности срабатывания отключающегося устройства.

4-5. Исследование синхронного режима работы тихоходных двигателей двойного питания

Пусть первичная и вторичная обмотки статора питаются симметричными системами напряжений, имеющими угловые частоты соответственно ω_1 и ω_2 . Тогда мгновенные величины напряжений будут равны:

$$\bar{u}_{s1} = \dot{U}_{s1} e^{j\tau} = U_{s1m} e^{j(\tau + \alpha_{10})},$$

$$\bar{u}_{s2} = \dot{U}_{s2} e^{js_0} = U_{s2m} e^{j(s_0 + \alpha_{20})}.$$

В установившемся режиме работы производные потокосцеплений равны нулю, а скольжение $s_0 = f_2/f_1 = \text{const}$. Если обмотки ротора замкнуты накоротко, то уравнения напряжений (4-7) и (4-8) принимают вид

$$\begin{aligned} \bar{u}_{s1c} &= U_{s1m} e^{j\alpha_{10}} = \dot{U}_{s1m} = \dot{I}_{s1c} r_{s1} + j\dot{\Psi}_{s1c}; \\ \bar{u}_{s2c} &= U_{s2m} e^{j\alpha_{20}} = \dot{U}_{s2m} = \dot{I}_{s2c} r_{s2} + j\dot{\Psi}_{s2c}; \end{aligned} \quad (4-25)$$

$$\bar{u}_{r1c} = 0 = \dot{I}_{r1c} r_{r1} + j\dot{\Psi}_{r1c};$$

$$\bar{u}_{r2c} = 0 = \dot{I}_{r2c} r_{r2} + j\dot{\Psi}_{r2c};$$

где потокосцепления отдельных приведенных к первичной обмотке контуров в относительных единицах будут:

$$\dot{\Psi}_{s1c} = x_{s1} \dot{I}_{s1c} + x_m \dot{I}_{s2c} e^{j\theta_0} + x_m \dot{I}_{r1c} + x_m \dot{I}_{r2c};$$

$$\dot{\Psi}_{s2c} = x_{s2} \dot{I}_{s2c} + x_m \dot{I}_{s1c} e^{-j\theta_0} + x_m \dot{I}_{r1c} + x_m \dot{I}_{r2c};$$

$$\dot{\Psi}_{r1c} = x_{r1} \dot{I}_{r1c} + x_m \dot{I}_{s1c} + x_m \dot{I}_{s2c} e^{j\theta_0} + x_m \dot{I}_{r2c};$$

$$\dot{\Psi}_{r2c} = x_{r2} \dot{I}_{r2c} + x_m \dot{I}_{s1c} e^{-j\theta_0} + x_m \dot{I}_{s2c} + x_m \dot{I}_{r1c}.$$

Здесь $\theta_0 = k_{p1} \gamma_r$ — угол нагрузки, а полные индуктивные сопротивления обмоток имеют величину: $x_{s1} = x_m + x_{\sigma s1}$; $x_{s2} = x_m + x_{\sigma s2} + x_{\sigma s2}$; $x_{r1} = x_m + x_{\sigma r1}$; $x_{r2} = x_m + x_{\sigma r2} + x_{\sigma r2}$; $x_{\sigma s2} = x_{\sigma r2} = (2\lambda_0/\lambda_1)^2 - 1$.

Обозначим угол между напряжениями приведенных по частоте к первичной обмотке контуров через $\vartheta_0 = \alpha_{10} - \alpha_{20}$. После приведения всех уравнений (4-25) к первичному контуру по частоте и учета, что напряжения короткозамкнутых обмоток ротора равны нулю, получим для уравнений напряжений в синхронных осях первичной обмотки в комплексной форме записи следующие выражения:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{s1} &= \dot{I}_{s1} (r_{s1} + jx_{s1}) + jx_m \dot{I}_{s2} e^{j\theta_0} + jx_m (\dot{I}_{r1} + \dot{I}_{r2}); \\ \frac{\dot{U}_{s2} e^{-j\theta_0}}{s_0} &= \dot{I}_{s2} \left(\frac{r_{s2}}{s_0} + jx_{s2} \right) + jx_m \dot{I}_{s1} e^{-j\theta_0} + jx_m (\dot{I}_{r1} + \dot{I}_{r2}); \end{aligned} \quad (4-26)$$

$$\frac{\dot{U}_{r1}}{s_{10}} = \dot{I}_{r1} \left(\frac{r_{r1}}{s_{10}} + jx_{r1} \right) + jx_m \dot{I}_{s2} e^{j\theta_0} + jx_m (\dot{I}_{s1} + \dot{I}_{r2});$$

$$\frac{\dot{U}_{r2}}{s_{20}} = \dot{I}_{r2} \left(\frac{r_{r2}}{s_{20}} + jx_{r2} \right) + jx_m \dot{I}_{s1} e^{-j\theta_0} + jx_m (\dot{I}_{s2} + \dot{I}_{r1}).$$

Токи отдельных контуров могут быть определены из системы уравнений (4-26) общеизвестным способом:

$$\dot{I}_{s1} = \dot{D}_{s1} / \dot{D}_0; \quad \dot{I}_{s2} = \dot{D}_{s2} / \dot{D}_0;$$

$$\dot{I}_{r1} = \dot{D}_{r1} / \dot{D}_0; \quad \dot{I}_{r2} = \dot{D}_{r2} / \dot{D}_0,$$

где \dot{D}_0 — главный определитель системы (4-26), а \dot{D}_{s1} , \dot{D}_{s2} , \dot{D}_{r1} , \dot{D}_{r2} — определители, определяемые по \dot{D}_0 путем замены соответствующего столбца свободными членами.

Уравнение момента (4-19) после подстановки в него потокосцеплений, определенных из (4-25), принимает вид:

$$m = \text{Re} \left(\dot{U}_{s1} \hat{I}_{s1} + \frac{\dot{U}_{s2}}{s_0} e^{-j\theta_0} \hat{I}_{s2} \right) - I_{s1}^2 r_{s1} - I_{s2}^2 r_{s2} - I_{r1}^2 r_{r1} - I_{r2}^2 r_{r2},$$

где \hat{I}_{s1} и \hat{I}_{s2} — сопряженные величины токов I_{s1} и I_{s2} .

Чаще всего индукторные двигатели двойного питания выполняются без каких-либо обмоток на роторе. Если во вторичную об-

мотку включить емкостное сопротивление x_{C2} , то уравнения напряжений (4-25) примут вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{s1} &= \dot{I}_{s1} r_{s1} + j \dot{\Psi}_{s1}; \\ \dot{U}_{s2} e^{-j\theta_0} &= \dot{I}_{s2} \left(r_{s2} - j \frac{x_{C2}}{s_0} \right) + j s_0 \dot{\Psi}_{s2}, \end{aligned} \quad (4-27)$$

где потокоцепления первичной и вторичной обмоток будут

$$\dot{\Psi}_{s1} = \dot{I}_{s1} x_{s1} + \dot{I}_{s2} x_m e^{j\theta_0}; \quad \dot{\Psi}_{s2} = \dot{I}_{s1} x_m e^{-j\theta_0} + \dot{I}_{s2} x_{s2}.$$

После подстановки этих значений в (4-27) и приведения вторичного контура по частоте эти уравнения напряжений можно привести к виду:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{s1} &= \dot{I}_{s1} (r_{s1} + j x_{s1}) + j x_m \dot{I}_{s2} e^{j\theta_0}; \\ \frac{\dot{U}_{s2}}{s_0} e^{-j\theta_0} &= \dot{I}_{s2} \left[\frac{r_{s2}}{s_0} + j \left(x_{s2} - \frac{x_{C2}}{s_0^2} \right) \right] + j x_m \dot{I}_{s1} e^{-j\theta_0}. \end{aligned} \quad (4-28)$$

Нетрудно убедиться, что при $s_0 = 0$ уравнения (4-28) принимают такой же вид, как и для синхронной неявнополюсной машины.

Путем решения уравнений (4-28) получим выражения для расчета токов первичной \dot{I}_{s1} и вторичной \dot{I}_{s2} обмоток. Для удобства практического расчета и анализа последние могут быть рассмотрены состоящими из двух частей, где одна часть вызвана напряжением рассматриваемой системы, а вторая — напряжением противоположной системы обмоток. После несложных преобразований формулы для расчета токов и электромагнитного момента принимают вид:

$$\dot{I}_{s1} = \dot{I}_{11} + \dot{I}_{12}; \quad \dot{I}_{s2} e^{-j\theta_0} = \dot{I}_{22} + \dot{I}_{21}; \quad (4-29)$$

$$\begin{aligned} m = \operatorname{Re} [j \dot{I}_{s1} \dot{I}_{s2} e^{-j\theta_0}] &= \frac{1}{a^2 + b^2} \{ U_{s1}^2 r_{s2} s_0 - U_{s2}^2 r_{s1} + \\ &+ U_{s1} U_{s2} \sqrt{a^2 + b^2} \sin(\theta_0 - \vartheta_0 - \kappa) \}, \end{aligned} \quad (4-30)$$

где отдельные составляющие токов имеют величину:

$$\dot{I}_{11} = \frac{U_{s2}}{a^2 + b^2} [(r_{s2} a + s_0 x_{s2} b) + j (s_0 x_{s2c} a - r_{s2} b)];$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{12} &= \frac{U_2}{a^2 + b^2} \{ b \cos(\theta_0 - \vartheta_0) - a \sin(\theta_0 - \vartheta_0) + \\ &+ j [b \sin(\theta_0 - \vartheta_0) - a \cos(\theta_0 - \vartheta_0)] \}, \end{aligned}$$

$$\dot{I}_{22} = -\frac{U_{s1} s_0}{a^2 + b^2} (b + j a);$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{21} &= \frac{U_{s2}}{a^2 + b^2} \{ [(r_{s1} a + x_{s1} b) \cos(\theta_0 - \vartheta_0) + (x_{s1} a - r_{s1} b) \times \\ &\times \sin(\theta_0 - \vartheta_0) + j [(x_{s1} a - r_{s1} b) \cos(\theta_0 - \vartheta_0) - \\ &- (r_{s1} a + x_{s1} b) \sin(\theta_0 - \vartheta_0)] \}. \end{aligned}$$

В этих уравнениях приняты следующие обозначения:

$$\begin{aligned} a &= r_{s1} r_{s2} - s_0 (x_{s1} x_{s2c} - 1); \quad b = x_{s1} r_{s2} + s_0 r_{s1} x_{s2c}; \\ a_1 &= r_{s1} r_{s2} + s_0 (x_{s1} x_{s2c} - 1); \quad b_1 = x_{s1} r_{s2} - s_0 r_{s1} x_{s2c}; \\ \kappa &= \arctg(b_1/a_1); \quad x_{s2c} = x_{s2} - x_{C2}/s_0^2. \end{aligned}$$

После несложных преобразований, уравнение момента может быть представлено в виде:

$$m = m_s + m_r + m_c; \quad (4-31)$$

составляющие момента вычисляются по формулам:

$$\begin{aligned} m_s &= \frac{U_{s1}^2 r_{s2} \sigma_1^2}{s_0 [(r_{s1} + R_2/s_0)^2 + X_{11c}^2]}; \\ m_r &= \frac{-U_{s2}^2 r_{s1} \sigma_1^2}{s_0^2 [(r_{s1} + R_2/s_0)^2 + X_{11c}^2]}; \\ m_c &= m_{cm} \sin(\theta_0 - \vartheta_0 - \kappa); \end{aligned}$$

максимальная величина синхронного момента будет

$$m_{cm} = \frac{U_{s1} U_{s2} \sigma_1^2 \sqrt{(r_{s1} - R_2/s_0)^2 + X_{11c}^2}}{s_0 [(r_{s1} + R_2/s_0)^2 + X_{11c}^2]}.$$

Здесь обозначено:

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= (1 + x_{\sigma s1})^2 + r_{s1}^2; \quad X_{11c} = X_{11} - x_{C2} \sigma_1^2 / s_0^2; \\ X_{11} &= r_{s1}^2 + x_{\sigma s1} (1 + x_{\sigma s1}) + x_{\Sigma \sigma 2} \sigma_1^2; \\ R_2 &= r_{s2} \sigma_1^2. \end{aligned}$$

При наличии емкости во вторичном контуре зависимость кривых момента от скольжения имеет вид резонансных. При критическом скольжении $s_k = \sigma_1 (x_{C2}/X_{11})^{1/2}$, когда $X_{11c} = 0$, момент достигает максимальной величины

$$m_m = m_{sm} + m_{rm} + m'_{cm}, \quad (4-32)$$

где составляющие момента будут:

$$\begin{aligned} m_{sm} &= \frac{U_{s1}^2 R_2 / s_k}{(r_{s1} + R_2 / s_k)^2}; \quad m_{rm} = -\frac{U_{s2}^2 r_{s1} \sigma_1^2 / s_k^2}{(r_{s1} + R_2 / s_k)^2}; \\ m'_{cm} &= \frac{U_{s1} U_{s2} \sigma_1^2 / s_k}{(r_{s1} + R_2 / s_k)^2}. \end{aligned}$$

Максимум максиморум момента имеет место при скольжении $s_{km} = r_{s2} \sigma_1^2 / r_{s1}$. Соответствующие этому скольжению моменты имеют величину:

$$m_{smm} = U_{s1}^2 / (4r_{s1}); \quad m_{rsm} = -U_{s2}^2 / (4R_2);$$

$$m_{cmm} = U_{s1} U_{s2} \sigma_1^2 / (4R_2 r_{s1}).$$

Анализ показывает, что в рассматриваемых двигателях обычно $s_{km} \gg 10$, т. е. далеко от рабочих скольжений.

На рис. 4-11 показаны зависимости отдельных составляющих электромагнитного момента тихоходного двигателя двойного питания от отношения $s_0 = f_2/f_1$ при $f_1 = \text{const}$ для двигателя с параметрами: $r_{s1} = 0,105$; $x_{s1} = 1,14$; $x_{os2} = 8,85$; $x_{s2} = 27,9$; $U_{s1} = 1,0$; $U_{s2} = 3,0 = \text{const}$. Как видно, составляющие асинхронного мо-

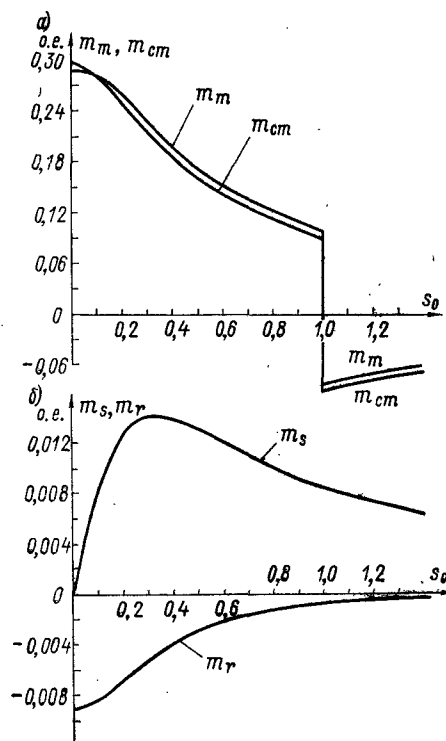


Рис. 4-11.

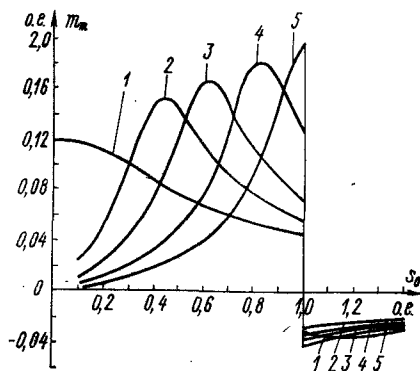


Рис. 4-12.

мента m_s и m_r имеют сравнительно небольшую величину. Путем включения емкости в цепь вторичной обмотки можно значительно увеличить величину максимального момента, главным образом за счет увеличения асинхронного момента m_s . Это видно из рис. 4-12, где даны зависимости $m_m = f(s_0)$ для ранее рассмотренного двигателя при $U_{s2} = 1,2 = \text{const}$ и различных емкостных сопротивлений x_{c2} : кривые 1 — $x_{c2} = 0$; 2 — 5; 3 — 10; 4 — 18; 5 — 26,9. Последний случай (кривая 5) соответствует условию полной компенсации индуктивного сопротивления рассеяния вторичной цепи $x_{os2} + x_{ds2} = 26,9$. Полученные кривые показывают, что при переменной частоте вторичной цепи $f_2 = \text{var}$ ($s_0 = \text{var}$) увеличенное

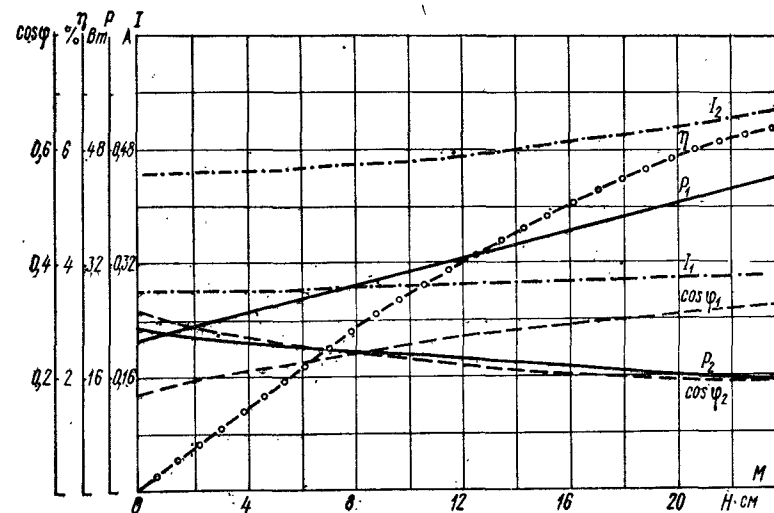


Рис. 4-13.

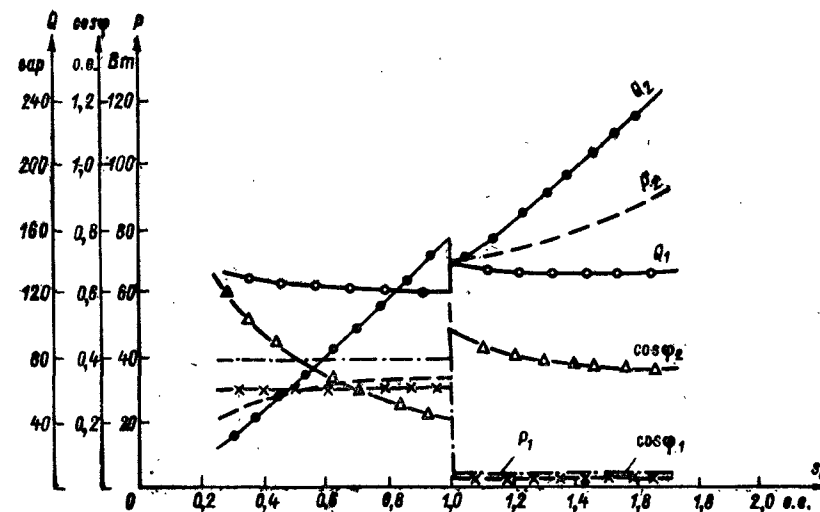


Рис. 4-14.

значение момента сохраняется в небольшом диапазоне регулирования.

На рис. 4-13 показаны рабочие характеристики макетного образца тихоходного двигателя двойного питания при $f_1 = 300$ Гц; $f_2 = 240$ Гц; $U_{s1} = 150$ В; $U_{s2} = 54$ В, относительные параметры которого приведены выше. На рис. 4-14 дано распределение активных P и реактивных Q мощностей между первичной и вторичной обмотками и изменение их коэффициента мощности при регулировании по закону $U_{s2}/s_0 = 4,6 = \text{const}$ при нагрузочном моменте $M_{нг} = 18,8$ Н·см для этого же двигателя.

4-6. Исследование рабочих характеристик синхронных тихоходных двигателей

Основные уравнения напряжений для исследования синхронного режима работы могут быть получены на основе дифференциальных уравнений напряжений (4-11) — (4-13), принимая в них скольжение и производные величин по времени равными нулю. При наличии слабой пусковой обмотки на роторе полная система уравнений напряжений в синхронном режиме работы принимает вид:

$$\begin{aligned} -u_s \sin \theta &= r_s i_{ds} - x_{qs} i_{qs} - x_{aq} i_{qr}; \\ -e_0 + u_s \cos \theta &= r_s i_{qs} + x_{ds} i_{ds} + x_{ad} i_{dr}; \\ 0 &= -x_{aq} i_{qs} - x_{qr} i_{qr} + R i_{dr}; \\ -e_0 &= x_{ad} i_{ds} + x_{dr} i_{dr} + R i_{qr}. \end{aligned} \quad (4-33)$$

Уравнение электромагнитного момента в относительных единицах имеет вид (4-20). Введем для упрощения записи формул следующие обозначения:

$$\begin{aligned} \Delta_r &= R^2 + x_{qr} x_{dr}; \quad a_r = R x_{aq} / \Delta_r; \\ b_r &= x_{ad} x_{qr} / \Delta_r; \quad g_r = x_{aq} x_{dr} / \Delta_r; \\ c_r &= R x_{aq} x_{ad} / \Delta_r; \quad d_r = 1 - x_{qr} x_{dr} / \Delta_r; \\ x_{dk} &= x_{ds} - x_{ad}^2 x_{qr} / \Delta_r; \quad x_{qk} = x_{qs} - x_{aq}^2 x_{dr} / \Delta_r; \\ r_k &= r_s + c_r; \quad r_{kq} = R / \Delta_r; \\ e_r &= r_k / x_{qk}; \quad k_r = x_{dk} / x_{qk}; \quad R = r_s / s_p; \\ e_{0d} &= e_0 [(1 - b_r) + a_r e_r]; \quad e_{0q} = e_0 [(1 - b_r) - a_r k_r / e_r]. \end{aligned}$$

Тогда вычисление токов и потокоцеплений статора и ротора можно производить по формулам:

$$\left. \begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{x_{qk}} \frac{u_s (\cos \theta - e_r \sin \theta) - e_{0d}}{e_r^2 + k_r}; \\ i_{qs} &= \frac{1}{x_{qk}} \frac{u_s (e_r \cos \theta + k_r \sin \theta) - e_{0q}}{e_r^2 + k_r}; \end{aligned} \right\} \quad (4-34)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{ds} &= x_{dk} i_{ds} + e_r i_{qs} + e_0 (1 - b_r); \\ \psi_{qs} &= x_{qk} i_{qs} - c_r i_{ds} - e_0 a_r; \end{aligned} \right\} \quad (4-35)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{dr} &= a_r i_{qs} - b_r i_{ds} - e_0 b_r / x_{ad}; \\ i_{qr} &= -g_r i_{qs} - x_{ad} r_{kq} i_{ds} - r_{kq} e_0; \end{aligned} \right\} \quad (4-36)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{dr} &= d_r x_{ad} i_{ds} + a_r x_{dr} i_{qs} + d_r e_0; \\ \psi_{qr} &= d_r x_{aq} i_{qs} - a_r \left(\frac{x_{qr} x_{ad}}{x_{aq}} i_{ds} - e_0 x_{qr} / x_{aq} \right). \end{aligned} \right\} \quad (4-37)$$

Результирующий ток статора соответственно будет

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}. \quad (4-38)$$

Угол между напряжением u_s и результирующим током статора i_s будет

$$\varphi_s = \theta + \psi_s,$$

где

$$\psi_s = \arctg \frac{\cos \theta - e_r \sin \theta - e_{0d}}{e_r \cos \theta + k_r \sin \theta - e_r e_{0q}}.$$

Потребляемая из сети активная мощность в относительных единицах вычисляется по формуле

$$P_s = u_s i_s \cos \varphi_s. \quad (4-39)$$

Для электромагнитного момента трудно получить простую формулу для расчета. Поэтому относительную величину момента лучше определить по известным значениям токов (4-34) и (4-36) и потокоцеплений (4-35) и (4-37) по формуле (4-20).

После вычисления потребляемой мощности по (4-39) и потерь в обмотке статора $p_{ms} = i_{ds}^2 r_s$ и ротора $p_{mr} = i_{dr}^2 r_r$ относительная величина момента будет

$$m = P_s - p_{ms} - p_{mr}. \quad (4-40)$$

При отсутствии беличьей клетки на роторе формулы расчета отдельных величин значительно упрощаются. Составляющие токов статора определяются по общеизвестным уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} i_q &= \frac{1}{x_q} \frac{u_s (e_s \cos \theta + k_x \sin \theta) - e_0 e_s}{e_s^2 + k_x}; \\ i_d &= \frac{1}{x_q} \frac{u_s (\cos \theta - e_s \sin \theta) - e_0}{e_s^2 + k_x}, \end{aligned} \right\} \quad (4-41)$$

где $e_s = r_s / x_q$; $k_x = x_{ad} / x_q$.

Результирующий ток статора находим по выражению

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{1}{x_q (e_s^2 + k_x)} [(k_x^2 - 1) \sin^2 \theta + e_s (1 + k_x) \sin 2\theta - 2e_0 [(1 + e_s^2) \cos \theta + \\ &\quad + e_s (k_x - 1) \sin \theta] + (1 + e_s^2) (1 - e_0^2)]^{1/2}. \end{aligned} \quad (4-42)$$

Угол между напряжением и током для заданного угла нагрузки можно определить по формуле

$$\varphi_s = \theta + \psi,$$

где

$$\psi = \arctg \frac{\cos \theta - e_s \sin \theta - e_0}{e_s \cos \theta + k_x \sin \theta - e_s e_0}.$$

Полная потребляемая из сети активная мощность в относительных единицах вычисляется по выражению

$$P_s = \frac{u_s}{x_q (e_s^2 + k_x)} [k_D \sin 2\theta + e_0 \sqrt{1 + e_s^2 \sin^2 (\theta - \alpha)} + e_s], \quad (4-43)$$

где $\alpha = \arctg e_s$; $k_D = 0,5 (k_x - 1)$.

Электромагнитный момент состоит из суммы основного m_o и реактивного m_p моментов:

$$m = m_o + m_p, \quad (4-44)$$

где

$$m_o = \frac{e_0}{x_q (e_s^2 + k_x)^2} \left\{ \sqrt{[e_s^2 (2k_x - 1) + k_x]^2 + e_s^2 (2 + e_s^2 - k_x)^2} \times \right. \\ \left. \times \sin (\theta + \beta) - e_0 (1 + e_s^2) e_s \right\}; \quad (4-45)$$

$$m_p = \frac{k_D}{x_q (e_s^2 + k_x)^2} \left[\sqrt{(1 + e_s^2) (e_s^2 + k_x^2)} \sin (2\theta + \kappa) - (k_x - 1) e_s \right]. \quad (4-46)$$

Здесь

$$\beta = \arctg \frac{e_s (2 + e_s^2 - k_x)}{e_s^2 (2k_x - 1) + k_x}; \quad \kappa = \arctg \frac{(k_x + 1) e_s}{k_x - e_s^2}.$$

Полезная мощность на валу в относительных единицах меньше электромагнитного момента на величину добавочных и механических моментов, которые в приближенных расчетах учитываются при помощи коэффициента $k_{MX} = 0,90 \div 0,95$, т. е.

$$P_2 = k_{MX} m. \quad (4-47)$$

На основе вышеприведенных формул можно рассчитать все основные показатели синхронного режима работы. В качестве примера на рис. 4-15 показаны результаты анализа влияния сопротивления беличьей клетки ротора $R = r_r/s_p$ на величину асинхронного момента m_a , развиваемого беличьей клеткой и максимального синхронного момента m_{cm} для синхронной реактивной машины (штриховые линии) при $x_{ad} = 1,25$; $x_{aq} = 0,75$; $x_{os} = x_{or} = 0,15$ и синхронной машины с параметрами $x_{ad} = x_{aq} = 1,0$; $x_{os} = x_{or} = 0,2$ при коэффициенте электромагнитной редукции $k_p = 10$. Как следует из рис. 4-15, при определенном активном сопротивлении ротора R асинхронный момент имеет максимальную величину и при даль-

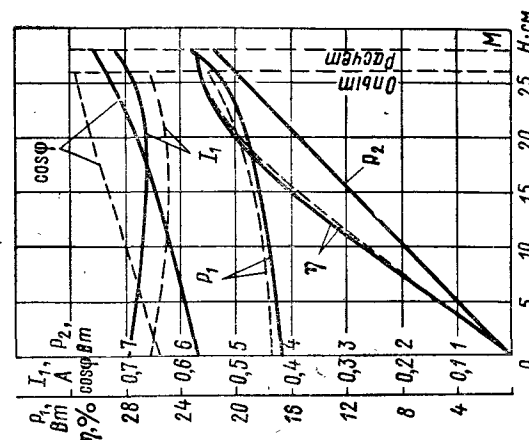


Рис. 4-17.

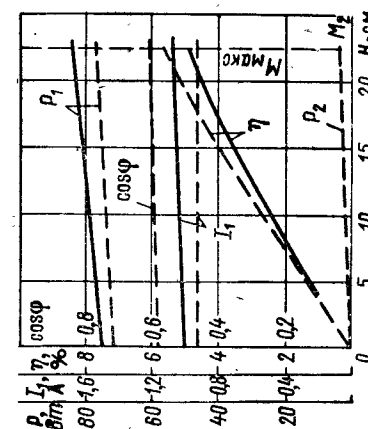


Рис. 4-16.

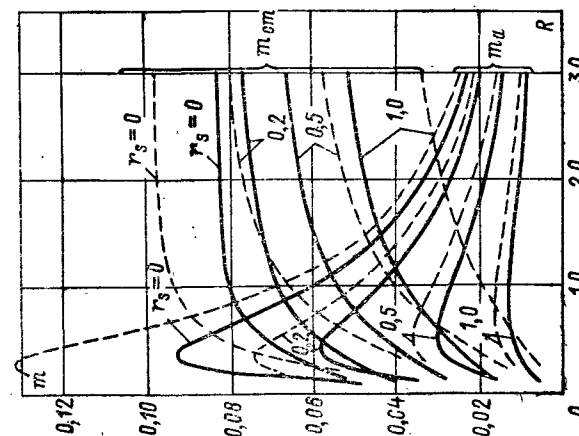


Рис. 4-15.

нейшем увеличении его уменьшается по гиперболическому закону. Синхронный момент по мере увеличения активного сопротивления ротора увеличивается. Это объясняется уменьшением демпфирующего действия токов ротора. Для рационального проектирования подобного типа двигателей и обеспечения пуска при номинальной нагрузке необходимо, чтобы развиваемый асинхронный момент при пуске был равен примерно $m_{ап} \approx (0,7 \div 0,8) m_{см}$. Как видно из рис. 4-15, это требование для двигателей с $r_s \gg 0,5$ удовлетворяется при активном сопротивлении ротора R , несколько большем единицы, что является целесообразным и с точки зрения протекающих переходных процессов при пуске.

На рис. 4-16 и 4-17 показаны рабочие характеристики соответственно субсинхронного реактивного двигателя и индукторного тихоходного двигателя с радиальным возбуждением на 187,5 об/мин при частоте 50 Гц. Для оценки точности расчета по вышеприведенным формулам на этих рисунках показаны расчетные (сплошные кривые) и опытные (штриховые кривые) данные.

4-7. Анализ асинхронного режима работы синхронных тихоходных двигателей

Асинхронный режим работы предшествует синхронному и определяет основные пусковые свойства синхронных двигателей. Наряду с асинхронными моментами на ротор двигателя действуют также пульсирующие моменты, которые вызывают неравномерность скорости вращения ротора. Колебания скорости вращения около среднего значения тем больше, чем меньше H_j и чем ближе к частоте питающего напряжения собственная частота ω_0 колебаний ротора. При значительных колебаниях ротора исследование работы двигателя необходимо произвести путем решения полной системы дифференциальных уравнений напряжений и движения, используя для их решения численные методы, как при рассмотрении переходных процессов.

Однако для оценки рабочих свойств в асинхронном режиме обычно достаточно рассматривать идеализированный случай, когда ротор вращается с постоянным скольжением s (квазистационарный процесс). Такое предположение позволяет линеаризовать уравнения напряжений. Кроме того, систему уравнений напряжений и моментов можно рассматривать независимо друг от друга. При наличии магнитной и электрической асимметрии во вторичном контуре удобно ввести анализ в координатах d, q . Система уравнений состоит тогда из трех линейных уравнений напряжений для u_d , u_q и u_f и независимого линейного уравнения напряжения u_0 для токов нулевой последовательности. Кроме того, можно получить уравнение момента $m = f(s)$ по составляющим токов и потокоцеплений, найденных из уравнений напряжений.

Анализ токов и моментов в асинхронном режиме работы наиболее просто осуществить, используя симметричные составляющие

в системе координат d, q . При симметричном питании $\bar{u}_q = -j\bar{u}_d$, симметричные составляющие напряжений и токов определяются по выражениям: $\bar{u}_1 = \bar{u}_s$; $\bar{u}_2 = 0$; $\bar{i}_1 = 0,5 (\bar{i}_d + j\bar{i}_q)$ и $\bar{i}_2 = 0,5 (\bar{i}_d - j\bar{i}_q)$. При этом составляющая тока прямой последовательности учитывает явления, связанные с полем прямого вращения, а составляющая тока обратной последовательности — величины, обусловленные полем обратного вращения.

Ввиду того что уравнения напряжения являются линейными, для их решения можно использовать принцип наложения относительно источников питания первичной и вторичной обмоток статора и ротора, а также обмотки возбуждения. Отметим, что при наличии пусковой обмотки на роторе последняя является в процессе пуска короткозамкнутой и напряжение на ее зажимах равно нулю. Поэтому результирующий ток обмотки статора по методу наложения может быть определен в виде суммы двух токов, найденных по решению первой системы уравнений напряжений при питании со стороны обмотки статора и при короткозамкнутой обмотке возбуждения и второй системы уравнений при питании со стороны обмотки возбуждения и при короткозамкнутой обмотке статора. Однако вследствие того, что выражение электромагнитного момента содержит нелинейности типа произведения, применять принцип наложения относительно источников питания для его определения при двустороннем питании нельзя.

Рассмотрим ниже один весьма важный для практики случай, а именно асинхронный режим синхронного индукторного магнитоэлектрического двигателя, на основе которого можно анализировать и ряд частных случаев. Синхронные индукторные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов пускаются при постоянно действующем поле возбуждения. В асинхронном режиме работы последнее индуцирует в обмотке статора э. д. с., отличной от частоты сети частотой. Под действием этой э. д. с. возникают токи, которые замыкаются через сеть. В обмотке статора эти токи вызывают дополнительные потери, которые могут быть покрыты только за счет механической мощности на валу. Следовательно, обусловленный ими момент является в двигательном режиме тормозящим, затрудняющим пуск двигателя.

Если синхронный тихоходный двигатель обладает еще свойством явнополюсности, то, кроме вышеназванного момента, возникает еще асинхронный момент, вызванный наличием в обмотке статора э. д. с. и токов, индуцированных пульсацией магнитного потока. Этот момент до половины синхронной скорости действует в направлении вращения ротора, а при дальнейшем увеличении скорости вращения ротора оказывает также тормозящее действие.

Рассмотрим основные уравнения напряжений в асинхронном режиме в осях d, q , вращающихся с угловой частотой $\omega_r = (1 - s) \omega_1$. С учетом, что все величины ротора имеют частоту скольжения, можно от действительных мгновенных значений перейти к комп-

лексным мгновенным значениям. Тогда составляющие напряжений в относительных единицах (4-11) и (4-12) в осях d и q принимают вид:

а) для статора

$$\begin{aligned} \bar{u}_s &= \bar{i}_{ds}r_s + js\bar{\psi}_{ds} - (1-s)\bar{\psi}_{qs}; \\ -j\bar{u}_s &= \bar{i}_{qs}r_s + js\bar{\psi}_{qs} + (1-s)\bar{\psi}_{ds}; \end{aligned} \quad (4-48)$$

б) для короткозамкнутого ротора

$$\begin{aligned} 0 &= \bar{i}_{dr}r_r + js\bar{\psi}_{dr} - s_p(1-s)\bar{\psi}_{qr}; \\ 0 &= \bar{i}_{qr}r_r + js\bar{\psi}_{qr} + s_p(1-s)\bar{\psi}_{dr}. \end{aligned} \quad (4-49)$$

Уравнением напряжения для обмотки возбуждения пренебрегаем, принимая, что основной магнитный поток создается постоянными магнитами. Последние могут рассматриваться как источники тока. Действие основного магнитного потока учитывается путем введения в уравнение потокосцеплений основной э. д. с. $e_0 = x_a i_f$. Тогда входящие в выражения (4-48) и (4-49) члены типа $j\bar{\psi}$, которые представляют собой напряжения (в относительных единицах), индуктируемые в обмотках в направлениях d и q , могут быть определены по следующим формулам:

$$\begin{aligned} j\bar{\psi}_{ds} &= \bar{i}_{ds}Z_{ds} + j\bar{e}_0; & j\bar{\psi}_{qs} &= \bar{i}_{qs}Z_{qs}; \\ j\bar{\psi}_{dr} &= \bar{i}_{dr}Z_{dr} + j\bar{e}_0; & j\bar{\psi}_{qr} &= \bar{i}_{qr}Z_{qr}. \end{aligned}$$

В этих уравнениях Z_{ds} , Z_{qs} являются входными сопротивлениями схем замещения (рис. 4-18) со стороны обмотки статора, а Z_{dr} , Z_{qr} — входные сопротивления со стороны обмотки ротора, которые определяются по рис. 4-18 со стороны цепи ротора при короткозамкнутой цепи статора. После подстановки вышеприведенных значений потокосцеплений в (4-48) и (4-49), введения симметричных составляющих токов и некоторого преобразования получим следующие формулы:

а) для статорных контуров

$$\bar{u}_s = \bar{i}_{1s}(r_s + Z_{qs}) + (\bar{i}_{1s} + \bar{i}_{2s}) \frac{(Z_{ds} - Z_{qs})}{2} + j \frac{\bar{e}_0}{2}; \quad (4-50)$$

$$0 = \bar{i}_{2s} \left(\frac{r_s}{2s-1} + Z_{qs} \right) + (\bar{i}_{1s} + \bar{i}_{2s}) \frac{(Z_{ds} - Z_{qs})}{2} + j \frac{\bar{e}_0}{2};$$

б) для роторных контуров

$$0 = \bar{i}_{1r} \left(\frac{r_r}{1-s} + Z_{qr} \right) + (\bar{i}_{1r} + \bar{i}_{2r}) \frac{Z_{dr} - Z_{qr}}{2} + j \frac{\bar{e}_0}{2}; \quad (4-51)$$

$$0 = \bar{i}_{2r} \left(\frac{r_r}{(2s-1) + \frac{1-s}{k_p}} + Z_{qr} \right) + (\bar{i}_{1r} + \bar{i}_{2r}) \frac{Z_{dr} - Z_{qr}}{2} + j \frac{\bar{e}_0}{2}.$$

Электромагнитный момент может быть рассчитан по уравнению (4-20). После подстановки в это выражение симметричных составляющих токов и потокосцеплений и некоторых преобразований можно получить следующее расчетное выражение:

$$m = \text{Im} \{ (\hat{\psi}_{1s}\bar{i}_{1s} - \hat{\psi}_{2s}\bar{i}_{2s}) + (\hat{\psi}_{2s}\bar{i}_{1s} - \hat{\psi}_{1s}\bar{i}_{2s}) + s_p \{ \hat{\psi}_{1r}\bar{i}_{1r} - \hat{\psi}_{2r}\bar{i}_{2r} \} + (\hat{\psi}_{2r}\bar{i}_{1r} - \hat{\psi}_{1r}\bar{i}_{2r}) \}. \quad (4-52)$$

В этом выражении члены вида $\hat{\psi}_{1r}\bar{i}_{1r}$ дают постоянную, не зависящую от времени, составляющую вращающего момента прямой последовательности. Члены $\hat{\psi}_{2r}\bar{i}_{2r}$ являются составляющими постоянного вращающего момента от токов и потокосцеплений обратной последовательности. Члены $\hat{\psi}_{2r}\bar{i}_{1r} - \hat{\psi}_{1r}\bar{i}_{2r}$ определяют составляющие

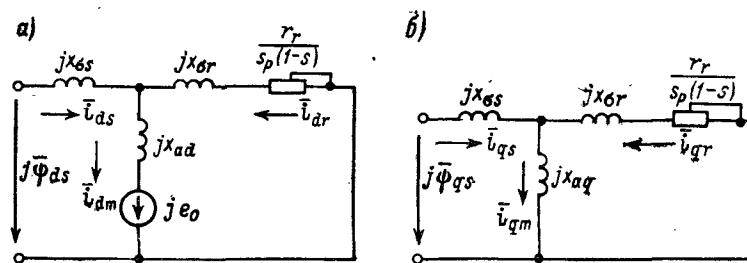


Рис. 4-18.

вращающего момента, пульсирующие с двойной частотой относительно среднего значения, равного нулю. По вышеприведенным формулам могут быть рассчитаны характеристики асинхронного режима работы для синхронных тихоходных безредукторных двигателей, имеющих беличью клетку на роторе. Для приведения их к более удобному для расчета виду выразим потокосцепления по формулам: $j\bar{\psi}_{1s} = \bar{u}_{1s} - \bar{i}_{1s}r_s$ и $j\bar{\psi}_{2s} = -\bar{i}_{2s}r_s/v$; а $j\bar{\psi}_{1r} = -\bar{i}_{1r}r_r/[1 - (1-s)/k_p]$; $j\bar{\psi}_{2r} = -\bar{i}_{2r}r_r/[1 - (1-s)/k_p]$; $v = 2s - 1$.

При наличии беличьей клетки на роторе окончательные расчетные выражения отдельных составляющих момента весьма громоздки. Поэтому проще, особенно при использовании вычислительных машин, произвести расчет момента по (4-52), определив предварительно токи по уравнениям (4-50) и (4-51), а потокосцепления по вышеприведенным соотношениям.

Ниже для примера приводим выражение электромагнитного момента для субсинхронного реактивного двигателя без пусковой обмотки.

Асинхронный момент ССРД без пусковой обмотки. Схема замещения для токов прямой и обратной последовательностей приведена на рис. 4-19. В этом случае электромагнитные мощности для токов прямой и обратной последовательностей равны, так как на индуктивных сопротивлениях x_d и x_q нет потерь мощности. Поэ-

тому асинхронный момент после подстановки в (4-52) значений потокоцеплений по вышеприведенным выражениям и учета, что $\text{Re}(\hat{u}_{1s}\bar{i}_{1s}) - i_{1s}^2 r_s = 2i_{2s}^2 r_s / v$, вычисляется по формуле

$$m_a = 2i_{2s}^2 r_s / v = 2U_{1s}^2 Y_2^2 r_s / v, \quad (4-53)$$

где проводимость Y_2 для определения тока $i_{2s} = U_{1s} Y_2$ согласно рис. 4-19 имеет величину

$$Y_2^2 = \bar{Y}_{22} \hat{Y} = \frac{1}{x_q^2} \frac{k_D^2}{\left(\frac{\epsilon_s}{v}\right)^2 (\epsilon_s^2 + k_s^2) + 2k_D^2 \frac{\epsilon_s^2}{v} + (\epsilon_s^2 k_s^2 + k_x^2)},$$

где $\epsilon_s = r_s / x_q$; $k_x = x_d / x_q$; $k_s = (1 + k_x) / 2$; $k_D = (k_x - 1) / 2$.

После подстановки полученного значения Y_2 в (4-53) имеем для асинхронного момента в относительных единицах выражение

$$m_a = \frac{2k_D^2 / x_q}{\frac{\epsilon_s}{v} (\epsilon_s^2 + k_s^2) + \frac{v}{\epsilon_s} (\epsilon_s^2 k_s^2 + k_x^2) + 2a}, \quad (4-54)$$

где $a = \epsilon_s k_D^2$.

Этот момент имеет максимальную величину при относительной скорости

$$v_k = \pm \epsilon_s \sqrt{\frac{\epsilon_s^2 + k_s^2}{\epsilon_s^2 k_s^2 + k_x^2}}, \quad (4-55)$$

а именно:

$$m_{am} = \frac{k_D^2}{\left(\pm \sqrt{(\epsilon_s^2 + k_s^2)(\epsilon_s^2 k_s^2 + k_x^2)} + a\right) x_q}. \quad (4-56)$$

Для относительного асинхронного момента в долях от максимального получим аналогичное с формулой Клосса выражение

$$\mu = \frac{m_a}{m_{am}} = \frac{2(1 \pm a_1)}{\frac{v_k}{v} + \frac{v}{v_k} + 2a_1},$$

где

$$a_1 = v_k k_D^2 / (\epsilon_s^2 + k_s^2).$$

Из этого выражения следует, что относительная кривая момента имеет одинаковый вид для многих двигателей, имеющих одинаковые значения a_1 и v_k . Основное влияние на величину последних оказывает относительное значение активного сопротивления статора ϵ_s и отношение синхронных сопротивлений $k_x = x_d / x_q$. Для иллюстрации сказанного на рис. 4-20 показаны кривые максималь-

ной величины асинхронного момента по (4-56) и критической скорости v_k по (4-55) в зависимости от относительной величины сопротивления обмотки статора ϵ_s . Отметим, что критическая скорость почти прямолинейно возрастает с увеличением ϵ_s , а максимальная

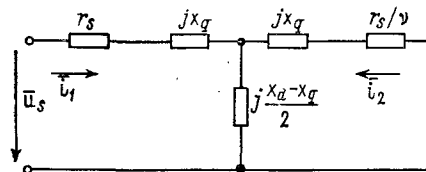


Рис. 4-19.

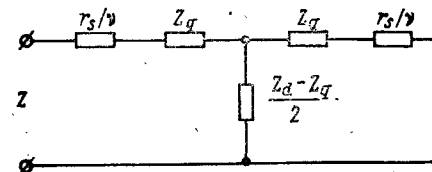


Рис. 4-21.

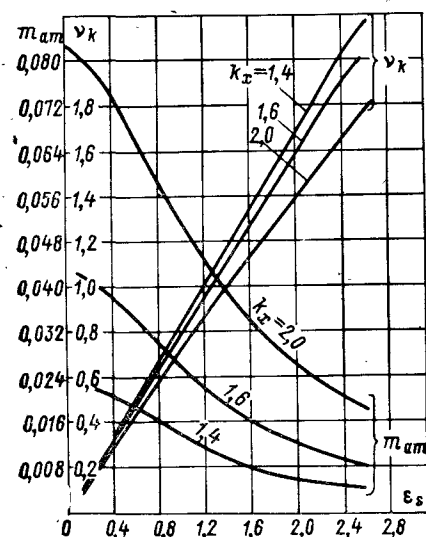


Рис. 4-20.

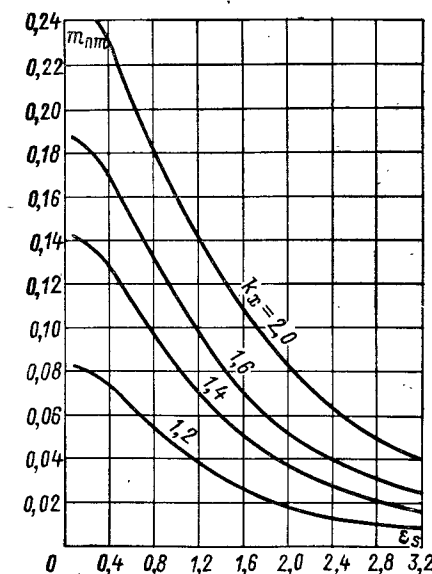


Рис. 4-22.

величина асинхронного момента при этом уменьшается почти по гиперболическому закону.

Пульсирующий момент ССРД без пусковой обмотки. С учетом соотношений $j\bar{\psi}_{1s} = \bar{u}_{1s} - i_{1s} r_s$ и $j\bar{\psi}_{2s} = -i_{2s} r_s / v$ формулу для пульсирующего момента $m_{\pi} = \text{Im}(\bar{\psi}_2 \bar{i}_1 - \bar{\psi}_1 \bar{i}_2)$ можно привести к виду:

$$m_{\pi} = \text{Re} \left[\bar{i}_{1s} \bar{i}_{2s} \left(\frac{\bar{u}_{1s}}{\bar{i}_{1s}} - r_s + \frac{r_s}{v} \right) \right]. \quad (4-57)$$

Здесь величину $\left(\frac{\bar{u}_{1s}}{\bar{i}_{1s}} - r_s \right) + \frac{r_s}{v} = \left(Z_1 - \frac{r_s}{v} \right) = Z = z e^{j\varphi_2}$.

можно принять за полное входное сопротивление, которое может быть рассчитано по схеме замещения на рис. 4-21.

Согласно (4-57) максимальная величина пульсационного момента имеет величину

$$m_{pm} = U_{1s}^2 Y_1 Y_2 z. \quad (4-58)$$

На основе схемы рис. 4-21 имеем

$$Y_1 Y_2 Z = \frac{1}{x_q} \frac{jk_D (\varepsilon_s + jk_x v) (\varepsilon_s + jv)}{[\varepsilon_s^2 - vk_x + j\varepsilon_s k_s (1 + v)]^2}.$$

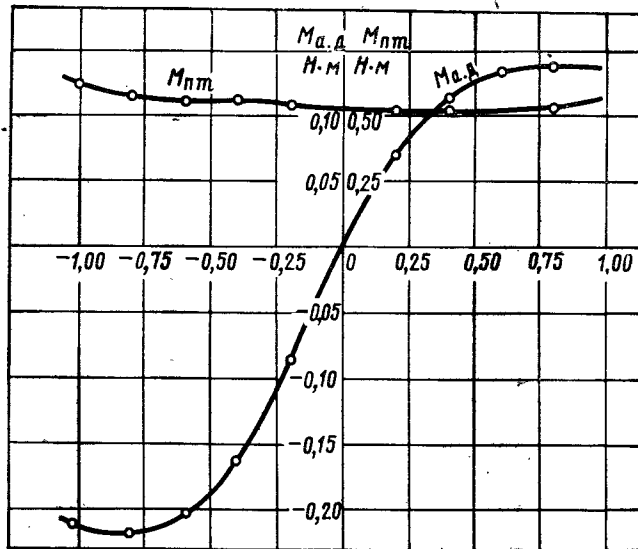


Рис. 4-23.

После подстановки абсолютной величины этого произведения в (4-58) получим для амплитуды пульсирующего момента в относительных единицах формулу

$$m_{pm} = \frac{k_D}{x_q} \frac{\sqrt{(\varepsilon_s^2 + k_x^2 v^2) (\varepsilon_s^2 + v^2)}}{(\varepsilon_s^2 - k_x v)^2 + \varepsilon_s^2 k_s^2 (1 + v)^2}. \quad (4-59)$$

На рис. 4-22 показаны зависимости максимального значения пульсационного момента при $v = 0,8$, рассчитанные по (4-59). Как следует из рис. 4-22, амплитуда пульсационного момента почти гиперболически уменьшается при возрастании активного сопротивления статора. Изменение скорости вращения ротора сравнительно слабо влияет на величину этого момента, что видно из рис. 4-23, где приведены зависимости асинхронного дополнительного момента $M_{a.d}$ и пульсационного момента M_{pm} от скорости v для макетного двигателя ССРД2, имеющего следующие данные: $m = 3$; $p = 4$;

$U_{1s} = 46$ В; $Z_r = 16$; $x_d = 39,2$ Ом; $x_q = 20,8$ Ом; $r_s = 23,4$ Ом; $f_1 = 50$ Гц.

Тормозной момент короткого замыкания, обусловленный индуктированными токами в обмотке статора от постоянного магнитного потока возбуждения для явнополюсных двигателей без беличьей клетки на роторе, может быть рассчитан в относительных единицах по общеизвестной формуле

$$m_{ks} = -\frac{\varepsilon_0^2 \varepsilon_s (1-s) [(1-s)^2 + \varepsilon_s^2]}{x_q [(1-s)^2 k_x + \varepsilon_s^2]^2}. \quad (4-60)$$

Этот момент имеет максимальную величину при скольжении:

$$s_k = 1 - \varepsilon_s \sqrt{\frac{3}{2} \left(\frac{1}{k_x} - 1 \right) + \sqrt{\left[\frac{3}{2} \left(\frac{1}{k_x} - 1 \right) \right]^2 + \frac{1}{k_x}}}.$$

Эти же формулы справедливы и для неявнополюсных машин, принимая $x_q = x_c$, $\varepsilon_s = r_s/x_c$ и $k_x = 1,0$. Для рассматриваемых тихоходных синхронных двигателей при внутренней расточке статора от 15 до 50 мм максимальная величина этого тормозного момента $m_{km} = -\varepsilon_0^2/(2x_c)$ составляет от максимального синхронного момента 5—10% и имеет место при скольжениях от 0,8 до 0,1, где первые цифры относятся к двигателям больших габаритов.

4-8. Исследование работы тихоходных индукторных асинхронных двигателей

Исследования режимов работы тихоходных асинхронных двигателей можно произвести на основе уравнений обобщенной электро-механической модели, приведенных в § 4-2 и 4-3. Для симметричных двигателей система уравнений напряжений в координатах x, y определяется формулами (4-14), а уравнение электромагнитного момента в этих же осях будет

$$m = \text{Re} \{ j(1-s_k) [\bar{\Psi}_{1s} \hat{i}_{1s} + \bar{\Psi}_{2s} \hat{i}_{2s}] - j(1-s) \bar{\Psi}_{2s} \hat{i}_{2s} \}.$$

Исследование переходных режимов работы этих двигателей удобнее всего произвести в синхронно вращающихся координатных осях путем решения следующей системы дифференциальных уравнений [71]:

$$d\bar{\Psi}_{s1c}/d\tau = \bar{u}_{s1c} - s_{ks} \bar{\Psi}_{s1c} + s_{ks} k_{m2} \bar{\Psi}_{s2c} - j\bar{\Psi}_{s1c};$$

$$d\bar{\Psi}_{s2c}/d\tau = \hat{u}_{c2c} - s_{kr} \bar{\Psi}_{s2c} + s_{kr} k_{m1} \bar{\Psi}_{s1c} - j\bar{\Psi}_{s2c};$$

$$d\bar{u}_{c2c}/d\tau = \sigma_{c2} \bar{\Psi}_{s2c} - \sigma_{c2} k_{m1} \bar{\Psi}_{s1c} - j\bar{\Psi}_{s2c};$$

$$ds/d\tau = (m_b \text{ sign } \omega_r - m)/H_j;$$

$$\dot{m} = \frac{1}{x'_{s1} x'_{s2}} (\Psi_{s1y} \Psi_{s2x} - \Psi_{s1x} \Psi_{s2y}).$$

где приняты следующие обозначения: $s_{ks} = r_{s1}/x'_{s1}$; $s_{kr} = r_{s2}/x'_{s2}$; $\sigma_{C2} = x_{C2}/x'_{s2}$; $k_{m1} = x_m/x_{s1}$; $k_{m2} = x_m/x_{s2}$; $x'_{s1} = x_{s1} - x_m^2/x_{s2}$; $x'_{s2} = x_{s2} - x_m^2/x_{s1}$.

Для примера на рис. 4-24 показаны кривые m и $\omega = 1-s$ в первый момент пуска тихоходного асинхронного индукторного двигателя со следующими параметрами: $r_{s1} = 0,20$; $x_{s1} = 2,72$; $r_{s2} = 2,70$; $x_{s2} = 2,17$; $\sigma_{C2} = 0$; $H_f = 10,1$. Подробные исследования переходных режимов работы исполнительных асинхронных двигателей показывают, что электромагнитные переходные процессы в этих двигателях затухают значительно быстрее, чем в нормальных асинхронных двигателях. Это объясняется сравнительно большой величиной активного сопротивления обмоток по сравнению с их индуктивным сопротивлением. Так, например, для асинхронных индукторных двигателей мощностью 0,2—5 Вт при частоте питания 400 Гц коэффициенты затухания токов будут соответственно $\alpha_1 = 0,37 \div 0,17$ и $\alpha_2 = 3,15 \div 2,75$. При этом максимальные моменты при пуске не превосходят величины $(1,8 \div 1,2) M_n$ при включении с затухшим остаточным полем и $(5 \div 6) M_n$ при незатухшем остаточном поле.

В большинстве случаев при расчете и проектировании индукторных асинхронных двигателей достаточно определить их статические характеристики. Уравнения напряжений и момента в этом случае могут быть получены на основе вышеприведенных выражений, принимая в них производные по времени равными нулю. Однако исследование статических характеристик удобнее произвести, используя для токов и напряжений комплексную формулу записи.

Характеристики тихоходных индукторных асинхронных двигателей при регулировании скорости вращения путем изменения параметров вторичной обмотки (главным образом, емкостного сопротивления вторичного контура x_{C2}) исследованы в работах [70—73]. Но весьма перспективными являются также асимметричные и комбинированные способы управления тихоходными индукторными асинхронными двигателями для получения устойчивых низких и скользящих скоростей вращения. Основные характеристики двухфазных управляемых индукторных асинхронных двигателей могут быть рассчитаны по общеизвестным формулам [23, 24, 65, 74], в которых при наличии емкости во вторичном контуре индуктивное сопротивление x_{ry} , приведенное к обмотке управления, надо рассчитать по формуле $x_{ry} = x_{roy} + x_{rду} - x_{Cry}/s^2$, где x_{roy} — индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки; $x_{rду} = (2\lambda_0/\lambda_1)^2 - 1$ — добавочное индуктивное сопротивление рассеяния; x_{Cry} — реактивное сопротивление конденсатора, приведенное к обмотке управления.

Принимая в качестве базисных токов по обмотке управления $I_{y6} = U_c/(kx_{my})$ и возбуждения $I_{b6} = I_{y6}/k$, где $k = k_{wb}\omega_b/k_{wy}\omega_y$ — коэффициент трансформации, получим для относительных вели-

чин токов по обмотке управления i_y и возбуждения i_b выражения:

$$i_y = \sqrt{i_{ay}^2 + i_{py}^2}; \quad i_b = \sqrt{i_{ab}^2 + i_{pb}^2},$$

где активные i_a и реактивные i_p составляющие токов вычисляются по формулам:

$$i_{ay} = k_n i_{as1} - k_o i_{as2}; \quad i_{py} = k_o i_{ps2} - k_n i_{ps1}; \\ i_{ab} = k_n i_{ps1} + k_o i_{ps2}; \quad i_{pb} = k_n i_{as1} + k_o i_{as2}.$$

В этих выражениях токи симметричной машины при скольжениях s и $2-s$ рассчитываются по уравнениям:

$$i_{as1} = r_{y1} : (r_{y1}^2 + x_{y1}^2); \quad i_{as2} = r_{y2} : (r_{y2}^2 + x_{y2}^2); \\ i_{ps1} = x_{y1} : (r_{y1}^2 + x_{y1}^2); \quad i_{ps2} = x_{y2} : (r_{y2}^2 + x_{y2}^2).$$

Коэффициенты управления для токов прямой k_n и обратной k_o последовательностей вычисляются по [23, 24], в частности, при амплитудном управлении имеем $k_n = 0,5 (1 + \alpha_e)$; $k_o = 0,5 \times \times (1 - \alpha_e)$. Относительные параметры для токов прямой (индекс 1) и обратной (индекс 2) последовательностей вычисляются также по общеизвестным формулам. В частности, для токов прямой последовательности обмотки управления в долях базисного ($x_b = x_{my}$) эти сопротивления имеют выражения:

$r_{y1} = r_{sy} + r_{ry1}$; $x_{ry1} = x_{y1} + x_{ry1}$, где r_{sy} , x_{sy} — активное и индуктивное сопротивления рассеяния; r_{ry1} , x_{ry1} — эквивалентные активное и индуктивное сопротивления вторичного контура, равные:

$$r_{ry1} = \frac{x_{my}^2 r_{ry}/s}{(r_{ry}/s)^2 + (x_{my} + x_{ry} - x_{Cry}/s^2)^2}, \\ x_{ry1} = \frac{x_{my} (r_{ry}/s)^2 + x_{my} (x_{ry} - x_{Cry}/s^2) (x_{my} + x_{ry} - x_{Cry}/s^2)}{(r_{ry}/s)^2 + (x_{my} + x_{ry} - x_{Cry}/s^2)^2}.$$

Соответствующие выражения r_{y2} и x_{ry2} для токов обратной последовательности получим по приведенным формулам при подстановке вместо s величину $2-s$.

Относительная величина электромагнитного момента в долях базисного $M_6 = 2Z_r U_c^2 / (\omega_1 x_{my} k^2)$ вычисляется по формуле

$$m = k_n^2 r_{ry1} / z_{y1}^2 - k_o^2 r_{ry2} / z_{y2}^2,$$

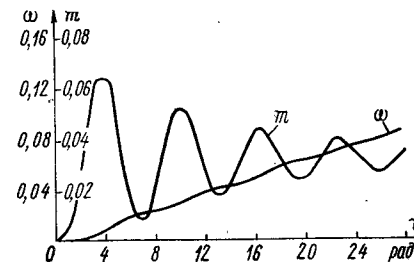


Рис. 4-24.

где $z_{y1}^2 = r_{y1}^2 + x_{y1}^2$; $z_{y2}^2 = r_{y2}^2 + x_{y2}^2$. Отметим, что по Г-образной схеме замещения для отношения параметров можно получить уравнения:

$$\frac{r_{ry1}}{z_{y1}^2} = \frac{r_{\sigma}/s}{R_{y1}^2 + X_{y1}^2}; \quad \frac{r_{ry2}}{z_{y2}^2} = \frac{r_{\sigma}/(2-s)}{R_{y2}^2 + X_{y2}^2},$$

где соответствующие параметры Г-образной схемы замещения для токов прямой последовательности будут: $r_{\sigma} = r_{ry}\sigma_y^2$; $R_{y1} = r_{sy} + r_{\sigma}/s$; $X_{y1} = r_{sy}^2 + x_{sy}(1 + x_{sy}) + x_{ry}\sigma_y^2 - x_{cry}\sigma_y^2/s^2$; $\sigma_y^2 = r_{sy}^2 + (1 + x_{sy})^2$.

Соответствующие параметры R_{y2} и X_{y2} для токов обратной последовательности получим при замене s на $2-s$.

Интересно отметить, что несколько иначе, чем в нормальных управляемых асинхронных двигателях, сформулируется здесь критерий отсутствия параметрического самохода. В индукторных управляемых асинхронных двигателях для избежания самохода необходимо выбрать емкостное сопротивление вторичной обмотки по условию

$$x_{cry} \geq \frac{1}{\sigma_y^2} \left[\frac{1}{3} X_{IIy} + \sqrt{\frac{4}{9} X_{IIy}^2 - \frac{1}{3} (r_{\sigma}^2 - r_{sy}^2)} \right],$$

где $X_{IIy} = r_{sy}^2 + x_{sy}(1 + x_{sy}) + x_{ry}\sigma_y^2$.

Для иллюстрации на рис. 4-25 и 4-26 показаны относительные характеристики для управляемого асинхронного индукторного двигателя, имеющего следующие относительные параметры: $r_{sy} = 0,09$; $x_{sy} = 0,15$; $r_{ry} = 4,25$; $x_{ry} = 10$; $x_{cry} = 15$. Составляющие токов обмотки управления (рис. 4-25) рассчитаны для сигнала $\alpha_e = 1,0$. Механические характеристики (рис. 4-26) имеют явно выраженный максимум при скольжении $s \approx 1,1$. Отметим, что в действительности участок кривых, начиная от скольжения $s = 0,4$ до $s = 0$, отсутствует вследствие момента от потерь холостого хода.

На рис. 4-27 показаны механические (рис. 4-27, а) и регулировочные (рис. 4-27, б) характеристики асинхронного индукторного управляемого двигателя при амплитудном управлении и частоте питающей сети 400 Гц. Макетный образец изготовлен в габаритах

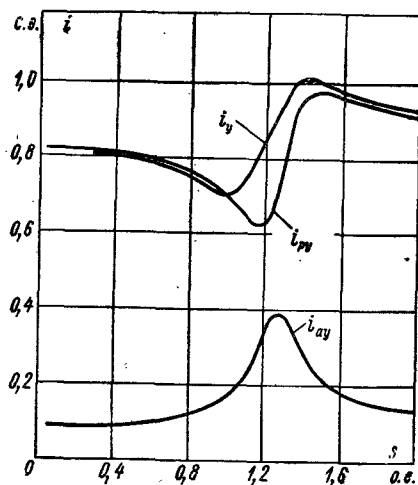


Рис. 4-25.

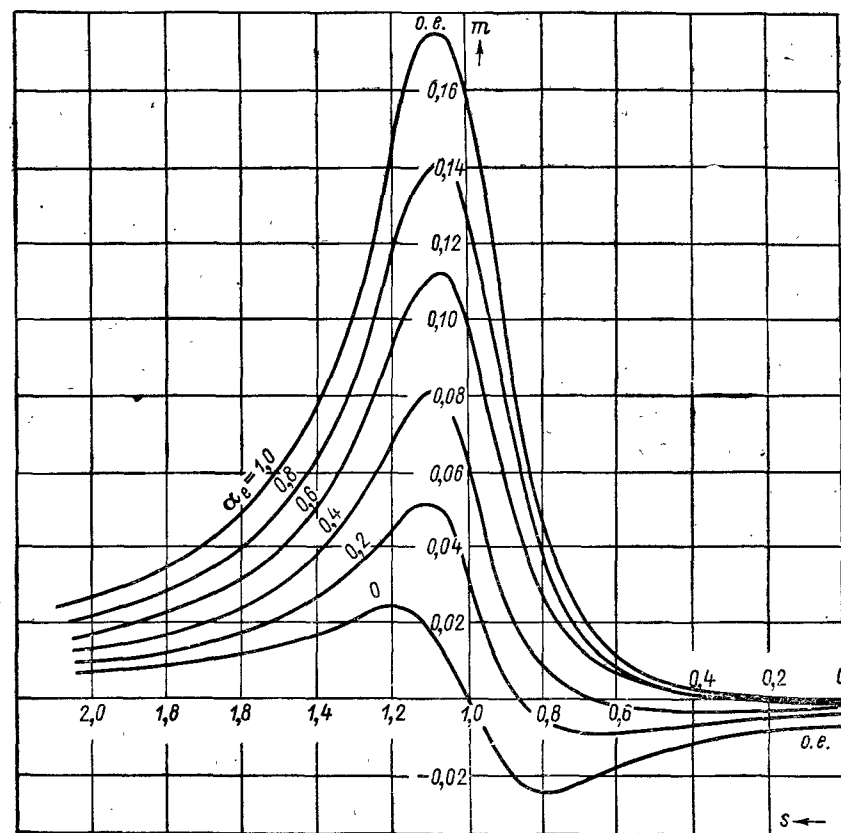


Рис. 4-26.

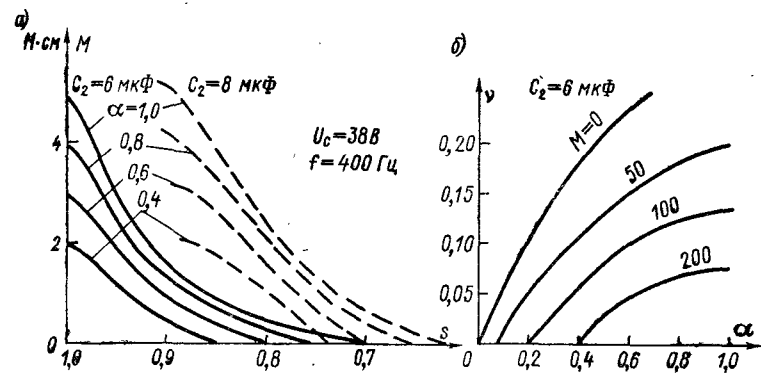


Рис. 4-27.

управляемого асинхронного двигателя типа ДКМ-16-12 и имеет следующие основные данные: $m = 2$; $U_y = U_c = 36$ В; $f = 400$ Гц; $D_{is} = 20$ мм; $l_{is} = 45$ мм; $\delta = 0,1$ мм; $p_{s1} = 4$; $p_{s2} = 2$; $Z_s = 16$; $Z_r = 6$; $I_{1H} = 0,83$ А, $P_{1H} = 8$ Вт, $P_{2H} = 0,95$ Вт, $s_H = 0,9$.

Механические характеристики даны для двух значений емкости и показывают возможность комбинированного способа регулирования.

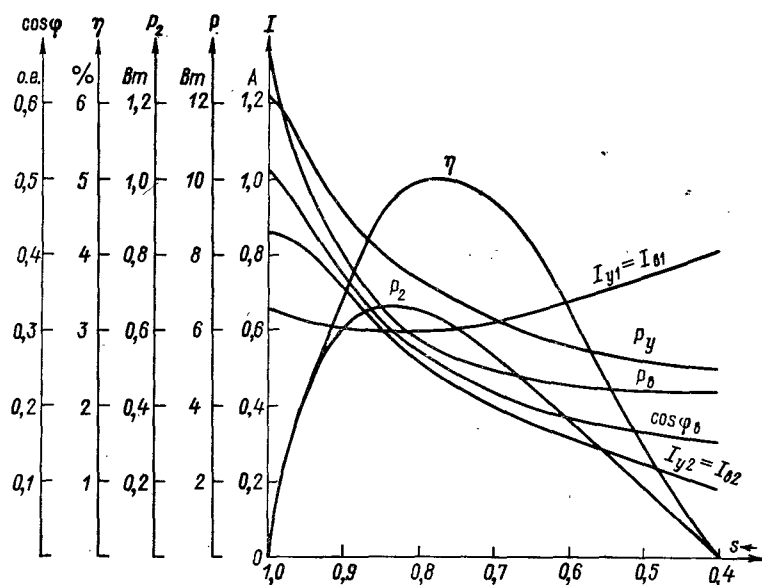


Рис. 4-28.

ния скорости вращения. На рис. 4-28 для этого же двигателя показаны рабочие характеристики при сигнале $\alpha_e = 1,0$ и $C_2 = 6$ мкФ.

4-9. Графо-аналитический метод расчета характеристик тихоходных безредукторных двигателей

Графо-аналитические методы расчета характеристик значительно уменьшают объем вычислительных работ и при достаточной скорости расчета обеспечивают вполне удовлетворительную точность. Они не потеряли своего практического значения и при использовании вычислительной техники. Основаны эти методы на построении геометрических мест тока, которые при изменении основной переменной (скольжения s для асинхронных машин и угла θ для синхронных машин) и постоянстве активных и индуктивных сопротивлений обмоток представляют собой на комплексной плоскости круговые диаграммы.

Геометрические места токов для всех типов тихоходных безредукторных двигателей, которые не имеют дополнительных вторичных контуров, строятся общеизвестными способами [23, 24, 40, 41, 43, 45, 57, 58, 59]. Ниже для примера приводим геометрические места токов, используемых для исследования характеристик в симметричных установившихся режимах работы для ряда характерных типов асинхронных и синхронных тихоходных двигателей.

Асинхронные тихоходные двигатели. В симметричном установившемся режиме работы процессы во всех фазах протекают одинаково, поэтому достаточно рассматривать только одну фазу. Пре-

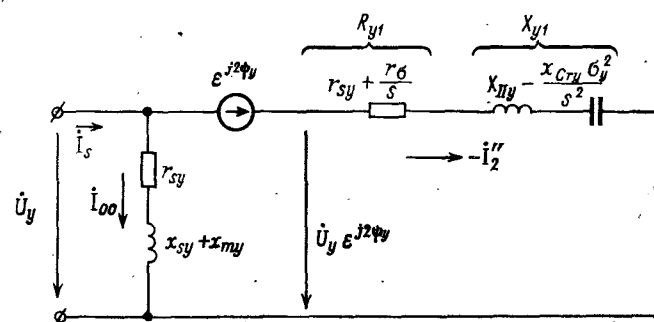


Рис. 4-29.

образованная Г-образная схема замещения с конденсатором во вторичном контуре показана на рис. 4-29. Согласно этой схеме замещения ток первичной обмотки

$$I_s = I_{00} + (-I_2''), \quad (4-61)$$

где отдельные составляющие тока имеют выражения:

$$I_{00} = \frac{\dot{U}_y}{[r_{sy} + j(1 + x_{sy})]x_{my}}; \quad -I_2'' = \frac{\dot{U}_y e^{j2\psi_y}}{(R_{y1} + jX_{y1})x_{my}}.$$

В этих формулах относительные параметры (в долях x_{my}) вычисляются по ранее приведенным выражениям. Геометрическим местом полного сопротивления Z_{y1} вторичного контура Г-образной схемы замещения является парабола, а геометрическим местом тока $-I_2''$ согласно [45] соответственно лемиска. При $X_{ny} \gg x_{cry}\sigma_y^2$ геометрическое место сопротивления Z_{y1} приближается к прямой, а соответственно геометрическое место вторичного тока — к окружности.

На рис. 4-30 показано геометрическое место тока $-I_2''$ для индукторного асинхронного двигателя, имеющего следующие относительные параметры: $r_{sy} = 0,14$; $x_{sy} = 0,21$; $r_{ry} = 2,06$; $x_{ry} = 9,40$; $x_{cry} = 9,40$. На этом же рисунке штриховой линией по-

казана окружность, которая может быть построена в виде аппроксимирующей кривой для действительного геометрического места тока. Эта окружность тока может быть построена на основе пара-

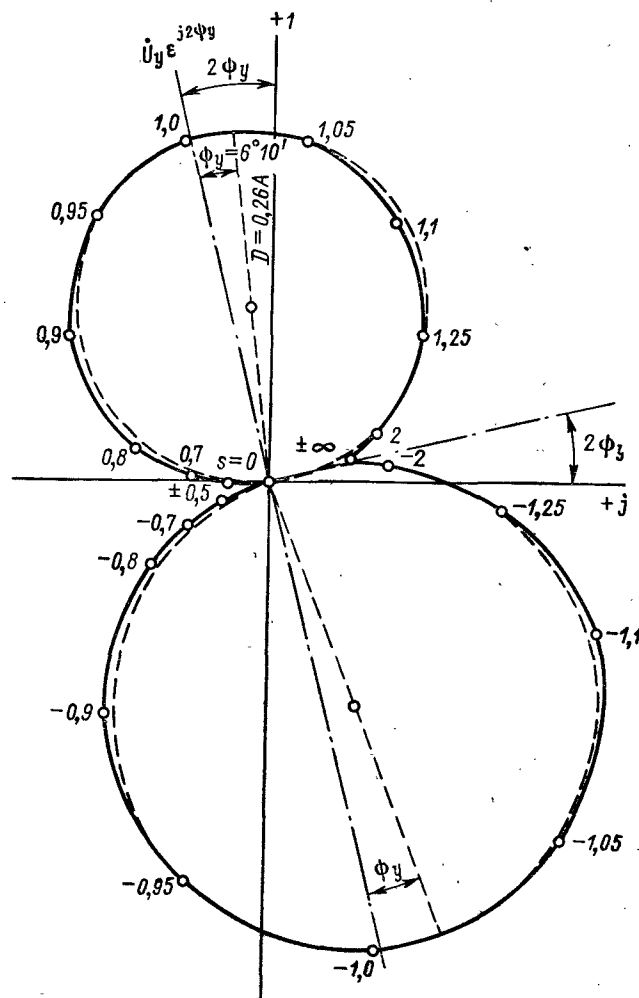


Рис. 4-30.

метров, рассчитанных при скольжении $s = \pm 1$. Диаметр окружности вычисляется по формуле

$$D = U_y x_{my}^{-1} (R_{y1}^2 + X_{y1}^2)^{-1/2}.$$

Центр окружности находится на прямой, сдвинутой от линии, соединяющей начало координат ($s = 0$) с точкой $s = \pm 1$, на угол ψ_y . Для рассматриваемого случая $D = 0,26$ А, $\psi_y = 6^\circ 10'$.

При отсутствии емкостного сопротивления во вторичном контуре круговая диаграмма индукторного асинхронного двигателя строится аналогично нормальным асинхронным машинам [45].

Синхронные тихоходные двигатели. После исключения токов роторных контуров из системы уравнений (4-33) получим путем преобразований для комплексного значения тока статора синхронного тихоходного явнополюсного двигателя формулу

$$I_s = \frac{U_s}{\Delta_k} (r_k - jx_{Sk} + jx_{Dk} e^{-i2\theta}) - I_k e^{-j\theta}, \quad (4-62)$$

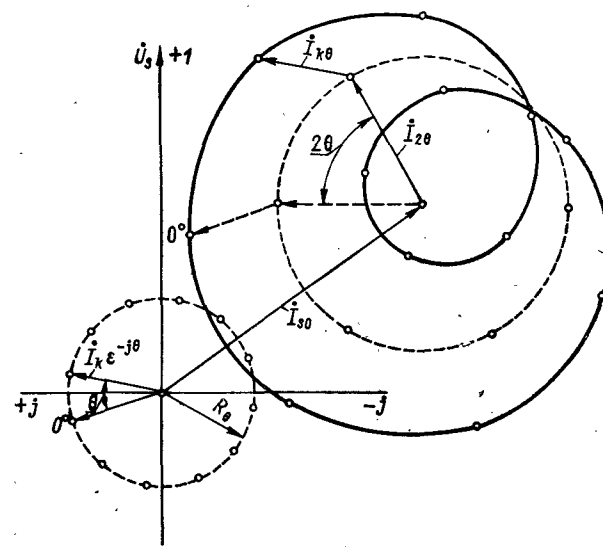


Рис. 4-31.

где $\Delta_k = r_k^2 + x_{dk}x_{qk}$; $x_{Sk} = 0,5 (x_{dk} + x_{qk})$; $x_{Dk} = 0,5 (x_{dk} - x_{qk})$, а ток I_k имеет выражение

$$I_k = \frac{E_0}{\Delta_k} \{ (1 - b_r) r_k - a_r x_{dk} - j [a_r r_k + (1 - b_r) x_{qk}] \}.$$

Первая составляющая (4-62) представляет собой ток невозбужденной синхронной явнополюсной машины. Ток I_k является током короткого замыкания возбужденной синхронной машины. Выражение (4-62) для тока статора синхронного тихоходного двигателя с беличьей клеткой на роторе имеет общеизвестный вид. Поэтому для построения геометрических мест токов для различных типов синхронных тихоходных двигателей применимы ранее известные методы.

В общем случае возбужденного явнополюсного синхронного тихоходного двигателя геометрическое место тока I_s (рис. 4-31)

может быть построено путем геометрического сложения трех векторов тока:

$$\dot{I}_s = \dot{I}_{s0} + \dot{I}_{20} + \dot{I}_{k0}, \quad (4-63)$$

где отдельные составляющие даются формулами:

$$\dot{I}_{s0} = U_s (r_k - jx_{sk}) / \Delta_k.$$

$$\dot{I}_{20} = jU_s x_{Dk} e^{-j20} / \Delta_k;$$

$$\dot{I}_{k0} = \dot{I}_k e^{-j0}.$$

Выражение для тока статора синхронного тихоходного неявнополюсного двигателя с беличьей клеткой на роторе может быть получено на основе (4-62), подставляя $x_{dk} = x_{qk} = x_{ck} = x_{cs} - x_{a^2 x_{cr}} / (R^2 + x_{cr}^2)$. Геометрическим местом тока статора в этом случае является круг (рис. 4-31). Вектор центра C круга тока имеет величину

$$\dot{I}_{s0} = U_s (r_k - jx_{ck}) / \Delta_c,$$

где $\Delta_c = r_k^2 + x_{ck}^2$ и составляет с осью абсцисс угол $\rho = \text{arctg} (r_k / x_{ck})$.

Радиус круга тока R_0 вычисляется по формуле:

$$R_0 = E_0 [(1 - b_r) r_k - a_r x_{ck}]^2 + [a_r r_k + (1 - b_r) x_{ck}]^2 / \Delta_c.$$

Круговая диаграмма тока субсинхронного реактивного двигателя может быть построена по уравнению

$$\dot{I}_s = U_s (r_k - jx_{sk} + jx_{Dk} e^{-j20}) = \dot{I}_{s0} + \dot{I}_{20}. \quad (4-64)$$

Соответствующие построения по составляющим тока \dot{I}_{s0} и \dot{I}_{20} показаны на рис. 4-31. Для практических расчетов ток \dot{I}_s можно представить в виде суммы тока идеального холостого хода \dot{I}_{00} и нагрузочного тока $-\dot{I}_{0k}$, т. е. $\dot{I}_s = \dot{I}_{00} + (-\dot{I}_{0k})$, где

$$\dot{I}_{00} = \frac{U_s}{r_k + jx_{dk}}; \quad -\dot{I}_{0k} = \frac{U_s e^{j\psi_k}}{R_{0k} + jX_{0k}}. \quad (4-65)$$

В этих уравнениях

$$R_{0k} = r_k + x_{0k} \sigma_k^2 \text{ctg} \theta_k; \quad X_{0k} = x_{0k} \sigma_k^2 + r_k^2 / x_{dk};$$

$$x_{0k} = x_{dk} x_{qk} / (x_{dk} - x_{qk});$$

$$\sigma_k^2 = 1 + (r_k / x_{dk})^2;$$

$$\psi_k = \text{arctg} (r_k / x_{dk}).$$

Уравнениям тока (4-65) соответствует круговая диаграмма, которая строится аналогично круговой диаграмме асинхронной машины. Диаметр вторичного круга тока определяется по формуле $D_k = U_s / X_{0k}$.

4-10. Основные явления, обусловленные высшими гармониками магнитного поля в воздушном зазоре

Из анализа магнитного поля в воздушном зазоре тихоходных безредукторных двигателей следует, что, кроме основных взаимодействующих гармоник, оно содержит большое количество высших гармоник. Многие из последних могут иметь значительную величину и оказать соответствующее влияние на параметры и характеристики этих двигателей.

Гармоники магнитного поля, которые участвуют в создании основного электромагнитного момента, учитываются нами при определении главных индуктивных параметров обмоток. Следовательно, эти гармоники учитываются также при определении основной э. д. с., индуцированной в обмотках статора и ротора. Остальные гармоники магнитного поля, которые не участвуют в создании основного электромагнитного момента, но индуцируют в возбужденной обмотке статора э. д. с. основной частоты, учитываются нами, так же как и в электрических машинах нормальных типов, в виде индуктивностей и индуктивных сопротивлений дифференциального рассеяния.

Все оставшиеся гармоники магнитного поля индуцируют в обмотках статора э. д. с. самых различных частот. Под действием этих э. д. с. возникают дополнительные токи, которые в общем случае не взаимодействуют с основным током обмотки статора и протекают по замкнутому контуру обмотки статора — сеть. При протекании по обмотке статора эти дополнительные токи обуславливают здесь добавочные потери, которые вызывают дополнительный нагрев обмотки статора.

Наибольшие по величине добавочные потери имеют место в короткозамкнутой обмотке типа беличьей клетки, которая одинаково реагирует на все гармоники магнитного поля в воздушном зазоре. В случае одной возбужденной обмотки на статоре величина добавочных потерь в короткозамкнутой обмотке ротора может быть рассчитана по формулам, приведенным в [17, 23, 24, 45, 59]. При одновременном возбуждении нескольких обмоток на статоре суммарные добавочные потери в беличьей клетке могут быть найдены путем сложения добавочных потерь от гармоник каждой обмотки статора. В общую сумму потерь в беличьей клетке входят и потери от основных гармоник поля обмоток, которые вследствие большого скольжения ротора s_p имеют значительную величину. Это делает применение короткозамкнутой обмотки типа беличьей клетки в качестве пусковой для синхронных тихоходных безредукторных двигателей малоэффективной.

Высшие гармоники магнитного поля в воздушном зазоре вызывают также добавочные потери в стали. При двусторонней зубчатости наибольшую величину имеют пульсационные потери в зубцах статора и ротора. Вследствие того что ток в обмотке статора сравнительно мало изменяется при переходе от режима холостого хода

к полной нагрузке, величину этих добавочных потерь можно определить в режиме холостого хода или для упрощения расчетов ряда величин при $\theta = 0$.

Добавочные потери в обмотках, обусловленные токами различных частот, не могут быть компенсированы со стороны активной мощности, поступающей из сети. Они покрываются за счет механической мощности на валу, обуславливая тем самым возникновение дополнительных асинхронных моментов. С точки зрения взаимодействия гармоник асинхронные дополнительные моменты вызываются гармониками магнитного поля одного порядка, которые при всех скоростях вращения ротора движутся совместно.

Гармоники магнитного поля, которые имеют одинаковый порядок и не вызваны друг другом, при определенной скорости вращения могут вступать во взаимодействие и обуславливать дополнительный синхронный момент. Нетрудно показать, что при этой скорости вращения ротора эти взаимодействующие гармоники индуцируют в обмотках статора э. д. с. основной частоты. Поэтому необходимая энергия для поддержания этого синхронного дополнительного момента поступает из сети. Дополнительные синхронные моменты, которые возникают при неподвижном роторе, зависят от углового положения ротора и обуславливают «прилипание» ротора, что затрудняет пуск таких двигателей. Кроме того, в моментных двигателях и исполнительных двигателях для позиционных следящих систем появление таких моментов вредно сказывается на точности работы этих двигателей. Поэтому такие моменты должны быть сведены к минимуму различными техническими средствами.

Для уменьшения вредного действия гармоник магнитного поля применимы все общеизвестные средства, как-то: выполнение обмоток с малым содержанием гармоник н. с., выбор оптимальной величины открытия пазов статора и ротора, при которой основная полезная гармоника имеет наибольшую величину, а высшие гармоники сводятся к минимуму, выполнение рационального скоса пазов статора и ротора и сдвиг зубцов статора или ротора при двух- и пакетных конструкциях. В отличие от электрических машин нормальных типов выполнение нужного скоса пазов требует здесь очень высокой точности, так как при неправильном скосе пазов одновременно с высшими гармониками проводимости уменьшается и основная гармоника. Поэтому общеизвестные рекомендации по выбору скоса пазов здесь не применимы. В каждом конкретном случае необходимо подбирать соответствующий скос пазов.

4-11. Добавочные потери в обмотках статора

Физическая причина возникновения добавочных потерь в обмотках была изложена в предыдущем параграфе. Токи различных частот в первичной и вторичной обмотках возникают от роторных и интерференционных гармоник индукции, которые не участвуют в основном электромагнитном процессе.

Рассмотрим методику расчета добавочных потерь в обмотках на примере субсинхронного реактивного двигателя при синхронном вращении ротора. Определим добавочные потери, вызванные зубцовыми гармониками ротора $v'_{3r} = kZ_r \pm v'$ при $k \geq 1$. Созданный гармоникой поток индуцирует в обмотке статора э. д. с., которая в комплексной форме записи может быть представлена в виде:

$$\dot{E}'_{v'_{3r}} = -jx_{mv_r'} (1 \mp 2k) \dot{I}'_{sv_k},$$

где

$$x_{mv_r'} = \frac{4}{\pi} m_s f_1 \frac{\mu_0 \tau_1 l_{i\delta}}{p \delta_0} \lambda_0 \left(\frac{k w'_{3r}}{v'_{3r}} \right)^2;$$

$$\dot{I}'_{sv_k} = \dot{I}_s \frac{v'_{3r} k w_{v'}}{v' k w'_{3r}} \frac{\lambda_{rk}}{2\lambda_{0r}}.$$

Под действием этой э. д. с. в замкнутом контуре обмотки статора возникает ток $\dot{I}'_{rv'}$. Обусловленная им н. с. $\dot{F}_{rv'}$ в свою очередь создает магнитное поле реакций, среди которых имеется и гармоническая, которая оказывает реакцию на рассматриваемые зубцовые гармонические. Поэтому результирующая э. д. с., обусловленная этими полями одного порядка, вычисляется по формуле

$$\dot{E}'_{pv'_{3r}} = -jx_{mv_r'} (1 \mp 2k) (\dot{I}'_{sv_k} + \dot{I}'_{rv'}).$$

Уравнение напряжений для короткозамкнутого контура с током $\dot{I}'_{rv'}$ запишется в виде:

$$0 = \dot{I}'_{rv'} [r_s + jx_{\sigma v_r'} (1 \mp 2k)] + jx_{mv_r'} (1 \mp 2k) (\dot{I}'_{sv_k} + \dot{I}'_{rv'}),$$

откуда находим ток

$$\dot{I}'_{rv'} = -j \frac{\frac{v'_{3r} k w_{v'}}{v' k w'_{3r}} \frac{\lambda_{rk}}{2\lambda_{0r}}}{\frac{r_{sv'}}{1 \mp 2k} + j \left(1 + \frac{x_{\sigma v_r'}}{x_{mv_r'}} \right)} \dot{I}_s. \quad (4-66)$$

Здесь относительные параметры для v'_{3r} -й гармоники имеют величину $r_{sv'} = r_s / x_{mv_r'}$; $x_{\sigma v_r'} = x_{\sigma v_r'} / x_{mv_r'}$.

Этот ток (4-66) при протекании по обмотке статора обуславливает добавочные потери, величина которых вычисляется по формуле

$$p_{mv_r'} = m_s \dot{I}_{rv'}^2 r_s = k_{dv_r'} p_{ms}. \quad (4-67)$$

Здесь $p_{ms} = m_s I_s^2 r_s$ представляет величину основных потерь в обмотке статора. Поделив (4-67) на величину основных потерь p_{ms} , получим для коэффициента добавочных потерь v_{3r} -й гармоники выражение

$$k_{dv_r} = \frac{\left(\frac{v_{3r} k_{wv_r}}{v' k_{wv_r}} \frac{\lambda_{rk}}{2\lambda_{0r}} \right)^2}{\left(\frac{r_{sv_r}}{1 + 2k} \right)^2 + (1 + x_{sv_r})^2}$$

Результирующий коэффициент добавочных потерь от всех зубцов гармонических будет

$$k_{dr} = \sum_{v'} \sum_k k_{dv_r}$$

Тогда величину добавочных потерь от зубцовых гармоник можно определить по формуле

$$p_{dr} = k_{dr} p_{ms}$$

Путем аналогичных рассуждений можно получить коэффициент добавочных потерь и от интерференционных гармоник

$$k_{di} = \sum_{v'} \sum_k \sum_n k_{dv'kn}$$

Соответствующие добавочные потери от интерференционных гармонических имеют величину

$$p_{di} = k_{di} p_{ms}$$

Суммарные добавочные потери в обмотке статора имеют величину

$$p_{ds} = p_{dr} + p_{di}$$

Весьма значительную величину могут иметь добавочные потери, обусловленные третьей и кратными трем гармониками магнитного поля при соединении трехфазных обмоток в треугольник. Коэффициент добавочных потерь для третьей гармоники поля будет

$$k_{d3} = \frac{[\lambda_1 / (2\lambda_0) k_{w3} / k_{w1}]^2}{r_s^2 + [3x_{os} + 1/3 (k_{w3} / k_{w1})^2]^2}$$

Для исключения этих потерь обмотки статора соединяются в звезду.

4-12. Электромагнитные моменты, обусловленные гармониками магнитного поля

Для определения работы тихоходных безредукторных двигателей в системе точных исполнительных механизмов необходимо знать не только основные электромагнитные моменты, но и дополнитель-

ные моменты, обусловленные гармониками магнитного поля в воздушном зазоре. Отдельные составляющие электромагнитного момента могут быть вычислены по выражению

$$M = \frac{D_{is}}{4} \frac{d}{d\gamma_m} \int_0^{2\pi} B F d\alpha_m dz = \lambda_{s0} \frac{D_{is}}{4} \frac{d}{d\gamma_m} \int_0^{2\pi} \lambda F^2 d\alpha_m dz. \quad (4-68)$$

В этом выражении под B и F подразумеваются результирующие величины индукции и н. с., созданные всеми системами обмоток, с учетом униполярной н. с. и н. с. от наведенных токов. Используя для анализа (4-68) метод гармонических проводимостей, где B , F и λ представляются в виде рядов Фурье, выражение под интегралом будет содержать ряды косинусов. В образовании моментов участвуют лишь те подынтегральные члены, для которых составляющие, содержащие аргумент α_m , будут в сумме равными нулю. Косинусные члены, содержащие аргумент α_m , дадут при интегрировании по α_m от 0 до 2π нуль. Следовательно, общее условие для определения порядков гармоник н. с. и проводимостей, а также Z_s и Z_r , при которых возникают дополнительные электромагнитные моменты, можно получить, приравнявая к нулю стоящие перед аргументом α_m выражения.

Некоторые типы тихоходных безредукторных двигателей при определенном выборе p , Z_s и Z_r обладают также эффектом явнополюсности магнитной системы, т. е. появляется неодинаковая магнитная проводимость воздушного зазора по двум взаимно перпендикулярным осям обмоток. Вследствие магнитной асимметрии возникают поля обратного вращения, которые наводят обратно в обмотках статора э. д. с. и токи обратной последовательности. Последние имеют в общем случае отличающуюся от частоты питающей сети частоту и, кроме того, фазу, зависящую от угла смещения ротора. Последнее хорошо видно по выражениям вторичного тока I_{2u} и н. с. (2-16) субсинхронного реактивного двигателя, у которого при $Z_r = Z_s \pm 2p$ наблюдается эффект явнополюсности. Наиболее сильный эффект явнополюсности возникает при условии, $kZ_r = nZ_s \pm 2p$, а слабый — при условии $kZ_r = nZ_s \pm p_{s1}$ или $kZ_r = nZ_s \pm p_{s2}$.

Вызванные током обратной последовательности поля являются причиной возникновения ряда дополнительных синхронных и асинхронных моментов как при вращении ротора с различными скоростями, так и при неподвижном роторе. В последнем случае возникают так называемые моменты «залипания», которые обуславливают зависимость пускового момента от углового положения ротора.

Рассмотрим общий ход составления исходных выражений B и F для определения моментов, обусловленных гармониками магнитного поля в воздушном зазоре, на примере тихоходного индукторного двигателя двойного питания. При определении составляющих н. с. и индукций исходим из уравнения токов (4-29). Согласно (4-29) ток первичной I_{s1} и вторичной I_{s2} обмоток состоит из двух состав-

ляющих. Одна из них вызвана напряжением данной обмотки, а вторая — напряжением другой («чужой») обмотки. При этом одна составляющая тока каждой обмотки зависит от первоначального угла сдвига ротора от угла нагрузки. С физической точки зрения появление этих токов, вызванных напряжением «чужой» обмотки и соответствующих н. с., можно объяснить следующим образом. Эквивалентная основная гармоника поля взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками

$$B_{sr1} = \lambda_{s0} \lambda_0 \left(\frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \right) F_{m1} \xi_{u1} k_{ck1} \cos [\omega_2 t - p_{s2} \alpha_m - Z_r \gamma_{r0}]$$

индуцирует во вторичной обмотке э. д. с., под действием которой возникает ток I_{21} , который отстает по фазе от первичного тока на угол $\gamma_{2s} = \pi - \rho_{2s}$ и, кроме того, зависит от угла $Z_r \gamma_{r0}$. Этот ток обуславливает составляющую н. с. вторичной обмотки

$$F_{21} = - \sum_{\mu_2} F_{m21\mu_2} \cos [\omega_2 t - \mu_2 p_{s2} \alpha_m - Z_r \gamma_{r0} + \rho_{2s}].$$

Аналогично эквивалентная гармоника поля взаимной индукции между вторичной и первичной обмотками

$$B_{sr2} = \lambda_{s0} \lambda_0 \left(\frac{\lambda_1}{2\lambda_0} \right) F_{m2} \xi_{u2} k_{ck2} \cos [\omega_1 t - p_{s1} \alpha_m + Z_r \gamma_{r0}]$$

наводит в первичной обмотке составляющую тока I_{12} , который образует с исходным током I_{11} первичной обмотки угол $\gamma_{1s} = \pi - \rho_{1s}$. Созданную им н. с. можно представить в виде:

$$F_{12} = - \sum_{\mu_1} F_{m12\mu_1} \cos [\omega_1 t - \mu_1 p_{s1} \alpha_m + Z_r \gamma_{r0} + \rho_{1s}].$$

При наличии эффекта явнополюсности, который при $Z_r = Z_s \pm p_{s1}$ возникает со стороны первичной обмотки, к н. с. от основных составляющих токов надо добавить н. с. F_{as1} , обусловленную током I_{as1} обратной последовательности первичной обмотки

$$F_{as1} = - \sum_{\mu_a} F_{ma\mu_a} \cos [(\omega_1 - \omega_r) t + \mu_a p_{s1} \alpha_m - 2Z_r \gamma_{r0} + \rho_{as1}],$$

где угол $\rho_{as1} = \pi - \gamma_{as1}$ зависит от сдвига тока I_{as1} по отношению I_{11} .

Следовательно, в образовании электромагнитного момента участвуют гармоники н. с. F_{11} , F_{12} , F_{22} , F_{21} и F_{as1} . При взаимодействии созданных ими полей B_{11} , B_{12} , B_{22} , B_{21} и B_{as1} возникают, кроме основных асинхронных и синхронных моментов, еще целый ряд дополнительных моментов, которые могут быть найдены по (4-68) после подстановки туда соответствующих значений н. с. $F = F_{11} + F_{12} + F_{22} + F_{21} + F_{as1}$ и индукции $B = B_{11} + B_{12} + B_{22} + B_{21} + B_{as1}$.

Для примера рассмотрим ниже некоторые составляющие дополнительных моментов в частном случае субсинхронного реактивного

двигателя. Наибольшие по величине синхронные моменты возникают здесь при скоростях вращения ротора $\Omega_{rk} = 2\omega_1/(kZ_r)$. Дополнительные синхронные моменты возникают при асинхронном вращении ротора и могут вызвать застревание ротора при нижесинхронной скорости вращения. В создании дополнительных моментов могут участвовать многие гармоники магнитного поля. Однако наибольшее влияние оказывают гармоники, которые вызваны основной гармоникой н. с., особенно зубцовые гармоники индукции статора и ротора порядка $v'_{ss} = nZ_s \pm p$ и $v'_{sr} = kZ_r \pm p$ при $n = k > 1$, а также интерференционные гармоники поля порядка $v'_u = p$.

При $Z_r = Z_s + 2p$ интерференционная гармоника поля порядка $v'_u = -p$ возникает вследствие воздействия гармоники н. с. порядка $v' = p$ на гармоники проводимости зазора порядка k и $n = k + (k-1)/(mq) = \text{ц. ч.}$ Дополнительный синхронный момент возникает тогда при скорости вращения ротора $\Omega_{rk} = 2\omega_1/(kZ_r)$.

При $Z_r = Z_s - 2p$ возникает интерференционная гармоника порядка $v'_u = p$ от воздействия гармоники н. с. $v' = p$ на гармоники проводимости порядка k и $n = k - (1-k)/(mq) = \text{ц. ч.}$ Синхронный дополнительный момент возникает в этом случае при скорости вращения ротора $\Omega_{rk} = -2\omega_1/(kZ_r)$.

При синхронной скорости Ω_{rk} вращения ротора все вышеназванные гармоники поля при совместном действии образуют дополнительный момент при этой скорости, основные составляющие которого

$$M_{ck} = \frac{\pi D_{is} l_{is}}{2} \frac{\delta_0}{\mu_0 \lambda_0} k Z_r \xi_1 \frac{\lambda_{sn} \lambda_{rk}}{4\lambda_0} k_{ckk} \times \\ \times \{ [B_{01}^2 \sin k Z_r \gamma_{m0} - B_{02k}^2 \sin (k Z_r \gamma_{m0} - 2\gamma_2)] + 2B_{01} B_{02k} \sin \gamma_2 \}, \quad (4-69)$$

где B_{01} и B_{02k} — составляющие индукции эквивалентного равномерного зазора, вызванные н. с. F_{m1} и F_{m2k} ; γ_2 — угол сдвига между токами I_1 и I_{2k} . Ток I_{2k} , обуславливающий н. с. F_{m2k} , возникает под действием э. д. с., которая наводится интерференционной гармоникой поля

$$B_{uk} = B_{01} \frac{\lambda_{sn} \lambda_{rk}}{4\lambda_0} k_{ckk} \cos [(\omega_1 \pm k\omega_r) t + p\alpha_m \pm kZ_r \gamma_{r0} \pm nZ_s \epsilon_{s1}].$$

Первые члены (4-69) в квадратных скобках дают синхронный дополнительный момент, а последний член — величину дополнительного асинхронного момента. Отношение амплитудных значений дополнительного и основного синхронных моментов может быть вычислено по формуле

$$\frac{M_{ck, m}}{M_{cm}} = k \frac{\lambda_{sn} \lambda_{rk}}{\lambda_{s1} \lambda_{r1}} \frac{k_{ckk}}{k_{ck1}} \frac{D_k}{D_1 \xi_{u1}},$$

где $D_k = \sqrt{1 + (I_{2k}/I_1)^4 + 2(I_{2k}/I_1)^2 \cos 2\gamma_2}$; $D_1 = D_k$ при $k = 1$.

Для субсинхронного реактивного двигателя при $m = 3$; $p = 4$; $Z_s = 24$ и $Z_r = 16$ вышеприведенные условия для возникновения дополнительных синхронных моментов выполняются для гармоник проводимостей порядка $k = 4$ и $n = 3$. Соответствующий дополнительный синхронный момент возникает при угловой скорости вращения ротора $\Omega_{r4} = -9,8$ рад/с. На рис. 4-32 для вышеуказанного двигателя показана положительная часть асинхронного

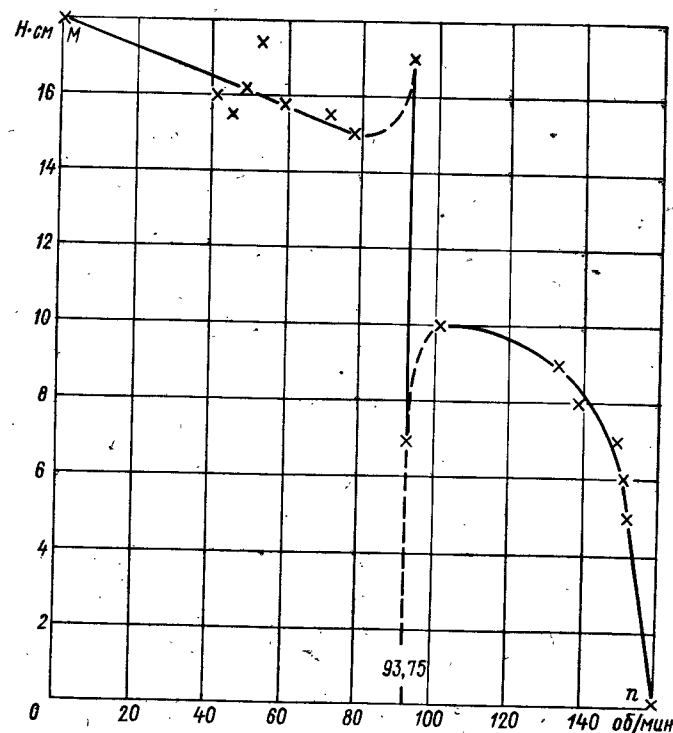


Рис. 4-32.

момента с провалом момента при скорости вращения ротора $n_{r4} = 93,75$ об/мин. Амплитудное значение этого дополнительного синхронного момента составляет $M_{c4} = 5,05$ Н·см при максимальном значении момента при синхронной скорости вращения ротора $n_c = 187,5$ об/мин равным $M_{cm} = 44$ Н·см.

Кроме дополнительных синхронных моментов, при вращении ротора возникают и дополнительные синхронные моменты при неподвижном роторе, которые обуславливают застревание ротора при пуске. Величина этих дополнительных моментов зависит от углового положения ротора. Расчетное выражение для момента залипания можно получить по (4-68) после подстановки туда выше-

перечисленных составляющих н. с. и индукций, принимая при этом $\omega_r = 0$.

Наиболее вредными эти переменные моменты при неподвижном роторе являются для асинхронных и моментных двигателей, где они приводят к зависимости момента от углового положения ротора.

На рис. 4-33 показана зависимость пускового момента от положения ротора для двухфазного тихоходного индукторного асинхронного двигателя при $p_{s1} = 6$; $p_{s2} = 3$; $Z_s = 24$; $Z_r = 21$. Основная периодичность пульсации пускового момента равна зубцовому делению ротора. Отношение максимального и минимального пускового моментов для этого двигателя составляет около 25%. В рассматриваемом случае $Z_r = Z_s$ — p_{s2} , и поэтому эффект явно-

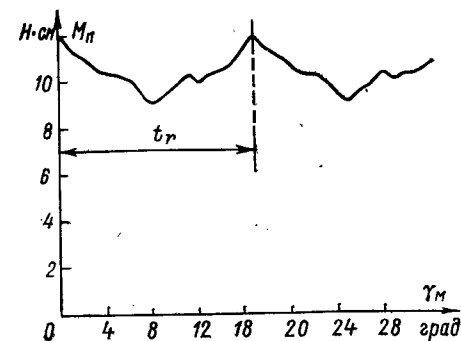


Рис. 4-33.

полюсности возникает со стороны вторичной обмотки статора. Для устранения колебания пускового момента рекомендуется выбрать значения Z_r , исключающие эффект явнополюсности, выполнить скос пазов, а также использовать двустаторные конструкции со взаимным сдвигом статоров на одно зубцовое деление ротора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адаменко А. И. Методы исследования несимметричных асинхронных машин. Киев, «Наукова Думка», 1969. 356 с. с ил.
2. Айнварг А. С. Магнитное поле в воздушном зазоре интерференционной индукторной машины. — В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 9. Рига, «Зинатне», 1970, с. 133—200 с ил.
3. Алексеева М. М. Машинные генераторы повышенной частоты. Л., «Энергия», 1967. 343 с. с ил.
4. Аписит В. В. Постоянная составляющая магнитного потока в индукторных машинах. — В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 1. Рига, «Зинатне», 1961, с. 159—172 с ил.
5. Альпер Н. Я., Терзян А. А. Индукторные генераторы. М., «Энергия», 1970. 192 с. с ил.
6. Бертинов А. И., Варлей В. В. Электрические машины с катящимся ротором. М., «Энергия», 1969. 200 с. с ил.
7. Борисов А. П., Каасик П. Ю., Кученков Е. Д., Микиртичев А. А. Анализ характеристик тихоходных исполнительных асинхронных двигателей. — В кн.: Электрические микромашины. Л., «Наука», 1972, с. 66—75 с ил.
8. Брандина Е. П., Каасик П. Ю. Сравнение методов расчета магнитной проводимости воздушного зазора при двусторонней зубчатости. — В кн.: «Электромашинные элементы для автоматических систем». Л., Изд-во Ленинградского Государственного университета, 1973, с. 15—22 с ил.

9. Важнов А. И. Основы теории переходных процессов синхронной машины. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960. 312 с. с ил.
10. Важнов А. И., Суханов В. В. Гармоники магнитного поля в зазоре электрической машины, обусловленные односторонней зубчатостью — «Известия АН СССР. Энергетика и транспорт», 1971, № 6, с. 160—163 с ил.
11. Вольдек А. И. Дифференциальное рассеяние обмотки статора явнополюсной синхронной машины. — «Электричество», 1953, № 7, с. 46—51 с ил.
12. Вольдек А. И. Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин. — «Труды Ленинградского политехнического института, № 3. Электромашиностроение». М.—Л., Машгиз, 1953, с. 60—80 с ил.
13. Вольдек А. И. Схемы замещения индуктивно связанных цепей и их параметры. — «Труды Таллинского политехнического института, серия А, № 40. Таллин, Эстонское государственное издательство, 1952. 36 с. с ил.
14. Вольдек А. И., Солдатеикова Н. А. К расчету магнитного поля в воздушном зазоре электрических машин с помощью метода гармонических проводимостей. — «Труды Ленинградского политехнического института, № 301. Электромашиностроение». Л., «Энергия», 1969, с. 40—44 с ил.
15. Вырк Р. Х., Каасик П. Ю., Шакиров М. А. Характеристики многополюсных бесконтактных асинхронных и синхронных двигателей малой мощности с дробными обмотками. — В кн.: Бесконтактные электрические машины. Часть 2. Асинхронные машины (по материалам II Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам). М., Отделение ВНИИЭМ по научно-технической информации, стандартизации и нормализации в электротехнике, 1966, с. 126—136.
16. Вырк Р. Х., Каасик П. Ю., Пухов А. А., Шакиров М. А. Способы создания тихоходных безредукторных микродвигателей. — В кн.: Электрические машины и электропривод малой мощности. М., «Наука», 1966, с. 53—63 с ил.
17. Геллер Б., Гамата В. Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. М.—Л., «Энергия», 1964. 263 с. с ил.
18. Домбур Л. Э. Гармонический анализ кривых поля возбуждения активной индукторной машины и выбор оптимальных соотношений геометрии активной зоны. — В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 3. Рига, Изд-во АН Латв. ССР, 1963, с. 73—97 с ил.
19. Ермолин Н. П. Электрические машины малой мощности. М., «Высшая школа», 1962. 491 с. с ил.
20. Жежерин Р. П. Индукторные генераторы. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961. 319 с. с ил.
21. Жуловян В. В. Вопросы теории редукторных синхронных машин. — В кн.: Вопросы теории и расчета электрических машин. Новосибирск, Изд-во Новосибирского электротехнического института, 1970, с. 3—17 с ил.
22. Зебзеева Г. Г., Каасик П. Ю., Кокунов Ю. Ф., Пухов А. А. Параметры тихоходных безредукторных двигателей. — В кн.: Сборник научно-технических статей НИПТИ, вып. 15. Электрические машины. Таллин, 1971, с. 130—152 с ил.
23. Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д., Борисов А. П. Расчет управляемых короткозамкнутых микродвигателей. Л., «Энергия», 1972. 168 с. с ил.
24. Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д. Управляемые асинхронные двигатели с беличьей клеткой на роторе в системах автоматики. Л., «Энергия», 1965. 199 с. с ил.
25. Каасик П. Ю. Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин с дробными обмотками. — «Труды Ленинградского политехнического института, № 209. Электромашиностроение». М.—Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 300—312 с ил.
26. Каасик П. Ю. Добавочное рассеяние через воздушный зазор асинхронной машины с дробными обмотками. — «Труды Ленинградского политехнического института, № 209. Электромашиностроение». М.—Л., Госэнергоиздат, 1960, с. 313—337 с ил.
27. Каасик П. Ю. Общая методика исследования двухобмоточных ин-

дукционных индукторных двигателей. — В кн.: Асинхронные микромашины. (Материалы межвузовской научно-технической конференции по энергетическим асинхронным микромашинам). Каунас, 1969, с. 187—193.

28. Каасик П. Ю. Индукторные двигатели двойного питания. — В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 10. Рига, «Зинатне», 1971, с. 227—246 с ил.

29. Каасик П. Ю. Уравнения для исследования режимов работы тихоходных безредукторных двигателей. — В кн.: Электродвигатели малой мощности. Л., «Наука», 1971, с. 203—217 с ил.

30. Каасик П. Ю., Кокунов Ю. Ф., Пухов А. А. К теории субсинхронных реактивных двигателей. — В кн.: Электрические машины малой мощности. Л., «Наука», 1970, с. 171—185 с ил.

31. Каасик П. Ю., Кокунов Ю. Ф., Пухов А. А., Сидельников Б. В. Основные параметры субсинхронных электрических машин. — В кн.: Электрические микромашины. Л., «Наука», 1972, с. 111—123 с ил.

32. Каасик П. Ю., Кокунов Ю. Ф., Пухов А. А., Сидельников Б. В. Метод анализа работы тихоходных субсинхронных электрических машин. — В кн.: Электрические микромашины. Л., «Наука», 1972, с. 123—132 с ил.

33. Каасик П. Ю., Кокунов Ю. Ф., Пухов А. А., Сидельников Б. В. Результаты исследования пусковых свойств субсинхронных реактивных двигателей. — В кн.: Электрические микромашины. Л., «Наука», 1972, с. 132—139 с ил.

34. Каасик П. Ю., Кученков Е. Д. Индукторные управляемые асинхронные двигатели. — В кн.: Асинхронные микромашины (Материалы межвузовской научно-технической конференции по электрическим асинхронным микромашинам). Каунас, 1969, с. 194—199 с ил.

35. Каасик П. Ю., Кученков Е. Д. Асинхронный индукторный двигатель с однофазной вторичной обмоткой. — В кн.: Электромашинные элементы для автоматических систем. Л., Изд-во Ленинградского государственного университета, 1973, с. 153—159 с ил.

36. Каасик П. Ю., Проскурено С. С., Зебзеева Г. Г. Статистические характеристики индукторного двигателя двойного питания. — В кн.: Электромашинные элементы для автоматических систем. Л., Изд-во Ленинградского государственного университета, 1973, с. 159—165 с ил.

37. Каасик П. Ю., Пухов А. А., Сидельников Б. В. Общая характеристика динамики пуска синхронных тихоходных безредукторных двигателей. — В кн.: Электромашинные элементы для автоматических систем. Л., Изд-во Ленинградского государственного университета, 1972, с. 145—153 с ил.

38. Каасик П. Ю., Сидельников Б. В. Метод математического анализа нестационарных режимов субсинхронных реактивных двигателей. — В кн.: Научные труды высших учебных заведений Литовской ССР. Электротехника и автоматика. Т. 6. Вильнюс, «Минтис», 1970, с. 9—22 с ил.

39. Кабарухин В. Г. Некоторые вопросы теории синхронного редукторного двигателя двойного питания. — В кн.: Электромеханика. (Материалы юбилейной Республиканской XX научно-технической конференции, посвященной 100-летию со дня рождения В. И. Ленина). Каунас, 1970, с. 31—35 с ил.

40. Касьянов В. Т. Электрическая машина двойного питания как общий случай машины переменного тока. — «Электричество», 1931, № 21—22, с. 1189—1197, с. 1282—1288 с ил.

41. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 744 с. с ил.

42. Коник Б. Х. Учет зубчатости статора и ротора в электрических машинах. — «Известия вузов. Электромеханика». 1973, № 7, с. 835—847 с ил.

43. Кононенко Е. В. Синхронные реактивные машины. М., «Энергия», 1970. 208 с. с ил.

44. Копылов И. П., Маринин Ю. С. Тороидальные двигатели. М., «Энергия», 1971. 95 с. с ил.

45. Костенко М. П. Электрические машины. Спец. часть. М.—Л., Госэнергоиздат, 1949. 712 с. с ил.
46. Куракин А. С. Двухобмоточные редукторные электродвигатели.— «Электричество», 1966, № 10, с. 30—39 с ил.
47. Куракин А. С. Синхронный двигатель с двойной электромагнитной редукцией. В кн.: Сборник работ кафедры «Электрические машины» Воронежского политехнического института. Воронеж, 1971.
48. Куракин А. С., Кафтанин В. Т. Перспективы применения синхронных микродвигателей, работающих на зубцовых гармониках поля.— «Труды III Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам». Т. 3. Рига, «Зинатне», 1966, с. 3—11 с ил.
49. Куракин А. С., Лодочников Э. А., Кафтанин В. Т. Новые тихоходные синхронные микродвигатели с высокой равномерностью вращения.— «Электротехника», 1967, № 11, с. 54—56 с ил.
50. Куракин А. С., Юферов Ф. М. О принципе действия редукторных двигателей.— «Известия вузов. Электромеханика», 1964, № 2, с. 193—208 с ил.
51. Куракин А. С., Юферов Ф. М. Синхронный редукторный двигатель реактивного типа.— «Электротехника», 1966, № 11, с. 22—27 с ил.
52. Куракин А. С., Юферов Ф. М., Лодочников Э. А. Синхронный редукторный двигатель с осевым возбуждением.— «Электротехника», 1967, № 6, с. 23—28 с ил.
53. Куцевалов В. М. Бесконтактные синхронные электродвигатели для привода производственных механизмов.— В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 1. Рига, Изд-во АН Латв. ССР, 1961, с. 49—71 с ил.
54. Левин Н. Н. Метод исследования многофазных разноименнополусных индукторных машин.— В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 2. Рига, Изд-во АН Латв. ССР, 1962, с. 85—105 с ил.
55. Левин Н. Н. Условия отсутствия самохода и автоколебаний в системах с моментным двигателем индукторного типа.— В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 4. Рига, «Зинатне», 1965, с. 97—105 с ил.
56. Левин Н. Н. Об одном принципе инвариантности в электромеханике.— В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 9. Рига, «Зинатне», 1970, с. 283—308 с ил.
57. Певзнер О. Б. Схема замещения и точная круговая диаграмма синхронной реактивной машины.— «Электричество», 1960, № 2, с. 64—68 с ил.
58. Петров Г. Н. Электрические машины. Ч. 2. Госэнергоиздат, 1963. 416 с. с ил.
59. Рихтер Р. Электрические машины. Т. 4. Индукционные машины. (Пер. с нем.) М.—Л., ГОНТИ, 1939. 472 с. с ил.
60. Свечарник Д. В. Дистанционные передачи. М.—Л., «Энергия», 1966. 480 с. с ил.
61. Терзян А. А. О проводимости воздушного зазора зубчатых магнитных схем.— «Труды III Всесоюзной конференции по бесконтактным энергетическим машинам». Ч. 1. Рига, «Зинатне», 1966, с. 172—177 с ил.
62. Урусов И. Д. Линейная теория колебаний синхронной машины. М.—Л., Изд-во АН СССР, 1960. 166 с. с ил.
63. Федоров Г. Б. Асинхронный индукторный двигатель с полым ротором.— «Труды III Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам». Ч. 3. Рига, «Зинатне», 1966, с. 101—108 с ил.
64. Хрущев В. В. Электрические микромашины переменного тока для устройств автоматики. Л., «Энергия», 1969. 286 с. с ил.
65. Чечет Ю. С. Электрические микромашины автоматических устройств. М.—Л., «Энергия», 1964.
66. Чиликин М. Г. и др. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. М., «Энергия», 1971. 624 с. с ил.
67. Шакиров М. А. Тихоходный синхронный микродвигатель с гармоническим ротором.— «Труды Ленинградского политехнического института, № 241. Электромашиностроение». М.—Л., «Энергия», 1964, с. 106—113 с ил.
68. Шакиров М. А. Тихоходный синхронный микродвигатель со статором и ротором гребенчатой формы.— «Труды Ленинградского политехнического института, № 301, Электромашиностроение». Л., «Энергия», 1969, с. 153—160 с ил.
69. Шаров В. С. К теории асинхронного индукторного двигателя.— «Электротехника», 1964, № 3, с. 12—15 с ил.
70. Шаров В. С., Куракин А. С., Кононыхин Ю. С. Индукторная машина в асинхронном режиме.— В кн.: Бесконтактные электрические машины. Ч. 2. Асинхронные машины. М., Отделение ВНИИЭМ по научно-технической информации, 1966, с. 88—95 с ил.
71. Шаров В. С., Нестерин В. А. Исследование переходных процессов при пуске асинхронных индукторных микродвигателей с конденсаторами во вторичной обмотке.— В кн.: Асинхронные микромашины. (Материалы межвузовской научно-технической конференции по электрическим асинхронным микромашинам.) Каунас, 1969, с. 443—449 с ил.
72. Штурман Г. И., Левин Н. Н. Основные уравнения и схемы замещения асинхронного двигателя индукторного типа.— «Известия вузов. Электромеханика», 1961, № 2, с. 27—33 с ил.
73. Штурман Г. И., Левин Н. Н. Многофазные индукторные машины в дуговых и плоских исполнениях.— В кн.: Бесконтактные электрические машины, вып. 3. Рига, Изд-во АН Латв. ССР, 1963, с. 183—196 с ил.
74. Юферов Ф. М. Электрические двигатели автоматических устройств. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959. 224 с. с ил.
75. Юферов Ф. М., Колесников В. П., Осин И. И. Особенности угловых характеристик синхронных микродвигателей с постоянными магнитами.— «Электричество», 1969, № 9, с. 57—59 с ил.
76. Alger P. L. The Nature of Polyphase Induction Machines. New York, John Wiley and Sons; London, Chapman and Hall, 1951. 397 pp. with ill.
77. Bajorek Z. Elektromaszynowe elementy automatyki. Warszawa, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1969. 236 pp. with ill.
78. Bausch H., Jordan H., Lorenzen H. Anlauf von Reluktanzmotoren mit geblechtem Läufer. ETZ—A, Bd. 85, H. 6, 1964, S. 170—172 mit ill.
79. Freeman E. M. The Calculation of Harmonics, due to Slotting, in the Flux-Density Waveform of a Dynamo-Electric Machine. Proc. IEE, 1962, vol. 109, p. C, No. 16, pp. 581—588 with ill.
80. Das Gupta A. Analytical Method to Find Best Number of Stator and Rotor Teeth in Inductor Alternator for 3-Phase Sinusoidal Voltage Generation. AIEE Trans., 1960, vol. 79, pt. 3, pp. 674—679 with ill.
81. Das Gupta A., Dash P. K. Derivation of the Basic Constants of Three-Phase Inductor-Alternators in Terms of Winding Parameters. Trans. AIEE on Power Apparatus and Systems, 1969, vol. PAS-88, No. 5, pp. 1718—1724 with ill.
82. Habiger E. Two-Phase Servo Motors. Berlin, Veb Verlag Technik, 1973. 143 pp. with ill.
83. Lee C. H. Vernier Motor and Its Design. Trans. AIEE on Power Apparatus and Systems, 1963, vol. 82, pp. 343—349 with ill.
84. Pohl R. Theory of Pulsating-Field Machines. J. IEE, 1946, vol. 93, pt. 2, No. 31, pp. 31—40 with ill.
85. Snowdon A. E., Madsen E. W. Characteristics of a Synchronous Inductor Motor. Trans. AIEE, 1962, No. 59, pp. 1—5 with ill.
86. Walker J. H. High-Frequency Alternators. J. IEE, 1946, vol. 93, No. 31, pp. 67—75 with ill.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Общая характеристика и классификация тихоходных двигателей	
1-1. Принципы классификации	5
1-2. Принципы работы и основные соотношения тихоходных безредукторных двигателей	7
1-3. Зубцовые зоны и схемы обмоток тихоходных безредукторных двигателей	9
1-4. Асинхронные тихоходные двигатели	15
1-5. Синхронные тихоходные двигатели	16
1-6. Тихоходные индукторные двигатели двойного питания	20
1-7. Области применения тихоходных безредукторных микродвигателей	21
Глава вторая. Магнитное поле в воздушном зазоре	
2-1. Критическая оценка методов исследования и принятые допущения	22
2-2. Обобщенная модель тихоходных безредукторных двигателей	24
2-3. Метод гармонических проводимостей	27
2-4. Метод эквивалентных магнитных схем	35
2-5. Оптимальная геометрия зубцовой зоны	38
2-6. Униполярная н. с.	39
2-7. Н. с. осевой обмотки возбуждения	42
2-8. Магнитное поле при отсутствии униполярной н. с.	43
2-9. Магнитное поле обмотки статора при наличии униполярной н. с.	47
2-10. Результирующие гармоники индукции	48
Глава третья. Параметры обмоток	
3-1. Основные определения. Базисные величины и коэффициенты приведения	53
3-2. Параметры идеализированной модели тихоходного двигателя двойного питания	56
3-3. Самондуктивности и взаимондуктивности двухобмоточных двигателей при наличии униполярной н. с.	61
3-4. Самондуктивности и взаимондуктивности однообмоточных двигателей	66
3-5. Параметры синхронного тихоходного реактивного двигателя при $q=1$	69
3-6. Учет влияния гармоник магнитного поля и скоса пазов на основные индуктивные параметры обмоток	72
3-7. Дифференциальное рассеяние	73
3-8. Относительные параметры обмоток	76
Глава четвертая. Основные уравнения и исследование режимов работы	
4-1. Принятая система относительных единиц. Базисные величины	82
4-2. Дифференциальные уравнения напряжений обобщенной модели тихоходного двигателя двойного питания	83
4-3. Уравнение движения и электромагнитного момента	88
4-4. Общая характеристика переходных процессов тихоходных безредукторных двигателей	89
4-5. Исследование синхронного режима работы тихоходных двигателей двойного питания	96
4-6. Исследование рабочих характеристик синхронных тихоходных двигателей	102
4-7. Анализ асинхронного режима работы синхронных тихоходных двигателей	106
4-8. Исследование работы тихоходных индукторных асинхронных двигателей	113
4-9. Графо-аналитический метод расчета характеристик тихоходных безредукторных двигателей	118
4-10. Основные явления, обусловленные высшими гармониками магнитного поля в воздушном зазоре	123
4-11. Добавочные потери в обмотках статора	124
4-12. Электромагнитные моменты, обусловленные гармониками магнитного поля	126
Список литературы	131