САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Ю.Ф.КОКУНОВ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН (ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ)

Курс лекций

Санкт-Петербург 2012

УДК 621.313(075)

Автор:

Кокунов Юрий Федорович, старший преподаватель СПбГПУ

Специальные типы электрических машин (для систем автоматики) / *Кокунов Ю.Ф.*: Курс лекций. – СПб., 2012. 181 с.

В представленном курсе лекций электрическая машина рассматривается как элемент системы, служащий для выполнения необходимой функции В соответствии с поступающим сигналом (воздействием). Указанная особенность использования электрической машины выдвигает ряд особых требований, влияющих на её конструкцию, характеристики. Представляемый курс направлен параметры и на расширение знаний студентов в области использования возможностей электрической машины как универсального преобразователя.

Предназначено для студентов электротехнических специальностей, изучающих курсы «Электромеханика» и «Электрические машины» в рамках подготовки бакалавров по направлению 140400.62 "Электроэнергетика и электротехника", профиль 140400.62.08 "Электромеханика"

Содержание

1. ВВЕДЕНИЕ. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ	6
1.1. Выполнение роторов с малыми моментами инерции	9
1.2. Некоторые сведения о постоянных магнитах	12
1.3. Использование постоянных магнитов в конструкциях электрических машин	ı 14
2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ. ТРЕБОВАНИЯ	•
ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ДВИГАТЕЛЯМ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	155
3. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА. КОНСТРУКЦИИ	19
3.1. Управление скоростью исполнительных двигателей постоянного тока (ИЛПТ).	22
3.2. Якорное управление	25
3.2.1. Выражение движения в относительных единицах.	25
3.2.2. Механические и регулировочные характеристики	26
3.2.3. Механическая мощность при якорном управлении	28
3.3. Полюсное управление	29
4. МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	35
4.1. Создание магнитного поля в машинах переменного тока	35
4.2. Перемещение МДС от двух статорных обмоток	45
4.3. Круговая частота перемещения результирующего вектора эллиптической МДС	C 50
5. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ. КОНСТРУКЦИИ	52
5.1. Приниип работы и основные понятия	53
5.3. Система уравнений несимметричного двигателя с двумя обмотками стато	ona 55
5.4. Приведение обмотки ротора к обмотке статора по числу витков	58
5.5. Приведение сопротивлений обмотки ротора к обмотке статора	61
5.6. Схемы замешения несимметричных асинхронных двигателей	63
5.7. Условие создания кругового поля	66
5.8. Электромагнитная мощность и момент	68
5.9. Относительные единицы	70
5.10. Самоход управляемых асинхронных двигателей. Условия устранения	71
5.11. Амплитудное управление	75
5.11.1. Экспериментальное определение коэффициента трансформации	79
5.11.2. Механические характеристики при амплитудном управлении	80
5.11.3. Регулировочные характеристики при амплитудном управлении	81
5.12. Амплитудно-фазовое управление	83
лобавочным (емкостным) сопротивлением в цепи обмотки "В"	86
5.12.2. Механические характеристики при включении конденсатора в цепь	
обмотки возбуждения	89
5.12.3. Регулировочная характеристика при АФУ	91
5.12.4. Рабочие характеристики	92

6. ДВИГАТЕЛИ ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	93
6.1. Механическая характеристика (Мэ =f(s))	96
6.2. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым контуром на статоре (с экранированными полюсами)	98
63 Использование трехфазных АЛ включением на двухироводную линию	101
7 СИНХРОННЫЕ ЛВИГАТЕЛИ	105
	105
7.1. Особенности синхронной работы двигателя с постоянными магнитами	108
7.2. Основные уравнения и векторная диаграмма явнополюсного синхронного деигателя (СП)	109
7 3. Электромагнитные мошность и момент	107
7.2. Олоктромментитое жощносто и можеттеристики	116
7.5. Пусковые свойства СЛ с постоянными магнитами	110
7.6. Рабочие характеристики	124
7.7. Синхронные реактивные двигатели (СРЛ)	125
7.7.1.Основные уравнения напряжения и тока. Векторная диаграмма	127
7. 7.2. Электромагнитная мощность и момент	129
7.7.3. Характеристики синхронного реактивного двигателя	130
7.8. Синхронные гистерезисные двигатели	133
7.8.1. Принцип работы гистерезисного двигателя	133
7.9. Шаговые двигатели	136
7.9.1. Принцип работы шагового двигателя	140
7.9.2. Статическая устойчивость	141
7.9.3. Особенности работы шаговых двигателей	144
8. ИНФОРМАЦИОННЫЕ МАШИНЫ	146
8.1. Тахогенераторы	146
8.1.1. Тахогенераторы постоянного тока	147
8.1.2. Тахогенераторы переменного тока	154
8.2. Датчики ускорения	165
8.2.1. АТГ в качестве датчика ускорений	166
8.2.2. Датчики ускорения на базе тахогенератора постоянного тока (ТГПт)	167
8.3. Сельсины	170
8.3.1. Работа сельсинов в индикаторном режиме	173
8.3.2. Работа сельсинов в трансформаторном режиме	178
Литература	181

Представленный курс "Специальным лекций ПО типам электрических машин" отличен от общего курса, посвящаемого по большей части мощным электрическим машинам постоянного И переменного тока а также трансформаторам. Такие машины используются для получения электрической энергии на электростанциях различного типа, на промышленных предприятиях для обратного преобразования электрической энергии в механическую: обрабатывающих станках, прокатных станах, на транспорте и т.д.. Невозможно перечислить все те направления промышленности и быта, где бы не находили применения электрические машины.

Наряду с возможностью использования электрических машин развивались системы автоматического управления их рабочим процессом. Такие системы потребовали разработки специальных электрических машин, отвечающих требованиям этих систем. Поэтому получило развитие направление, изучение специальных требований применительно к электрическим машинам.

На кафедре "Электрические машины" многие годы проводились работы по разработке электрических машин для систем автоматики различных типов (управляемых асинхронных, синхронных, синхронных и асинхронных с электромагнитной редукцией частоты вращения двигателей и

Руководили работами к.т.н., доц. Несговорова Е.Д., а позднее д.т.н. проф. Каасик П.Ю.. В разработках тем принимали активное участие Борисов А.П., Пухов А.А. и другие.

Проводимая научная работа сопровождалась чтением курса лекций по "Специальным электрическим машинам для систем автоматики", расширявшей знания как будущих специалистов направления "Автоматика и телемеханика" и других родственных направлений.

5

1. ВВЕДЕНИЕ. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

Электрические машины прежде всего отличаются по своему назначению: какую функцию они должны выполнять в процессе преобразования.

Назначение электрической машины определяет заказчик. Он оговаривает условия ее эксплуатации и основные требования.

1. Напряжение (постоянное или переменное), его величину.

2. Частоту напряжения, *f* Гц, если оно переменное и синусоидальное, либо от частотных преобразователей.

3. Развиваемую выходную номинальную мощность

4. Максимальная и минимальная температура окружающей среды;

5. Атмосферное давление;

6. Влажность;

7. Наличие агрессивной среды;

8. Режим работы (длительный, повторно кратковременный или особый);

9. Диапазон регулирования выходной характерной величины.

Для машин, рассчитанных на длительный режим работы, обычно оговаривают наилучший коэффициент полезного действия (η), а для машин переменного тока и наилучший коэффициент мощности соѕФ.

Представленный перечень требований к электрической машине далеко не полный, и он должен отражать целенаправленность ее применения в конкретных условиях с наилучшими показателями, что накладывает свои особенности на общеизвестное использование – электрический генератор или двигатель, электромагнитный тормоз, трансформатор. Во многом это зависит от условий, в которых используется ЭМ: стационарная установка либо подвижная (автономная).

Стационарная установка может получать электрическую от энергосистемы для обеспечения работы всех элементов, образующих автоматизированную систему, и как элемент системы обязательно существует электрическая машина, выполняющая возложенную на нее функцию.

Подвижная (автономная) установка должна иметь свой источник, обеспечивающий надежную долговременную выработку электрической энергии, нужной для нормального ее функционирования. Установка может представлять несколько взаимосвязанных систем, содержащих в качестве исполнительного элемента электрическую машину, имеющую определенное назначение. Являясь элементом автоматизированной системы электрическая машина (или электромагнитный преобразователь) выполняет многообразные функции.

1. Преобразование механической энергии в электрическую постоянного или переменного тока – генераторы.

2. Преобразование электрической энергии постоянного или переменного тока- двигатели.

3. Передача механического момента.

4. Преобразование электрической энергии (постоянного или переменного токов) в пропорциональное механическое перемещение (линейное или угловое, зависимое от линейной скорости или угловой частоты перемещения)

5. Преобразование механических величин в пропорциональный электрический сигнал – напряжение – постоянное или переменное.

6. Преобразование механических величин (перемещений: линейных или угловых; скоростей: линейных или угловых; ускорений) в пропорциональный электрический сигнал - напряжение.

7. Преобразование поступающего электрического дискретного сигнала (импульса) в определенное угловое (или линейное) перемещение, соответственно «импульсное».

Приведенный далеко не полный перечень функций, реализуемых электрическими машинами в автоматических системах, заставляет обратить внимание на то, что всякое преобразование имеет своей целью получить необходимую величину выходной мощности (электрической или механической).

Такой подход нельзя отнести ко всем электрическим машинам. Он может быть употреблен к тем машинам, которые служат поставщиками (энергии электрической или механической) продолжительное время и в относительно больших количествах (мерах).

В этом случае выделяют по этому признаку энергетические электрические машины мощностью до 600-700 Вт, постоянного и переменного тока. Для машин переменного тока, используемых в автономных устройствах, где идет борьба за наименьшие объем и вес машины, характерен переход на повышенные частоты f=100, 400, 500, 1000 Гц.

Удовлетворение таких же требований у машин постоянного тока заставляет переходить на скорости вращения до 60000 об/мин.

Переход на повышенные частоты и скорости вращения ставят вопросы, связанные с надежностью и продолжительностью (ресурсом) работы.

Наряду с реализацией в электрической машине основного принципа преобразования, возникает необходимость управлять выходной мощностью у двигателей, реализуя тот или иной закон изменения скорости вращения вала от поступающего сигнала управления, в том числе и изменения направления вращения (реверс). Такие двигатели носят названия исполнительных управляемых.

Реализация преобразования механической энергии в электрическую нашла свое использование для контроля скорости движения вала основного механизма. В этом случае используют электрический генератор, который должен обеспечивать пропорциональность выходного напряжения и скорости.

Полученное от генератора напряжение поступает на электрический прибор, для работы которого большой электрической мощности не требуется, но с помощью его получается информация о поведении скорости в частности. Электрические машины, предназначенные для получения информации о поведении той или иной механической величины, носят названия информационных. Электрический сигнал, несущий информацию об изменении механической величины, может быть получен от разнообразных по устройству электрических машин и использован в разнообразных целях.

Таким образом, электрические машины для автоматических систем можно разделить по требованиям, предъявляемых к ним, выделив:

1. Силовые электрические машины постоянного и переменного тока;

- а) энергетические;
- б) управляемые;

2. Информационные машины постоянного и переменного тока;

3. Электрические машины гироскопических систем;

4. Электромашинные преобразователи.

К каждой из указанных групп электрических машин, предъявляются свои требования в соответствии с назначением, но существуют и общие.

Поскольку эти устройства являются электромеханическими, используемыми в системах автоматики, то они должны отвечать одному из главных требований – наименьшему времени реакции на поступающий сигнал. Такое время зависит от постоянных времени *T*, характеризующих становление процессов. В электрической машине существуют два вида взаимосвязанных процесса:

а) электрический: с момента поступления напряжения на обмотки и характеризуемой постоянной времени T_3 – электрической, отражающей изменением тока в обмотках во времени и электромагнитных процессов.

б) электромеханический – зависящий от величины возникающих электромагнитных усилий и влияющих на процесс движения. Он характеризуется электромеханической постоянной *T*_м.

Сравнение величин постоянных времени T_3 и $T_{\rm M}$ свидетельствует о значительно большей величине последней и позволяет пренебрегать в ряде случаев T_3 , которая не зависит от массовых величин.

Постоянная времени $T_{\rm M}$ отражает влияние массы перемещающихся частей, их геометрических размеров, а также действующих наибольших усилий для начала движения и достижения наибольшей скорости.

В ряде установок требуется от информационной машины, чтобы она не вносила существенных погрешностей в их работу, за счет создаваемых электрической машиной противодействующих усилий и инерций ее движущихся частей.

Большое число электрических машин имеют ротор, совершающий вращательное движение. У большинства ЭМ ротор имеет цилиндрическую форму и вращается относительно оси цилиндра.

В этом случае момент инерции ротора зависит от массы его и геометрических размеров. Требование получения момента инерций ротора малой величины приводит к разнообразным конструкциям.

1.1. Выполнение роторов с малыми моментами инерции.

Как известно, момент инерции *J* тела массой *m*, вращающегося вокруг оси, удаленной на расстояние р от центра тяжести тела, рис.1.1, определяется

по соотношению
$$J = \frac{m \cdot \rho^2}{2}$$

Тело может быть составлено однородным материалом с плотностью γ, либо представлять единое целое из



Рис.1.1

нескольких материалов с числом i=1...n различными плотностями γ_i . В

этом случае проблема заключается в определении координаты центра тяжести сложного тела.

Рассматривая момент инерции сплошного цилиндра J_c с плотностью γ_c , диаметром внешним D_{μ} , длиной l_{μ} , вращающегося вокруг собственной оси ($\rho = D_{\mu}/2$),получаем:

$$J_{u} = \frac{m_{u} \cdot D_{u}^{2}}{8}$$

Масса цилиндра определяется по выражению:

$$m_{u} = \gamma_{u} \cdot l_{u} \cdot \frac{\pi D_{u}^{2}}{4}$$

Учитывая приведенные выше зависимости, момент инерции сплошного цилиндра определяют по соотношению:

$$J_{u} = \frac{\pi}{32} \cdot \gamma_{u} \cdot D_{u}^{4} \cdot l_{u} \approx 0,098175\gamma_{u} \cdot D_{u}^{4} \cdot l_{u}$$

Полученная зависимость определяет пути реализации J_{u} наименьшей величины:

а) принимать диаметр цилиндра с возможно малым диаметром;

б) выбирать плотность материала γ_{u} наименьшей величины (в ряде случаев следует руководствоваться и величиной электропроводности материала γ_{p} большей или возможно меньшей);

в) принимать длину l_{μ} возможно малой величины, принимая во внимание и другие требования.

Электромагнитные процессы ЭМ зависят от размеров активной зоны статора: D_{ic} – диаметра внутренней расточки статора, l_p – аксиальной длины активной зоны, δ_0 – радиальной величины воздушного зазора.

Связь внешнего диаметра ротора

$$\begin{split} D_{ap} &= D_{u} \\ D_{ic} &= D_{ap} + 2\delta_{0} \\ D_{ap} &= D_{ic} - 2\delta_{0} = D_{ic}(1 - \frac{2\delta_{0}}{D_{ic}}) \end{split}$$

Произведение

$$D_{u}^{4} \cdot l_{u} = D_{ic}^{4} \cdot (1 - \frac{2\delta_{0}}{D_{ic}})^{4} \cdot l_{p}$$

часто представляют в виде

$$D_{u}^{4} \cdot l_{u} = D_{ic}^{5} \cdot \beta_{l} \cdot (1 - \frac{2\delta_{0}}{D_{ic}})^{4},$$

где β_l – относительная расчетная аксиальная длина. $\beta_l = \frac{l_p}{D_{ic}}$

Множитель $(1-2\delta_0/D_{ic})^4$ вносит незначительную поправку, которой можно пренебречь. Если ротор составлен несколькими цилиндрическими телами с различными плотностями и своими геометрическими размерами, то результирующий J_p находят суммированием моментов инерции тел, составляющих ротор (например: вал, коллектор и прочие составляющие).

Развитие современных изоляционных материалов повлияло на технологию изготовления роторов, позволяя выполнять их в виде полых цилиндров с тонкими стенками опирающихся на вал рис 1.2.



Рис.1.2.

Здесь Δ_c – толщина стенки стакана, Δ_{∂} – толщина дна стакана, d_{e} –диаметр вала, l_{u} – полная длина цилиндрического стакана.

Подобные полые цилиндры изготавливают из материалов с высокой электрической проводимостью.

Момент инерции только полого стакана (без дна) можно определить по очень похожей формуле с учетом толщины стенки и плотности материала стенки γ_c :

$$J_{cm} = \frac{\pi}{32} \cdot \gamma_c \cdot D_u^4 \cdot 4 \cdot \frac{\Delta_c}{D_u} \cdot \frac{l_u}{D_u} (1 - \frac{\Delta_c}{D_u})^2 \approx 0,329699 \cdot \gamma_c \cdot D_u^5 \cdot \beta_e \cdot \frac{\Delta_c}{D_u} \cdot (1 - \frac{\Delta_c}{D_u})^2$$

В ряде конструкций ротор выполняют в виде диска диаметром D_{∂} и толщиной Δ_{∂} , так что отношение, $\frac{\Delta\partial}{D_{\Delta}}$ значительно меньше 1, рис 1.3.

D∂

Момент инерции диска $J_{\partial} = 0,098175 \cdot \gamma_{\partial} \cdot D_{\partial}^{5} \cdot \beta_{\partial}$, где $\beta_{\partial} = \frac{\Delta_{\partial}}{D_{\partial}}, \ \gamma_{\partial}$ – плотность материала диска.

Для диска можно использовать как электроизоляционные материалы, так и материалы с высокой электропроводимостью.

В ряде ЭМ, используемых в системах автоматики, роторы имеют более сложную конфигурацию и составлены из различных материалов, как например: роторы синхронных машин с постоянными магнитами, реактивные, – и пусковой Рис.1.3 обмоткой.

Приведенные формы роторов широко используются как в ЭМ постоянного, так и переменного токах.

1.2. Некоторые сведения о постоянных магнитах

К постоянным магнитам предъявляют требования по целому ряду показателей. Первое из них иметь внутренний запас энергии достаточно высоким. Как известно, самым распространенным материалом, обладающим способностью сохранять некоторый запас магнитной энергии, после прекращения воздействия внешнего магнитного поля, является железо. Судить о запасенной энергии позволяет снимаемая характеристика, отражающая зависимости магнитных величин: B – индукции и H – напряженности, – внешнего прилагаемого магнитного поля при его циклическом изменении от H_{+max} до 0 и H_{-min} ($|H_{+max}| = |H_{-min}|$) при медленном изменении. Зависимость B от H для чистого железа известны как петля гистерезиса, рис.1.4.

Точки этой характеристики, лежащие на осях: B_r – остаточная магнитная индукция, (*H*=0), H_c – остаточная коэрцитивная сила (B=0), характеризуют запасенную энергию магнитного поля.

Для изготовления магнитных систем электромагнитных устройств используют сплавы железа с присадками в малых дозах кремния, углерода и других элементов, позволяющих получить более узкую петлю гистерезиса и снизить электропроводность.





Сплавы для постоянных магнитов должны обладать большими величинами B_r и H_c (рис.1.5), что приводит к широкой петле гистерезиса и

увеличению запасенной магнитной энергии. В качестве добавок к железу используют алюминий, никель,

В последние десятилетия в качестве присадок используют редкоземельные металлы: цирконий, самарий, что позволяет получить постоянные магниты со значительно лучшими свойствами. Такие магниты очень дороги.

Недостатком сплавов для постоянных магнитов является их твердость, усложняющая существенно их механическую обработку. По этой причине деталям из сплавов стараются придать простую форму в виде:



Рис.1.5.Кобальт

прямоугольников, полых цилиндров и других, с помощью литья и последующей шлифовкой необходимых поверхностей.

Поиски материалов, обладающих хорошими магнитными свойствами, дешевыми, простыми в изготовлении несложных форм, привели к использованию металлокерамики. Из этого материала делают сердечники дросселей, некоторых трансформаторов и другие путем прессования.

Сплавы и металлокерамика обладают разными свойствами.

Для литых магнитов характерны:

Остаточная индукция $B_r = (0, 4 \div 1, 5)$ Тл,

Коэрцитивная сила $H_c = (40 \div 150) \text{ кA/м.}$

При использовании редкоземельных металлов магниты имеют B_r =(0,9÷1) Тл, H_c=500 кА/м.

С повышением температуры постоянные магниты несколько теряют свои свойства, но сохраняют свойства намагниченности до температуры 600°С. Металлокерамические магниты имеют худшие свойства: $B_r = (0,2\div0,4)$ Тл, $H_c = (120\div150)$ кА/м.

Детали, предназначенные для использования в электрических машинах, сначала подвергают необходимой механической обработке, собирают электрическую машину, и только в собранном виде подвергают намагничиванию постоянные магниты. Максимальная величина магнитной индукции внешнего магнитного поля B_m превосходит индукцию B_r в 6-7 раз.

Вид характеристик зависит от состава постоянных магнитов и приведен на рис. 1.6.



Рис.1.6 а) литые магниты, б) металлокерамические, в) сплавы с редкоземельными металлами.

1.3. Использование постоянных магнитов в конструкциях электрических машин

Как уже было упомянуто, сплавы для постоянных магнитов обладают большой твердостью для механической обработки и хрупкостью. Поэтому детали из таких сплавов отливают простейших форм (или прессуют из металлокерамики). Некоторые элементы таких конструкций приведены на рис. 1.7, часто используемые в машинах постоянного тока малой мощности.



Рис. 1.7

2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ДВИГАТЕЛЯМ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В группе силовых машин наиболее часто используют двигатели, преобразующие электрическую энергию в механическую. По виду потребляемой электрической энергии они разделяются на группы:

1. Постоянного тока;

2. Синусоидального переменного тока;

3. Работающие от специальных импульсных устройств.

Внутри первой и второй групп существует разделение в зависимости от требований, выступающих в качестве главных:

- высокие КПД (η) и соsφ, при малом изменении скорости вращения ротора или постоянстве его скорости (широкого применения и бытовые);

 возможность регулирования скорости вращения ротора в широком диапазоне при соблюдении условий допустимой линейности механических и регулировочных характеристик – управляемые.

На рис.2.1 представлено разделение двигателей.

Двигатели широкого применения должны отвечать общим требованиям.

Двигатели управляемые в зависимости от рода тока имеют возможности регулирования частоты вращения ротора несколькими способами, что отражено на схеме рис. 2.1. Двигатели(малой мощности)



Рис.2.1

Двигатели постоянного тока:

 якорное управление – регулирование скорости путем изменения величины напряжения, поступающего к обмотке якоря;

 – полюсное управление – регулирование скорости изменение напряжения на обмотке возбуждения.

Двигатели асинхронные управляемые (работают на переменном токе постоянной частоты) имеют возможность управления скоростью ротора: амплитудное (А.У.), фазовое (Ф.У.), амплитудно–фазовое (А.Ф.У.).

К исполнительным управляемым двигателям предъявляют особые требования, связанные с их спецификой работы.

Основные требования, предъявляемые к исполнительным двигателям.

1. Отсутствие самохода – самоторможения двигателя при снятии сигнала управления.

2. Устойчивость работы во всем диапазоне регулирования скорости.

3. Максимальная линейность механических и регулировочных характеристик.

4. Высокое быстродействие (малая величина электромеханической постоянной времени Т_н).

5. Большой пусковой момент.

6. Малая мощность управления.

7. Широкий диапазон регулирования скорости вращения.

8. Малое напряжение трогания.

9. Надежность в работе в течение оговоренного срока службы.

10. Создание минимума радиопомех, вибраций и шума.

11. Малые габаритные размеры и вес.

12. Высокие энергетические показатели (η, соѕф) по возможности.

Названные основные требование нуждаются в оценке и пояснениях.

1. Самоход – вращение ротора с минимальной скоростью при отсутствии управляющего напряжения. Оценивается либо визуально, либо по приборам.

2. Устойчивость работы во всем диапазоне регулирование скорости вращения. Определяется по виду механических характеристик, имеющих максимальную точку по скорости вращения ротора.

Так, асинхронный двигатель имеет механическую характеристику $M_3 = f(n)$ вида, рис. 2.2 соответствующую некоторым постоянным условиям.

При изменении этих условий точка максимального момента смещается вверх или вниз соответственно изменению условий (в частности подведенного напряжения), но скорость n_m при которой $M_{_{3M}}$ достигает максимальной величины, изменяется крайне мало. Как известно, точка с координатами $(n_m, M_{_{3M}})$ разделяет механическую характеристику на две области: $0 - n_m$, где $M_m = M_{2m} - M_{2m}$ и $n_m = n_0 \approx n_0$ в которой



 $M_{3}=M_{3\Pi}-M_{3M}$ и $n_{m}-n_{o} \approx n_{c}$, в которой $M_{3}=M_{3M}-M_{o} \approx 0$.

Двигатель работает с некоторой установившейся скоростью, если соблюдается равновесие моментов M_3 и M_c – момента сопротивления, то есть $M_3 - M_c=0$ при некоторых постоянных условиях. Такое равновесие наблюдается в двух точках (1 и 2) рис. 2.2, лежащих в разных областях механической характеристики.

При понижении напряжения двигателя момент M_3 понизится. Разность $M_3 - M_c < 0$ в точке 1 и ротор испытывает торможение. Скорость его уменьшается, что приводит к дальнейшему снижению M_3 и последующему снижению скорости ротора n_p вплоть до остановки.

Обратное явление происходит при увеличении напряжения двигателя, что приводит к некоторому возрастанию M_3 , разность моментов $M_3 - M_c$ становится положительной, что заставляет ротор увеличить скорость. Момент M_3 увеличивается.

Такой процесс происходит до тех пор, пока сохраняется разность моментов $M_{2} - M_{c} > 0$. Условие разности $M_{2} - M_{c} = 0$ в точке 2 означает достижение ротором некоторой скорости n_{p1} . Можно предполагать достижение равновесного состояния.

Повторив аналогичную процедуру с уменьшением напряжения сначала, а затем с возрастанием, приходим к выводу, что скорость ротора изменяется достаточно мало, остается близкой к n_{p1} . Скорость n_{p1} располагается в области изменения моментов $M_{3m} \div M_0$. Такую область называют устойчивой, в отличие от области $M_{3n} \div M_{3m}$ – неустойчивой. Таким образом, под устойчивостью работы следует понимать способность сохранять свое основное назначение – работоспособность по прекращению случайных воздействий.

3. Максимальная линейность механической и регулировочной характеристик – означает приближение этих характеристик к линейному виду





путем выбора параметров двигателя или соблюдения условий внешних ограничений.

Механические и регулировочные характеристики двигателей постоянного тока и переменного тока (асинхронных) различаются по своему приближению к линейному виду. На рис.2.3 приведена механическая характеристика – нелинейная.

Линейная зависимость соответствует уравнению $n = n_0 - \alpha \cdot M_k$, где α некоторый коэффициент, M_k -пусковой момент(или короткого замыкания).

 ΔM – максимальное расхождение реальной линейной зависимостей.

Оценкой нелинейности служит отношение $\Delta M/M_k = \mu$ (допустимая нелинейность $\mu < 0.05 - 0.25$).

Рис.2.4 представляет регулировочную характеристику некоторого двигателя $n = f(U_y)$ при M = const, где $U_y -$ управляющее напряжение.

На рис. 2.4 изображены: п 1– реальная характеристика, 2 – линейная зависимость, Δn – максимальное отклонение реальной характеристики от линейной зависимости. Нелинейность регулировочной характеристики

$$\xi = \frac{\Delta n}{n_{y}}$$

Допустимая величина $\xi = 0, 15 - 0, 2$



Характеристики исполнительных управляемых двигателей оцениваются рядом коэффициентов:

1. Коэффициент внутреннего демпфирования при постоянстве управляющего сигнала $k_D = |dM / d\Omega|$

2. Коэффициент управления по моменту ($\Omega = 0$) $k_M = \left| dM_k / dU_y \right|$

3. Коэффициент управления по мощности $k_p = M_k / P_{vk}$

4. Коэффициент управления по скорости $k_{\Omega} = k_M / k_D$

5. Коэффициент управления по ускорению $k_z = k_M / J_p$

6. Передаточная функция: $\varphi = 2\pi\Omega t$ и связь её с напряжением управления.

3. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА. КОНСТРУКЦИИ

В соответствии со схемой, отражающей принципиальное отличие по назначению двигателей постоянного тока, рис. 2.1, конструкции их могут различаться в соответствии с требуемой мощностью и удовлетворением предъявляемых требований.

Силовые двигатели широкого применения, от которых требуется иметь достаточно высокий коэффициент полезного действия (η), по

конструкции аналогичны двигателям малой мощности в принципе. Однако накладываемое требование обеспечения малого веса и ограничения габаритных размеров делает невозможным применять общеизвестные меры по улучшению коммутации, стабилизации скорости вращения, как то: установку дополнительных полюсов, применять последовательную обмотку и др.

Напряжения постоянного тока в зависимости от области использования составляют 3, 6, 12, 27, 110, 220 В.

Статор из магнитопроводящего материала имеет по внутреннему диаметру полюсные выступы числом 2p, на которые устанавливают катушки возбуждения. Обмоточный провод для них, как правило, круглый с малым поперечным сечением $q_{\rm np}$, необходимого класса нагревостойкости. Обмотка возбуждения имеет общее число витков $W_{\rm B}$, должна иметь малые потери на возбуждение, но создавать магнитный поток необходимой величины.

Требование получения линейных характеристик приводит к необходимости делать магнитную систему либо ненасыщенной, либо слабонасыщенной.

Существуют двигатели постоянного тока (ДПТ), в которых обмотка возбуждения заменена постоянными магнитами.

Ротор двигателей имеет традиционное исполнение: цилиндр активной зоны ротора составлен набором из пластин высоколегированной электротехнической стали толщиной от 0,5 до 0,1 мм, изолированных между собой и набираемых на вал. Листы имеют пазы, служащие для размещения изоляции и секций обмотки якоря, выводы секций присоединяют к коллекторным медным пластинам (с повышенными требованиями к механической прочности) путем пайки. На валу ротора размещают вентилятор.

Воздушный зазор достаточно мал (от 0,1 до 0,25 – 0,3 мм), что требует высокой точности сопряжения ротора, крышек с подшипниками и статора.

Провод секции имеет малую площадь поперечного сечения, повышенное число витков, что приводит к повышению сопротивления якоря R_a и достаточно большой величины реактивной ЭДС e_r .

На коллектор устанавливают щетки с пониженным сопротивлением.

Обмотки возбуждения и якоря соединяют либо параллельно, либо независимо. Вывод обмоток размещают на клеммной колодке из изолировочного материала.

Двигатели могут иметь горизонтальное исполнение (на лапах или фланцевое крепление) либо вертикальное исполнение.

Для исполнительных управляемых двигателей диаметр якоря делают возможно малого размера, а длина якоря увеличена. Обмотки возбуждения и якоря имеют отдельные выводы (независимое возбуждение).

Существуют конструкции двигателей с дисковым якорем, выполненным из изолировочного материала с повышенными диэлектрическими характеристиками. На поверхностях диска наносят печатным способом полусекции обмотки якоря (с двух сторон диска). Соединяя полусекции, расположенные

на противоположных сторонах диска, создают непрерывную обмотку якоря. Щетки прижимают непосредственно к обмотке якоря, что позволяет отказаться от коллектора и уменьшить за счет этого момент инерции ротора.

Дисковый ротор укрепляют на валу и через подшипники, размещенные в подшипниковых щитах, соединяют со статором.

Ha статоре размещают постоянные магниты, активные зоны которых направлены на Магниты плоскости диска. соединяют магнитопроводом из магнитомягкого материала. Щетки установлены щеткодержателях, В размещенных на подшипниковых щитах. Такая



(— дисковый якорь; 2 — вал; 3 — втулка; 4 — цеткодержатель; 5 — постоянные магияты; 6 — полюсные наконечники; 7 8 — кольцевые магнитопроводы (ярма)

Рис.3.1

конструкция двигателя имеет повышенную величину воздушного зазора.

Здесь приведена одна из простейших конструкций двигателя с одним дисковым якорем.

Возможны конструкции двигателей, имеющих ротор в виде полого стакана, выполненного из изолировочного материала с высокими диэлектрическими характеристиками.

Существуют разновидности выполнения обмотки якоря:

a) обмотка якоря печатным способом наносится на внешней и внутренней



Рис.3.2

поверхностях полого цилиндра из проводникового материала, покрывается электроизоляционным лаком (рис.3.2);



б) обмотка якоря формируется из проводников с изоляцией в виде полого цилиндра.
В соответствующей оправке обмотка заливается компаундом и запекается.
Сформированный стакан закрепляют на валу (рис.3.3).

Внутрь полого стакана с обмоткой (независимо от способа выполнения обмотки якоря) помещают внутренний статор из магнитопроводящего материала в виде полого цилиндра, соединенного с неподвижным подшипниковым щитом противоположным выходному концу вала.

Такая конструкция ротора не имеет коллектора. Щетки непосредственно накладывают на внешнюю поверхность полого стакана, предварительно очищенную от изоляции (непосредственно касаются проводников обмотки якоря). Щетки помещают в обоймы щеткодержателей, закрепленных на щите, соединяющем ротор и статор.

Статор имеет обычную конструкцию: имеет полюсные выступы с размещенными катушками возбуждения на них, либо заменяют полюсы постоянными магнитами.

Такие двигатели с печатными обмотками якоря имеют главными недостатками ограниченный срок службы вследствие износа под действием трения щеток обмотки якоря, а также изменение поверхностей якоря при нагреве (коробление). Существует ряд других недостатков таких двигателей.

К числу преимуществ следует отнести отсутствие потерь в стали, на возбуждение (при использовании постоянных магнитов), а также снижение в значительной степени реактивной ЭДС, что приводит к улучшению коммутации.

3.1. Управление скоростью исполнительных двигателей постоянного тока (ИДПТ)

Физико-математическая модель ДПТ.

Как известно, для работы двигателя постоянного тока необходимо:

1) создать в воздушном зазоре магнитное поле (с помощью обмотки возбуждения или постоянных магнитов);

2) подвести к обмотке якоря постоянный ток. При взаимодействии токов в проводниках якоря и магнитного поля возникает электромагнитный момент

$$M_{\mathfrak{I}} = C_M I_a \Phi_{\mathfrak{I}} \,, \tag{3.1}$$

приводящий якорь в движение. В выражении (1): C_M – постоянная по моменту, I_a – ток якоря, потребляемый от источника, Φ_{δ} – магнитный поток воздушного зазора, образованный взаимодействием потоков возбуждения $\Phi_{\rm b\delta}$ и якоря $\Phi_{\rm a}$.

Взаимодействие этих магнитных потоков называют реакцией якоря. Насколько значительно искажение магнитного потока возбуждения $\Phi_{\rm b\delta}$ зависит от ряда причин: степени насыщения магнитной системы, величины тока якоря, величины воздушного зазора, установки щеток на геометрической нейтрали.

Образованный электромагнитный момент M_3 в статическом режиме уравновешивается моментом сопротивления, действующего на вал двигателя M_c , который составлен суммой двух моментов: M_0 – момент холостого хода самого двигателя, зависящий от конструкции, и полезного внешнего момента M_2 , который может изменяться в зависимости от потребности механизма, приводимого в действие двигателем.

$$\begin{array}{c}
M_{c} = M_{0} + M_{2} \\
M_{y} - M_{c} = 0
\end{array}$$
(3.2)

При нарушении равенства моментов проявляется инерционность движущейся системы:

$$M_{9} - M_{c} = J \frac{d\Omega}{dt}$$
(3.3)

J – момент инерции, Ω – угловая частота вращения $\Omega = 2\pi n$ рад/с, n – скорость вращения, об/с.

Разница моментов $M_{2} - M_{c}$ может быть положительной либо отрицательной, зависящей от внешних действующих условий.

При разнице $M_{,} - M_{c} > 0$ движение идет с нарастающей скоростью во времени – ускорением; при отрицательной разнице $M_{2} - M_{c} < 0$ движение происходит с понижающейся во времени скоростью – замедлением.

Тем не менее, вновь наступает статический режим. Не рассматривая переходного режима, для статического режима характерны следующие зависимости:

$$U_a = E_a + I_a R_a + \Delta U_{\rm III}, \qquad (3.4)$$

$$E_a = C_E \Phi_\delta n, \tag{3.5}$$

где U_a – напряжение, подводимое к обмотке якоря, R_a – сопротивление обмотки якоря, ΔU_{μ} – падение напряжения в щетках, E_a – индуктированная ЭДС в обмотке якоря.

Рассмотрение уравнений (3.4) и (3.5) приводит к выводу, что нарушение постоянства скорости п неизбежно приводит к изменению тока якоря I_a при постоянстве прочих условий (U_a , R_a , $\Phi_{B\delta}$). Всякое изменение тока I_a заставляет принять во внимание изменение M_3 (3.1), а также (3.2). Зависимость (3.1) отражает влияние на M_3 также и магнитного потока Φ_{δ} , что усложняет математическое описание. Следует напомнить: магнитный поток Φ_{δ} представлен двумя составляющими $\Phi_{B\delta}$ – основным потоком, созданным током возбуждения, и потоком реакции якоря. Обе эти составляющие так или иначе проходят по ферромагнитной системе, для которой точного математического описания зависимости магнитного потока от токов возбуждения i_B и I_a не существует, а приближенные вносят слишком неоправданные усложнения. В этой связи при математическом описании характеристик двигателей постоянного тока для систем автоматики принимают ряд ограничений. На это будет обращено внимание.

Для исполнительных двигателей систем автоматики наиболее употребительными являются характеристики: механические и регулировочные, отражающие суть происходящих процессов.

На основании выражений (3.4) и (3.5) установлена зависимость скорости вращения якоря:

$$n = \frac{U_a - I_a R_a - \Delta U_{\text{III}}}{C_{\text{E}} \Phi_{\delta}}.$$
(3.6)

Принимая во внимание зависимость I_a от моментов в статическом состоянии (3.1) и (3.2), скорость связывается с моментом M_3 .

В дальнейшем индекс опущен.

$$n = \frac{U_a}{C_E \Phi_\delta} - \frac{M \cdot R_a}{C_E \Phi_\delta \cdot C_M \Phi_\delta} - \frac{\Delta U_{\rm III}}{C_E \Phi_\delta} \,. \tag{3.7}$$

Последнюю составляющую в (3.7) исключают для упрощения рассмотрения.

$$n \approx \frac{U_a}{C_E \Phi_{\delta}} - \frac{M \cdot R_a}{C_E C_M \cdot \Phi_{\delta}^2}$$
(3.8)

Полученная зависимость (3.8) позволяет указать две возможности получать различные характеристики двигателя:

а) изменением напряжения на якоре U_a – якорное управление;

б) регулированием напряжения на обмотке возбуждения, находящейся на полюсах. В связи с этим такое регулирование называют полюсным. Названный способ регулирования возможен только у двигателей с независимым возбуждением.

3.2. Якорное управление

3.2.1. Выражение движения в относительных единицах.

Как было отмечено, якорным назвали управление напряжением, подводимым к обмотке якоря U_a, рис.3.4. Ток, подведенный к обмотке

возбуждения в установившемся режиме, остается $i_{\rm BH}$ постоянным при неизменном номинальном напряжении возбуждения $U_{\rm BH}$. При этом магнитная цепь находится в ненасыщенном либо слабонасыщенном состоянии. Такое условие позволяет не учитывать влияние реакции якоря и считать магнитный поток Φ_{δ} постоянным $\Phi_{\delta H}$.

Напряжение U_a, подводимое к об-



Рис.3.4

мотке якоря, можно изменять до U_{ah} – номинального. Отношение $U_a/U_{ah} = \alpha_a$ называют сигналом якоря.

Отношение $\frac{U_{aH}}{C_E \Phi_{\delta t}}$ представляет скорость идеального холостого хода $(M_0 = 0, M_2 = 0)$: n_{0H} .

 $(m_0 - 0, m_2 - 0). m_{0H}.$

Щетки стоят на линии геометрической нейтрали.

При таких введенных условных обозначениях уравнение (3.8) приводят к виду:

$$n = \frac{U_{\text{aH}}}{C_E \Phi_{\delta H}} (\alpha_a - \frac{M \cdot R_a \cdot \Phi_{\delta H} C_E}{C_E C_M \cdot \Phi_{\delta H}^2 \cdot U_{\text{aH}}}) = n_{0\text{H}} (\alpha_a - \frac{M \cdot R_a}{C_M \cdot \Phi_{\delta H} \cdot U_{\text{aH}}}). \quad (3.9)$$

Отношение U_{aH}/R_a есть ток якоря при n = 0 (режим пуска или короткого замыкания) и номинальном напряжении якоря.

Произведение $C_{M} \cdot \Phi_{\delta H} \cdot I_{akh}$ есть пусковой момент при номинальных условиях – $M_{пh}$.

Отношение $M/M_{пн} = m$ – относительная величина текущего момента. Уравнение (3.9) приобретает вид с учетом введения *m*:

$$n = n_{0_{\rm H}}(\alpha_a - m)$$

В полученном выражении только *n* и n_{0h} имеют размерности (об/с).

Вводя обозначение $v = n/n_{0H}$, получается соотношение в относительных единицах, показывающее зависимость относительной скорости v от относительного якорного сигнала α_a и относительного момента *m* при оговоренных условиях работы.

3.2.2. Механические и регулировочные характеристики

<u>Механические характеристики</u> отражает поведение относительной скорости v при изменении относительного момента в предположении постоянных условий работы двигателя: α_a , $U_{\rm BH}$, $\Phi_{\delta \rm H}$.



Уравнение движения описывает линейную зависимость v от *m*:

$$v = \alpha_a - m. \tag{3.10}$$

Сигнал α_a остается постоянным, принимая величины $\alpha_a = 1 \div \alpha_{a \min}$.

На рис. 3.5 отражено поведение v при изменении момента m и разных величинах α_a .

$$1 - \alpha_a = 1$$
$$2 - \alpha_a = 0.5$$

<u>Регулировочные характеристики</u> отражают поведение скорости v от воздействия изменяемого сигнала α_a при наличии момента на валу в статическом режиме. Момент собственного холостого хода двигателя не учитывают (идеальная характеристика). Рассматривают обычно характеристики: а) при m = 0; б) при m = 0,5, принимая во внимание основное уравнение движения (3.10). Напряжение на обмотке возбуждения $U_{\rm B}$ сохраняют постоянным и равным номинальному $U_{\rm B} = U_{\rm BH}$.

На рис.3.6. показаны регулировочные характеристики при *m*=0 и *m* =0,5. Как следует из уравнения (3.10), при *m*=0 регулировочная характеристика

исходит из нуля и скорость v растет пропорционально α_a . Увеличение момента (*m*=0,5) приводит к возрастанию сигнала $\alpha_a = 0,5$ трогания.

Характеристика смещается вниз – параллельно той, которая получена при *m* =0.

Регулировочные характеристики имеют коэффициент чувствительности по скорости $k_{\omega} = \frac{dn}{dU_a} = \frac{dv}{d\alpha_a} = 1.$



<u>Быстродействие</u> при якорном управлении оценивается электромеханической постоянной времени $T_{\rm MA}$, зависимой от момента инерции J ротора, величины пускового момента $M_{\rm n}$, скорости установившегося холостого хода Ω_0 : $T_{\rm MA} = J \frac{\Omega_0}{M}$.

При якорном управлении Ω_0 и M_{Π} зависимы от приложенного напряжения к якорю U_a , которое связано с номинальным U_{aH} коэффициентом сигнала: $U_a = \alpha_a \cdot U_{aH}$. Аналогично пусковой момент M_{Π} при напряжении U_a связан через сигнал α_a с пусковым моментом $M_{\Pi H}$ при номинальном напряжении якоря U_{aH} : $M_{\Pi} = \alpha_a \cdot M_{\Pi H}$.

Постоянная времени $T_{\rm MA}$ при якорном управлении независима от α_a .

$$T_{MA} = J \cdot \frac{\alpha_a \cdot \Omega_{OH}}{\alpha_a \cdot M_{\Pi H}} = J \frac{\Omega_{OH}}{M_{\Pi H}}.$$

В системе относительных единиц $v_{OH} = \frac{\Omega_{OH}}{\Omega_{OH}} = 1$, а $m_{\Pi H} \cdot M_{\Pi H} = M_{\Pi H}$, тогда $T_{MA} = J$.

Итак, при якорном управлении электромеханическая постоянная времени $T_{\rm MA}$ неизменна.

3.2.3. Механическая мощность при якорном управлении

Механическая мощность двигателя постоянного тока определяется величинами момента M (Hм) и частоты вращения $\Omega = 2\pi \cdot n$ (рад/с): $P = M \cdot \Omega$. Используя связи действительных величин с относительными соответственными, можно получить оценку мощности в относительных единицах

 $M = M_{\Pi H} \cdot |m, \Omega| = 2\pi \cdot n_{OH} \cdot \nu, P = M \cdot \Omega = M_{\Pi H} \cdot m \cdot 2\pi \cdot n_{OH} \cdot \nu = m \cdot \nu \cdot M_{\Pi H} \cdot 2\pi \cdot n_{OH}.$

Произведение $M_{пн} \cdot 2\pi \cdot n_{oh}$ принимают за базисную величину механической мощности P_{6} .

Отношение P/P_6 – есть относительная величина механической мощности: $P/P_6 = P^*$.

Не трудно получить: $P^* = m \cdot v$ – выражение, зависящее от составляющих.

Используя выражение (3.10), относительная механическая мощность приобретает вид:

$$P^* = m(\alpha_a - m) = \alpha_a \cdot m - m^2 \tag{3.11}$$

Уравнение второй степени относительно *m* при задаваемом постоянном сигнале α_a .

Для обнаружения экстремальной точки P^* и условий, при которых достигается эта мощность, берут производную d $P^*/dm = \alpha_a - 2m = 0$

Решение имеет вид: $m = \alpha_a/2$.

$$P_m^* = \frac{\alpha_a}{2} (\alpha_a - \frac{\alpha_a}{2}) = \frac{\alpha_a^2}{4}$$
(3.12)



Максимальная мощность P_m^* зависит от $\frac{\alpha_a^2}{4}$. Так при $\alpha_a = 1$ $P_m^* = \frac{1}{4}$, а снижение α_a до 0,5 приводит к снижению P_m^* до 0,0625.

На рис. 3.7 приведены зависимости v = f(m) и $P_m^* = f(m)$ при $\alpha_a = 1$ и $\alpha_a =$ 0,5

3.3. Полюсное управление

Полюсное управление позволяет регулировать скорость вращения якоря путем изменения напряжения, подводимого к обмотке возбуждения. Подобный способ регулирования применим в двигателях постоянного тока электромагнитного типа с независимым возбуждением.

Подводимое напряжение к обмотке якоря сохраняют постоянным и номинальным U_{ah} . Напряжение на обмотку возбуждения U_{B} поступает от системы управления (СУ), следящей за

скоростью в соответствии с требованием, рис. 3.8.

Обмотка возбуждения (О.В.) имеет номинальное напряжение $U_{\rm BH.}$ Поскольку напряжение $U_{\rm B}$ является изменяемой величиной, то удобно для дальнейших рассмотрений ввести понятие сигнала $\alpha_{\rm B}$ – относительного напряжения возбуждения к его номинальной величине: $\alpha_{\rm B}=U_{\rm B}/U_{\rm BH}$.

В целях упрощения рассматриваемой проблемы в машинах малой мощности постоянного тока не принимают во внимание влияние реакции якоря на физические процессы, а также предполагают ненасыщенность (либо слабую насыщенность) магнитной системы, рис.3.9. Щетки установлены на геометрической нейтрали.

Для ненасыщенной магнитной системы характерна пропорциональная зависимость тока возбуждения *i*_в и магнитного потока $\Phi_{\rm B}$, что следует из приводимых связей:

 $i_{\rm B} = U_{\rm B}/R_{\rm B} = \alpha_{\rm B} \cdot U_{\rm BH}/R_{\rm B} = \alpha_{\rm B} \cdot F_{\rm BH}/W_{\rm B} =$

 $\alpha_{\rm B} \cdot \Phi_{\rm BH} \cdot R_{\mu} / W_{\rm B} = \alpha_{\rm B} \cdot \Phi_{\rm BH} \cdot C_{\mu \rm W},$

где $R_{\rm B}$ – электрическое сопротивление,

установившееся обмотки возбуждения, $W_{\rm B}$ число витков обмотки возбуждения; $F_{\rm BH}$ – номинальная МДС обмотки; $\Phi_{\rm BH}$ – номинальный



Рис.3.8





магнитный поток; R_{μ} – постоянное магнитное сопротивление; $C_{\mu w} = R_{\mu} / W_{B}$ – магнитная постоянная; $i_{BH} = U_{BH} / R_{B}$.

При рассмотрении зависимости скорости вращения от момента и управляющего напряжения $U_{\rm B}$ использованы основные зависимости электрического двигателя постоянного тока в случае независимого возбуждения для статического режима.

$$M_{3} = C_{\rm M} \cdot I_{\rm a} \cdot \Phi_{\rm B} \,. \tag{3.13}$$

<u>При *n*=0</u>: $I_{a\pi} = U_{aH} / (R_{a\Sigma} + R_{дa}).$ (3.14)

$$M_{\mathfrak{I}} - M_{\mathfrak{c}} = 0 \text{ }_{\mathsf{M}} M_{\mathfrak{I}_{\mathsf{I}\mathsf{I}\mathsf{H}}} = C_{\mathsf{M}} \cdot I_{\mathfrak{a}\mathsf{I}} \cdot \Phi_{\mathsf{B}\mathsf{H}} \cdot \alpha_{\mathsf{B}} = C_{\mathsf{M}} \frac{U_{a_{\mathsf{H}}}}{(R_{a_{\Sigma}} + R_{_{\mathcal{I}_{a}}})} \alpha_{_{\mathsf{B}}} \Phi_{_{\mathcal{B}_{\mathsf{H}}}} .$$
(3.15)

$$U_{\rm aH} = E_{\rm a} - I_{\rm a} \cdot (R_{\rm a\Sigma} + R_{\rm Aa}). \tag{3.16}$$

$$E_{a} = C_{E} \cdot \Phi_{BH} \cdot \alpha_{B} \cdot n \,. \tag{3.17}$$

$$n = \frac{U_{aH}}{C_E \Phi_{BH} \alpha_B} - \frac{I_a (R_{a\Sigma} + R_{\partial a})}{C_E \Phi_{BH} \alpha_B}.$$
(3.18)

Общий вид уравнения, описывающего процессы при изменении α_в. Используя зависимости, указанные выше, получаем:

$$n = \frac{U_{a\mu}}{C_E \cdot \Phi_{BH} \cdot \alpha_B} - \frac{M(R_{a\Sigma} + R_{\pi a})}{C_E \cdot C_M \cdot \Phi_{BH}^2 \cdot \alpha_B^2} = \frac{U_{a\mu}}{C_E \Phi_{\delta H}} \left[\frac{1}{\alpha_B} - \frac{M(R_{a\Sigma} + R_{\pi a}) \cdot C_E \Phi_{BH}}{U_{a\mu} \cdot C_E C_M \cdot \Phi_{BH}^2 \alpha_B^2}\right]$$
(3.19)

Отношение $\frac{U_{a_{H}}}{C_{E}\Phi_{\delta_{H}}} = n_{0}$ – скорость идеального холостого хода.

 $\frac{U_{a\mu}}{(R_{a\Sigma} + R_{da})} = \frac{U_{a\mu}}{R_{a\Sigma}(1 + R_{da}/R_{a\Sigma})} = I_{an\mu}/(1 + R_{da}/R_{a\Sigma}) -$ характеризует пусковой ток

якоря. Умножение $I_{\text{апн}}$ на $C_{\text{м}}\Phi_{\delta \text{н}}$ определяет величину электромагнитного момента, необходимого для преодоления момента сопротивления M_{c} и создания движения ротора ($n_{\text{a}} \approx 0$).

$$M_{\rm IH} = I_{\rm aIH} \cdot C_{\rm M} \cdot \Phi_{\rm \delta H}.$$

При наличии в цепи якоря $R_{\rm дa}$ момент снижается:

$$M_{\rm m} = M_{\rm mH} / (1 + R_{\rm ga} / R_{\rm ab}).$$

Зависимость (3.19) с учетом вышеизложенных замечаний приводится к виду:

$$n = n_0 \left[\frac{1}{\alpha_B} - \frac{M}{M_{\Pi H} \alpha_B^2 / (1 + R_{\rm ga} / R_{a\Sigma})}\right] = n_0 \left[\frac{1}{\alpha_B} - \frac{m(1 + R_{\rm ga} / R_{a\Sigma})}{\alpha_B^2}\right],$$
(3.20)

где $m = M/M_{\Pi H}$ – относительная величина текущего момента.

Вводят понятие относительной скорости при полюсном управлении $v_{\rm B}=n/n_0$. Тогда основное соотношение (3.20) приводится к упрощенному виду:

$$\nu_B = \frac{1}{\alpha_B} - \frac{m(1 + R_{\text{ga}}/R_{a\Sigma})}{\alpha_B^2}$$
(3.21)

Математическое описание процесса (3.21) представляет нелинейную функцию.

Встает вопрос об условиях, приводящих к максимальной скорости v_{в max}.

Как известно, для этой цели находят первую производную по переменной величине (α_a)

$$\frac{dv_B}{d\alpha_B} = \frac{\alpha_B^2 - 2\alpha_{\rm B}[\alpha_{\rm B} - m(1 + R_{\rm AB}/R_{a\Sigma})]}{\alpha_B^4} = 0$$

Решением уравнения является соотношение: $\alpha_a = 2m \cdot (1 + R_{\text{да}} / R_{a\Sigma})$.

Подставив полученное выражение в (3.21), получаем зависимость максимальной относительной скорости:

$$v_{B\max} = \frac{1}{4m(1 + R_{\partial a}/R_{a\Sigma})}.$$
 (3.22)

Как следует из (3.22), максимум скорости $v_{\rm B}$ max ограничивают два обстоятельства: наличие относительного момента *m* и добавочного сопротивления $R_{\rm дa}$ в цепи якоря. Оба эти фактора влияют обратно пропорционально на $v_{\rm B}$ max.

Механические характеристики при полюсном управлении

Механические характеристики отображают поведение скорости вращения якоря (в рассматриваемом случае $v_{\rm B}$) от изменяемой величины момента (*m*) при сохранении постоянства напряжений $U_{\rm aH}$ и $U_{\rm B}$. Последнее может быть разных величин. Желая получить характеристики $v_{\rm B}$ наибольшей величины, принимают добавочное сопротивление $R_{\rm дa}$ =0 как правило. Основное соотношение скорости в этом случае, как следует из (3.21), представлено выражением: $v_{\rm B} = \frac{1}{\alpha_B} - \frac{m}{\alpha_B^2} = \frac{\alpha_B - m}{\alpha_B^2}$.

В соответствии с оговоренными условиями зависимость $v_{\rm B}$ от *m* линейна, рис.3.10, и угол наклона характеристики определяет величина сигнала $\alpha_{\rm B}$.

Коэффициент демпфирования, определяющий угол наклона механической характеристики:



$$k_{\mu} = \frac{dm}{d\nu} = -\alpha_{e}^{2}/(1 + R_{\mu}/R_{a\Sigma}) - в$$
общем случае или $k_{\mu} = -\alpha_{a}^{2}$ при $R_{\mu} = 0$.

Механическая характеристика позволяет определить механическую мощность.

Как известно, механическая мощность зависит от момента (M, HM) и частоты вращения якоря $\Omega = 2\pi n$ (рад/с): $P = M \Omega$ (Вт.)

Принимая за базисную механическую мощность $P_{\rm E} = M_{\rm nh} \cdot \Omega_{\rm oh}$ (при номинальных условиях: $U_{\rm ah}$, $U_{\rm Bh}$, $n_{\rm oh}$, $M_{\rm nh}$ (n = 0)), можно механическую мощность представить в относительных единицах:

 $\frac{P/P_{\rm b}}{=}M/M_{\rm nH}\cdot\Omega/\Omega_{\rm oH}=m\cdot\nu$ (3.23)

Воспользовавшись выражениями для *m* и v по (9), относительную мощность $P_{\rm B}^{*} = P/P_{\rm B}$ при полюсном управлении запишем в виде:

$$P_B^* = m[\alpha_B - m(1 + R_{\partial a}/R_{a\Sigma})]/\alpha_B^2$$
(3.24)

Полученная зависимость имеет нелинейный характер от *m* и подлежит исследованию на экстремум:

$$\frac{d}{dm}\left\{\frac{m}{\alpha_B^2}\left[\alpha_B - m(1 + R_{\text{ga}} / R_{a\Sigma})\right] = \frac{1}{\alpha_B^2}\left\{\alpha_B - 2m(1 + R_{\text{ga}} / R_{a\Sigma})\right\} = 0$$

Решение последнего уравнения получено:

$$\alpha_B = 2m(1 + R_{\text{да}} / R_{a\Sigma})$$
или $m = \frac{\alpha_B}{2(1 + R_{\text{да}} / R_{a\Sigma})}$ (3.25)

Максимальная мощность в соответствии с (3.25) и (3.21) в относительных единицах

$$P_{B\max}^{*} = \frac{1}{2(1 + R_{A\alpha} / R_{a\Sigma})} \cdot \frac{\alpha_{B} - m(1 + R_{A\alpha} / R_{a\Sigma})}{\alpha_{B}^{2}} = \frac{1}{2(1 + R_{A\alpha} / R_{a\Sigma})} \cdot \left[1 - \frac{(1 + R_{A\alpha} / R_{a\Sigma}) \cdot \frac{\alpha_{B}}{2(1 + R_{A\alpha} / R_{a\Sigma})}}{\alpha_{B}}\right] = \frac{1}{4(1 + R_{A\alpha} / R_{a\Sigma})}.$$
(3.26)

Полученное соотношение свидетельствует о независимости максимальной мощности P_{max}^{*} от относительной величины напряжения возбуждения α_a , и она имеет наибольшую величину при $R_{da} = 0$, рис.3.11.



Рис. 3.11. Механические характеристики при полюсном управлении (*R*_{да}=0)

Регулировочные характеристики

Регулировочные характеристики дают представление о воздействии управляющего относительного напряжения (α_B) на скорость вращения якоря – относительную v_B при сохранении постоянными других факторов, влияющих также на скорость.

Постоянным сохраняют напряжение, подводимое к цепи якоря U_{ah} – номинальное, а также задаваемый относительный момент *m*. В особых случаях участвует и добавочное сопротивление цепи якоря $R_{дa}$.

а). Рассмотрим характеристику при $R_{\rm дa}=0$.

В соответствии с (3.21) скорость v_B зависит от α_B и момента *m*.

На рис. 3.12 приведены зависимости $v_B = f(\alpha_B)$ при некоторых фиксированных значениях моментов.

Наиболее опасным является случай при m=0 и α_a имеет очень малые величины. Скорость v_B стремительно возрастает, что представляет опасность для якоря двигателя в механическом отношении.



Рис. 3.12

Как видно по рис. 3.12, уже при m=0,1 функция $v_B=f(\alpha_a)$ резко снижает максимальную скорость v_{max} , сохраняя нарастание скорости при изменении $\alpha_B=1\div0,3$, и происходит резкое снижение скорости при $\alpha_B=0,1\div0,25$.

При сохранении m = 0,1 но при изменении $\alpha_{\rm B}$ наблюдается двойственность сигналов (α_{a1} , α_{a2}), соответствующих одной скорости $v_{\rm B}$.

б) Для устранения неоднозначности функции $v_{\rm B} = f(\alpha_{\rm B})$ в цепь якоря подбирают соответствующее сопротивление $R_{\rm дa}$, которое повышает напряжение трогания $\alpha_{a \ {\rm TP}}$ при моменте m > 0.

Для зависимости $v_{\rm B} = f(\alpha_a)$ рассматривают коэффициент чувствительности $k_{\omega} = \frac{dv}{d\alpha_{\rm B}} = \frac{2m(1 + R_{\rm AB} / R_{\rm A\Sigma}) - \alpha_{\rm B}}{\alpha_{\rm B}^3}$, который не постоянен, как по величине, так и

по знаку.

<u>Быстродействие при полюсном управлении</u> также оценивается постоянной времени $T_M = J \frac{\Omega_x}{M_{TT}}$.

Здесь $\Omega_{\rm x}$ – частота вращения холостого хода, $M_{\rm n}$ – пусковой момент при сигнале $\alpha_{\rm B}$.

Каждую из составляющих связывают с базисными величинами:

$$\Omega_0 = 2\pi \cdot \frac{U_{aH}}{C_E \Phi_{BH}}, M_{\Pi H} = C_{M} \cdot I_{\Pi H} \cdot \Phi_{BH}$$
 и сигналом α_{B} .

Тогда получим:

$$T_{M} = J(2\pi \cdot \frac{U_{aH}}{C_{E}\Phi_{BH}\alpha_{B}}) / (C_{M}I_{\Pi H}\Phi_{BH}\alpha_{B}) = J\frac{2\pi n_{oH}}{C_{M}I_{\Pi H}\Phi_{BH}\alpha_{B}} = J\frac{\Omega_{0}}{M_{\Pi H}\cdot\alpha_{B}^{2}} = \frac{T_{MH}}{\alpha_{B}^{2}} (3.27)$$

Здесь *Т*_{мн} – электромеханическая постоянная времени, соответствующая номинальным условиям.

Полученная зависимость (15) свидетельствует о возрастании $T_{\rm M}$ при уменьшении $\alpha_{\rm B}$, что приводит к увеличению времени затухания переходного процесса.

4. МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

4.1. Создание магнитного поля в машинах переменного тока

Как известно электрическая машина имеет две основные части: неподвижную – статор и подвижную – ротор, разделенные воздушным зазором.

Для работы электрической машины необходимо создать магнитное поле, нужной величины и обладающее свойством перемещения вдоль поверхности ротора в воздушном зазоре. Такая проблема представляет интерес при ограничении числа проводов двумя, подводящих электрическую энергию.

Для создания магнитного поля служит обычно катушка, выполненная из изолированного провода числом витков W, по ней пропускают ток i при подключении на переменное напряжение u частотой f двухпроводной линии. Для усиления возникающего магнитного потока катушку размещают

на выступах замкнутого ферромагнитного сердечника с целью концентрации магнитного поля в нужных областях воздушного зазора над ротором, рис.4.1.

Пунктирными линиями показано направление магнитных линий в соответствии с направлением тока в катушках в момент времени *t*.

Катушка имеет МДС $F_{\kappa} = i \cdot W/2p$, создающая магнитные потоки Φ_0 в воздушном зазоре и Φ_{σ} поток рассеяния,





не проникающий в ротор. Величины этих потоков зависят от свойств среды, по которой они проходят: μ_0 , μ_{cr} , а также длины пути их замыкания.

В любой электрической машине стремятся получить наибольший эффективный поток Φ_0 , сцепляющийся с ротором. Как этого достичь зависит от ряда причин: 1) какой тип изготовленной катушки (в дальнейшем – обмотки); 2) каково расстояние от поверхности полюса до поверхности ротора.

Представленная катушка сосредоточена на полюсе. Модель распределения МДС вдоль поверхности ротора может быть представлена либо в виде прямоугольников разной полярности, либо трапецией, либо в виде других геометрических фигур, но стремятся к простым при создании теории. Сосредоточенная обмотка содержит все пространственные гармоники v с равными обмоточными коэффициентами $k_{ofv} = 1$, что свидетельствует о неудачном использовании энергии магнитного поля.

Наилучшее её использование позволяет получить обмотки, распределенные по большому количеству пазов статора Z_1 на полюс. В этом случае обмотка составлена из отдельных секций, соединяемых между собой по некоторой закономерности так, чтобы получить вдоль поверхности ротора нужное число полюсов.

Такая обмотка позволяет получить *I* – ую (первую) гармонику МДС значительной величины, а высшие гармонические – наименьшей.

Поэтому в большинстве машин переменного тока применяют распределенные обмотки. Статорную магнитную систему выполняют кольцевой. На внутренней стороне размещены *Z*₁ пазов.

В дальнейшем будем рассматривать только *I*-ую гармонику МДС распределенной обмотки. Независимо от типа обмотки принято её на схемах обозначать (рис.4.2).



Пусть к обмотке приложено напряжение $u_1 = U_m \cdot sin\omega t$ Обмотка имеет активное сопротивление r_1 . Протекающий ток i_1 создает магнитный поток, изменяющийся с такой же частотой f, что и ток. Этот поток сцепляется с обмоткой W_1 и создает в ней ЭДС e_1 :

$$e_1 = -\frac{d\psi}{dt} = -\frac{d(W_1i_1)}{dt} = -W_1\frac{di_1}{dt}$$

Рис. 4.2 Этот же поток индуктирует в сердечнике вихревые токи, создающие потери на вихревые токи и перемагничивает сердечник – потери на гистерезис.

Уравнение напряжения имеет вид:

 $U_1 \approx -e_1 + i_1 \cdot r_1$ – не учтено воздействие $i_{\text{вх}}$ в сердечнике.

Интерес заключается в МДС. Ось обмотки совпадает с началом оси *х*.

$$F(x) = \frac{W_1 \cdot k_{o\delta 1}}{2p} \cdot i_1 \cdot \cos \frac{2\pi}{T} x \ i_1 \approx [U_1 - (-e_1)] / r_1$$
(4.1)

где Т – период распределения МДС вдоль окружности ротора,

х – координата (м.б. угловая или пространственная).
Если учесть, что $i_1 = I_{Im} \cdot sin(\omega t + \varphi_i)$, где $\varphi_i -$ угол фазового смещения от напряжения, то

$$F(t,x) = \frac{W_1 k_{o\delta 1}}{2p} I_{1m} \sin(\omega t - \varphi_i) \cos\frac{2\pi}{T} x =$$

$$= F_{1m} \frac{1}{2} [\sin(\omega t - \varphi_i + \frac{2\pi}{T} x) + \sin(\omega t - \varphi_i - \frac{2\pi}{T} x)], \qquad (4.2)$$

где F_{1m} – амплитуда МДС $F_{1m} = \frac{W_1 k_{o\delta 1}}{2p} I_{1m}$.

В последнем выражении функции, стоящие под знаком синуса, зависят от времени *t* и координаты *x*. Можно рассматривать эти углы:

$$\alpha_0(t,x) = \omega t - \varphi_i + 2\pi \frac{x}{T}$$
 и $\alpha_{\Pi}(t,x) = \omega t - \varphi_i - 2\pi \frac{x}{T}$, зависящие от времени.

Каждому из этих углов соответствуют скорости, определяемые с помощью производных по времени ($\omega = 2\pi f$ -круговая частота):

$$\frac{d\alpha_0}{dt} = \omega + \frac{2\pi}{T} \frac{dx}{dt} = 0, \frac{dx}{dt} = -\frac{\omega T}{2\pi} = -f \cdot T$$

$$\frac{d\alpha_{\Pi}}{dt} = \omega - \frac{2\pi}{T} \frac{dx}{dt} = 0, \frac{dx}{dt} = \frac{\omega T}{2\pi} = f \cdot T$$

Какая это будет скорость (линейная v или угловая Ω (рад/с) зависит от размерности T (либо м, либо радианы).

Полученные выражения скоростей имеют равные величины, но разное направление.

Амплитуды этих составляющих равны и в половину менее исходной амплитуды F_{lm} .

Итак, пульсирующую МДС в точке x (4.2) с амплитудой F_{1m} , круговой частотой ω можно представить двумя составляющими МДС, перемещающимися в разные стороны с равными, но противоположно направленными скоростями. Амплитуды составляющих равны 0,5 F_{1m} .

Попытка создать электрический двигатель с помощью одной обмотки на статоре к положительным результатам не привели. Назовем первую рассмотренную обмотку "А". Такой индекс присвоим и всем характеристикам обмотки. При введении второй обмотки "В" с числом витков $W_{\rm B}$, рассчитанной на такое же число полюсов, как рассмотренная выше, но её магнитная ось имеет смещение на угол β (или на x_{β}) электрических градусов, рис. 4.3.

Обмоточный коэффициент $k_{\text{обв}}$ такой же, как и у обмотки А. Для

отдельно взятой обмотки "В" справедливы такие же рассуждения, как для рассмотренной обмотки "А", с той разницей, что начало её смещено на (x_B) относительно начала координат обмотки А. Задав координату x_B в системе координат обмотки "В" всистеме координат обмотки "А" координата этой точки будет $x_A = x_B + x_\beta$.



Как видно, системы координат связаны. Выбрав одну систему координат, связанную с обмоткой А, находим $x_{\rm B} = x_{\rm A} - x_{\rm \beta}$.

Если подать на обмотку В напряжение $u_{\rm B}$, частотой f, то по обмотке потечет ток $i_{\rm B}$: $I_{\rm B} = I_{\rm Bm} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{\rm B})$, и обмотка образует МДС $F_B(t) = i_B \cdot W_B$, имеющая распределение в воздушном зазоре вдоль окружности ротора

$$F_B(t, x_B) = \frac{i_B W_B k_{o\delta B}}{2p} \cos \frac{2\pi}{T} x_B.$$

При введении единой координатной системы (по обмотке А) распределение МДС принимает вид:

$$F_{B}(t, x_{A}) = \frac{i_{B} \cdot W_{B} \cdot k_{o\delta B}}{2p} \cos \frac{2\pi}{T} (x_{A} - x_{B}) =$$

$$= I_{Bm} \cdot \frac{W_{B} \cdot k_{o\delta B}}{2p} \sin(\omega \cdot t - \varphi_{B}) \cos \frac{2\pi}{T} (x_{A} - x_{\beta}) =$$

$$= F_{mB} \sin(\omega \cdot t - \varphi_{B}) \cos \frac{2\pi}{T} (x_{A} - x_{\beta}),$$
(4.3)

где $F_{mB} = I_{Bm} \cdot \frac{W_B \cdot k_{o \delta B}}{2 p}$.

Дальнейшие преобразования приводят к следующим выражениям:

Так
$$\cos \frac{2\pi}{T} (x_A - x_\beta) = \cos \frac{2\pi}{T} x_A \cdot \cos \frac{2\pi}{T} x_\beta + \sin \frac{2\pi}{T} x_A \cdot \sin \frac{2\pi}{T} x_\beta$$
 (4.4)
При $x_\beta = T/4$ выражение () упрощается:

$$\cos\frac{2\pi}{T}(x_A - T/4) = \cos(\frac{2\pi}{T}x_A - \frac{2\pi}{T}\cdot\frac{T}{4}) = \cos(\frac{2\pi}{T}x_A - \frac{\pi}{2}) = \sin\frac{2\pi}{T}x_A.$$

При $x_\beta = T/2 \,\cos(\frac{2\pi}{T}x_A - \frac{2\pi}{T}\cdot\frac{T}{2}) = \cos(\frac{2\pi}{T}x_A - \pi) = -\cos\frac{2\pi}{T}x_A.$

В общем виде выражение (4.4) приобретает сложный вид:

$$F_B(t, x_A) = \frac{1}{2} F_{MB}[\sin(\omega t - \varphi_B + \frac{2\pi}{T} x_A - \frac{2\pi}{T} x_\beta) + \sin(\omega t - \varphi_B - \frac{2\pi}{T} x_A + \frac{2\pi}{T} x_\beta)]. \quad (4.5)$$

При совместном нахождении под действием токов обмоток рассматривают результирующую МДС, действующую на воздушный зазор:

$$F_{\delta}(t, x_{A}, x_{\beta}) = F_{A}(t, x_{A}) + F_{B}(t, x_{A}, x_{\beta})$$
(4.6)

Учитывая выражения МДС для каждой обмотки, суммарная МДС (4.6) приобретает вид:

$$F_{\delta}(t, x_A, x_B) = \frac{1}{2} F_{mA} [\sin(\omega \cdot t - \varphi_A + \frac{2\pi}{T} x_A) + \sin(\omega t - \varphi_A - \frac{2\pi}{T} x_A)] + \frac{1}{2} F_{mB} [\sin(\omega \cdot t - \varphi_B + \frac{2\pi}{T} x_A - \frac{2\pi}{T} x_\beta) + \sin(\omega t - \varphi_B - \frac{2\pi}{T} x_A + \frac{2\pi}{T} x_\beta)].$$
(4.7)

Полученное выражение (4.7) содержит две составляющие с разными амплитудами и движутся с равными скоростями в направлении положительной оси x_A , и две составляющие с разными амплитудами движутся с равными скоростями в сторону отрицательной оси ($-x_A$), т.е.:

$$F_{II\delta}(t,x_A,x_\beta) = \frac{1}{2} [F_{mA} \cdot \sin(\omega t - \varphi_A - \frac{2\pi}{T} x_A) + F_{mB} \sin(\omega t - \varphi_B - \frac{2\pi}{T} x_A - \frac{2\pi}{T} x_\beta)];$$

$$F_{o\delta}(t,x_A,x_B) = \frac{1}{2} [F_{mA} \cdot \sin(\omega t - \varphi_A + \frac{2\pi}{T} x_A) + F_{mB} \sin(\omega t - \varphi_B + \frac{2\pi}{T} x_A - \frac{2\pi}{T} x_\beta)].$$

$$(4.8)$$

Полученное выражение для $F_{n\delta}$ (t, x_A , x_β) следует использовать при решении вопроса о величине смещения координаты x_β для обмотки В, обеспечивающей отсутствие взаимодействия между двумя обмотками посредством магнитных полей (отсутствие трансформаторной связи).

Достаточно рассмотреть синусную составляющую $\sin(\omega t - \varphi_B - 2\pi x_A/T + 2\pi x_\beta/T)$, выделяя из неё часть, отражающую зависимость от x_β : $\sin(\omega t - \varphi_B - 2\pi \cdot x_A/T + 2\pi \cdot x_\beta/T) = \sin(\omega t - \varphi_B - 2\pi \cdot x_A/T) \cdot \cos(2\pi \cdot x_\beta/T) + + \sin(2\pi \cdot x_\beta/T) \cdot \cos(\omega t - \varphi_B - 2\pi \cdot x_A/T).$ (4.9)

Преобразованная функция упрощается, если $x_{\beta} = T/4$:

$$\sin(\omega \cdot t + 2\pi \cdot x_A/T + \pi/2).$$

В этом случае составляющие имеют вид:

$$F_{II\delta} = \frac{1}{2} [F_{mA} \sin(\omega t - \varphi_A - \frac{2\pi}{T} x_A) + F_{mB} \sin(\omega t - \varphi_B - \frac{2\pi}{T} x_\beta + \frac{\pi}{2})] \Big]$$

$$F_{o\delta} = \frac{1}{2} [F_{mB} \sin(\omega t - \varphi_A + \frac{2\pi}{T} x_A) + F_{mB} \sin(\omega t - \varphi_B + \frac{2\pi}{T} x_\beta - \frac{\pi}{2})] \Big]$$

При нарушении условия $x_{\beta} = T/4$ трансформаторную связь необходимо учитывать, используя выражения (4.7).

В простейшем случае магнитная система, отвечающая условию (4.9), имеет вид, рис.4.4. На рисунке А–А и В –В – магнитные оси обмоток А и В.

Так, что

$$F_{\delta}(t, x_A, x_{\beta}) = F_{\pi\delta}(t, x_A, x_{\beta}) + F_{\delta\delta}(t, x_A, x_{\beta}), \qquad (4.10)$$

где введены понятия и обозначения: $F_{n\delta}(t, x_A, x_\beta)$ – суммарная волна МДС прямого следования (движение в направлении положительной оси x_A),

 $F_{o\delta}(t, x_A, x_{\beta})$ — суммарная волна обратного следования. В дальнейшем принимается обозначение координаты x, опуская индекс "А". Выражения (4.10) содержат фазовые углы токов ϕ_A , ϕ_B , угловые координаты $2\pi x/T$ и $2\pi x_{\beta}/T$, которые не связаны пока между собой, и для обнаружения этих связей, приводящих к упрощению получаемых форм записей и позволяющих сделать полезные выводы, следует применить другой математический аппарат.



Рассмотренный выше метод мгновенных значений функций отражает их связь со временем, круговой частотой и другими параметрами. Он базируется на использовании тригонометрических функций. Преобразование указанных функций элементарных в исходном виде в последующем требует внимания и больших затрат времени.

Поэтому предлагают другой метод, связанный с представлением мгновенной величины функции проекцией вектора на ось вещественную (+1). В частности, мгновенное значение МДС обмотки "A" $F_A(t) = F_{Am} \cdot \sin(\omega t + \varphi_A)$ есть проекция \overline{F}_{Am} вектора на ось реальную, рис.4.5, в момент времени t_0 (отрезок ОА), принятого за начало отсчета времени. Вектор имеет начальный угол φ_A , показывающий смещение вектора \overline{F}_{Am} от оси реальной.

В момент времени t_1 вектор $\overline{F}_{Am}(t_1)$ занял другое положение, определяемое промежутком времени $t_1 - t_0$ и круговой частотой ω .

Мгновенное значение МДС определено проекцией вектора на реальную ось $F_A(t_1)$ (отрезок OB). В момент времени t_n за интервал времени $t_n - t_0$ вектор \overline{F}_{Am} совершит поворот на угол 2π радиан ($\omega(t_n-t_0)$) и совпадает с исходным положением в момент времени t_0 . Далее происходит циклическое повторение.



Рис. 4.5

Следует заметить, что величина самого вектора \overline{F}_{4m} сохраняется постоянной.

Это постоянство вектора \overline{F}_{Am} при изменении угла ωt сохранится, если ввести в рассмотрение вторую проекцию. Для этого проводят ось +*j*, опережающую ось +1 на 90 градусов (или $\pi/2$ радиан $e^{+j \pi/2} =+j$).

Тогда $F(t) = F_{Am} \cdot [\cos(\omega t = \varphi_A) + j \cdot \sin(\omega t + \varphi_A)]$ приобретает вид комплексного числа в тригонометрической форме. Более удобной формой записи рассматривают показательную $e^{jx} = \cos x + j \cdot \sin x$. В качестве аргумента x в конкретном случае следует рассматривать $\omega t - \varphi_A$.

$$F_A(t) = F_{Am} e^{j(\omega t - \varphi_A)} = F_{Am} e^{-j\varphi_A} \cdot e^{j\omega t}$$
(4.11)

В конкретном случае $F_{Am} e^{-j\varphi_A}$ произведение постоянной величины, зависящей от начальной величины фазового угла φ_A и амплитуды F_{am} .

Это произведение назвали комплексной амплитудой и обозначают F_{Am} . Часто рассматривают действующее значение $F_A = F_{Am}\sqrt{2}$. В этом случае произведение $F_{Am}e^{-j\varphi_A}$ обозначают \dot{F}_A .

При наличии второй обмотки "*B*", у которой ток имеет такую же круговую частоту ω , но начальную фазу φ_B , временное изменение МДС $F_{\rm B}(t)$ имеет похожую форму записи:

$$F_B(t) = F_{Bm} e^{-j(\varphi_B + \pi/2)} \cdot e^{j\omega t} = \dot{F}_{Bm} \cdot e^{j\omega t}$$
(4.12)

При совместном действии двух обмоток результирующая МДС $F_{\delta}(t)$ с учетом (4.11) и (4.12), а также связи пространственной координаты $x_{\rm B}$ с $x_{\rm A}$: $x_{\rm B} = x_{\rm A} - x_{\beta}$, определяется суммированием:

$$F_{\delta}(t) = F_{Bm} e^{-j\varphi_A} \cdot e^{j\omega t} + F_{Bm} e^{-j(\varphi_B - \underline{x}_{\beta})} \cdot e^{j\omega t} = (F_{Am} e^{-j\varphi_A} + F_{Bm} e^{-j(\varphi_B - \underline{x}_{\beta})}) \cdot e^{j\omega t}, \quad (4.13)$$

здесь введено обозначение $\underline{x}_{\beta} = (2 \cdot \pi \cdot x_{\beta})/T$.

Результирующий вектор изменяет свое положение (вращается) с постоянной частотой, а величина его определяется суммой комплексных амплитуд.

Принимая одну из обмоток за опорную, например обмотку "A", результирующую амплитуду нетрудно выразить через амплитуду опорной обмотки:

$$F_{pm} = (F_{Am}e^{-j\varphi_{A}} + F_{Bm}e^{-j(\varphi_{B}-\underline{x}_{\beta})}) = F_{Am}e^{-j\varphi_{A}}(1 + \frac{F_{Bm}e^{-j(\varphi_{B}-\underline{x}_{\beta})}}{F_{Am}}/e^{-j\varphi_{A}}).$$

Учитывая, что F_{Am} и F_{Bm} зависят от W_A , W_B соответственно и токов I_A , I_B максимум результирующей МДС

$$F_{pm} = F_{Am} e^{-j\phi_{pA}} (1 + \frac{W_B}{W_A} \cdot \frac{I_B}{I_A} e^{-j(\phi_B - \underline{x}_\beta - \phi_A)}).$$
(4.14)

Выражение $1 + \frac{W_B}{W_A} \cdot \frac{I_B}{I_A} e^{-j(\varphi_B - \underline{x}_\beta - \varphi_A)}$ можно рассматривать как некоторый

комплексный коэффициент, зависящий от разности фазовых углов $\varphi_B - \varphi_{A.}$ Обозначив $\beta = \varphi_B - \varphi_{A.}$, выражение (4.14) запишем в виде:

$$F_{pm} = F_{Am} e^{-j\varphi_A} \left(1 + \frac{W_B}{W_A} \cdot \frac{I_B}{I_A} e^{-j(\beta - \underline{x}_\beta)}\right).$$
(4.15)

Полученная зависимость важна тем, что заставляет обратить внимание на те соотношения, при которых результирующая амплитуда изменяет свою величину по сравнению с комплексной амплитудой базисной обмотки. На изменение F_{pm} оказывают влияние два обстоятельства. Первое из них определяет произведение $\frac{W_B}{W_A} \cdot \frac{I_B}{I_A}$. Отношение $\frac{W_B}{W_A}$ принято называть $k_{\rm rp}$ – коэффициентом трансформации. Отношение токов $\frac{I_B}{I_A}$ в процессе работы двигателя может изменяться по разным причинам, но найдется один такой режим, что $\frac{I_B}{I_A} = 1/k_{\rm rp}$, и произведение $\frac{W_B}{W_A} \cdot \frac{I_B}{I_A} = k_{\rm rp} \cdot 1/k_{\rm rp} = 1$. В других режимах это соотношение нарушается. Второе обстоятельство зависит от показателя степени β -<u>х</u>_{β}, отражающего как фазовый сдвиг токов I_A и I_B и, следовательно, МДС обмоток, так и пространственный сдвиг МДС.

Результирующую МДС *F*_{pm} можно рассматривать и в таком виде

$$F_{pm} = F_{Am} e^{j\varphi_A} (1 + \frac{W_B}{W_A} \cdot \frac{I_B}{I_A} e^{j\beta} e^{-j\underline{x}_\beta}).$$

При наличии двух обмоток при произвольном пространственном сдвиге \underline{x}_{β} между ними возникает электромагнитная связь – трансформаторная, – о чем свидетельствует множитель $e^{j\underline{x}_{\beta}}$. Трансформаторная связь между обмотками устраняется, если $\underline{x}_{\beta} = \frac{2\pi}{T} \cdot x_{\beta} = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{T}{4} = \pi/2$ рад. В этом случае выражение (4.15) принимает вид :

•

$$F_{pm} = F_{Am} e^{j\varphi_A} (1 + \frac{W_B}{W_A} \cdot \frac{I_B}{I_A} e^{j(\beta^{+\pi/2})}).$$

Поведение результирующей МДС во времени $F_{pm}(t)$ представляется зависимостью $\dot{F}_{pm}(t) = \dot{F}_{pm} \cdot e^{j\omega t}$, которая не раскрывает происходящих изменений, под действием момента на валу машины, изменений в обмотках I_A и I_B , а также фазовый сдвиг β между токами \dot{I}_A и \dot{I}_B .

Выход подсказывает метод мгновенных значений. Каждый вектор, представляющий мгновенное значение того или иного параметра, имеющего круговую частоту ω , может быть представлен (заменен) суммой двух векторов, имеющих постоянные величины, равные половине амплитуды исходного вектора, но противоположно движущиеся с постоянными круговыми частотами. Такие векторы за время *t* поэтому отклоняются на равные углы, (рис.4.6).



Рис. 4.6

Основной вектор движется в основном заданном направлении с частотой ω . За время *t* он повернулся на угол $\alpha = \omega t$ рад. Составляющую его с половинной амплитудой, повернувшуюся в том же направлении на угол $\alpha_{\Pi} = \omega t$ – называют вектором прямого следования. Другую составляющую с такой же амплитудой, повернувшуюся на угол $\alpha_0 = -\omega t$, называют вектором обратного следования, рис.4.6. Мгновенное значение вектора, $\overline{A}(\omega t)$ определяется проекцией его на ось +1: $\alpha = \omega t = A_m \cos \omega t$. Из формулы Эйлера следует $\cos x = 1/2(e^{jx} + e^{-jx})$.

Полагая $x = \omega t$, можно представить $\alpha(\omega t) = 1/2A_m \cdot (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) = A_m/2 \cdot e^{j\omega t} + A_m/2 \cdot e^{-j\omega t}$, т.е. суммой векторов с равными амплитудами, но их движение противоположны, поскольку скорости равны по величинам и противоположны.

Вопросу математического представления МДС в машинах переменного тока всегда уделяется достаточно большое внимание, т.к. её модель влияет на составляющие магнитного поля: распределение магнитной индукции в воздушном зазоре B_{δ} и магнитного потока Φ_{δ} . На распределение магнитной индукции В_δ влияет прежде всего характер области между статором и ротором. По этому признаку машины переменного тока принято рассматривать с примерно постоянным воздушным зазором δ_0 вдоль окружности внутренней поверхности статора и ротора, что выполняется в большинстве асинхронных машин, а также в синхронных машинах с неявнополюсным ротором, и изменяющейся периодически величиной воздушного зазора от δ_{min} до δ_{max} в синхронных машинах явнополюсных. При вращении роторов, имеющих на валу внешние моменты, принято рассматривать неизменность величины воздушного зазора δ_0 у асинхронных и синхронных неявнополюсных машин. Несмотря на это, для всех синхронных машин (неявнополюсных и явнополюсных) положение ротора, несущего магнитное поле возбуждения, меняется по отношению магнитного поля статора в зависимости от величины момента, приложенного к валу машины.

Перемещение магнитно поля ротора в синхронных машинах явнополюсного типа сопровождается, кроме того, и изменением величины воздушного зазора, на который воздействуют магнитные поля статора и ротора. Указанные особенности синхронных машин привели к необходимости введения осей "d" и "q", связанных с магнитным полем ротора, при учете взаимодействия магнитных полей.

Упомянутые методы: мгновенных значений, комплексных величин, прямых и обратных вращающихся векторов наряду с комбинацией метода осей "*d*" и "*q*", – позволяют решать целый ряд задач, возникающих при анализе работы электрических машин с той или иной степенью приближения.

Рассматривая вопросы принципа работы машин переменного тока, принимают во внимание лишь основные гармонические величины,

позволяющие достаточно просто представить физико-математическую модель происходящих процессов. Однако, даже такие ограничения позволяют выявить ряд особенностей, проявляющихся в работе той или иной электрической машины. Прежде всего, особенности зависят от поведения результирующей ЭДС, формирующей магнитное поле.

4.2. Перемещение МДС от двух статорных обмоток

Пусть выполнены на статоре две обмотки A и B, рис. 4.3 (в пред. разделе), распределенные по пазам Z_1 , образующие равные числа пар полюсов p, с равными обмоточными коэффициентами по первой гармонике МДС k_{of1} . Обмотка "A" имеет число витков W_A с активным сопротивлением r_{1A} . Обмотка подключена на напряжение $u_A = U_{mA} \cdot \sin(\omega t - \psi_A)$ частоты f, и по ней проходит ток $i_{1A} = I_{mA} \sin(\omega t - \phi_A)$. Обмотка "B" выполнена с числом витков W_B , имеет активное сопротивление r_{1B} и напряжение на ней $u_B = U_{mB} \cdot \sin(\omega t - \psi_B)$ частоты f. Ток, проходящий по ней $i_{1B} = I_{mB} \cdot \sin(\omega t - \phi_B)$. В пространстве магнитная ось обмотки "B" смещена относительно магнитной оси обмотки "A" так, что $x_{\beta} = T/4$, что соответствует угловому смещению $\pi/2$ электрических радиан и исключает трансформаторную связь между обмотками по первым гармоникам потоков.

Каждая из обмоток создает МДС, изменяющиеся во времени и смещенные по фазам. Первые гармоники МДС обмоток зависимы от токов обмоток, чисел витков, обмоточных коэффициентов k_{ob1} и числа пар полюсов:

$$F_{A1} = i_A \cdot W_A \cdot k_{o\delta1} / 2p = I_{mA} \cdot W_A k_{o\delta1} \sin(\omega t - \varphi_A) / 2p = I_A \frac{W_A k_{o\delta1}}{\sqrt{2}p} \sin(\omega t - \varphi_A)$$

$$F_{B1}(t) = i_B \cdot W_B \cdot k_{o\delta1} / 2p = I_{mB} \cdot W_B k_{o\delta1} \sin(\omega t - \varphi_B - \pi/2) / 2p =$$

$$= I_A \frac{W_B k_{o\delta1}}{\sqrt{2}p} \sin(\omega t - \varphi_B - \pi/2)$$

здесь $I_{\rm A}$, $I_{\rm B}-$ действующие величины токов в обмотках.

Используя комплексный метод, МДС обмоток записывают в виде:

$$I_{A} \frac{W_{A}k_{o\delta1}}{\sqrt{2}p} [\cos(\omega t - \varphi_{A}) + j\sin(\omega t - \varphi_{A}) = F_{A} \cdot e^{j(\omega t - \varphi_{A})} = F_{A}e^{-j\varphi_{A}} \cdot e^{j\omega t} = F_{A}e^{j\omega t},$$

$$I_{B} \frac{W_{B}k_{o\delta1}}{\sqrt{2}p} [\cos(\omega t - \varphi_{B}) + j\sin(\omega t + \varphi_{B}) = F_{B} \cdot e^{j(\omega t - \varphi_{B} - \pi/2)} = F_{B}e^{j\omega t}]$$

 \dot{F}_{A} , \dot{F}_{B} – действующие комплексные значения МДС обмоток.

Каждая из МДС может быть представлена двумя составляющими: прямой (индекс 1) и обратной (индекс 2).

$$\dot{F}_{A} \cdot e^{j\omega t} = \frac{1}{2} \dot{F}_{A} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) = \dot{F}_{A1} \cdot e^{j\omega t} + \dot{F}_{A2} \cdot e^{-j\omega t}$$

$$\dot{F}_{B} \cdot e^{j\omega t} = \frac{1}{2} \dot{F}_{B} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) = \dot{F}_{B1} \cdot e^{j\omega t} + \dot{F}_{B2} \cdot e^{-j\omega t}$$

$$\left. \right\}$$

$$(4.16)$$

Результирующая МДС двух обмоток изменяющаяся во времени:

$$\dot{F}_{p} = \dot{F}_{A1} \cdot e^{j\omega t} + \dot{F}_{B1} \cdot e^{j\omega t} + \dot{F}_{A2} \cdot e^{-j\omega t} + \dot{F}_{B2} \cdot e^{-j\omega t} = \dot{F}_{p1} \cdot e^{j\omega t} + \dot{F}_{p2} \cdot e^{-j\omega t}$$
(4.17)

 \dot{F}_{p1} , \dot{F}_{p2} – результирующие комплексные амплитуды прямой и обратной последовательностей.

Комплексные амплитуды \dot{F}_{p1} , \dot{F}_{p2} зависят от токов I_A , I_B в соответствии с (4.16) и (4.17). Поскольку сомножители $e^{j\omega t}$ и $e^{-j\omega t}$ в (4.17) имеют ω постоянной, то в дальнейшем рассматривают лишь влияние комплексных амплитуд $\dot{F}_{p1} = \dot{F}_{A1} + \dot{F}_{B1}$ $\dot{F}_{p2} = \dot{F}_{A2} + \dot{F}_{B2}$. Принимая за ведущую одну из обмоток (например A) достаточно выполнить преобразование $\dot{F}_{p1} = \dot{F}_{A1}(1 + \frac{\dot{F}_{B1}}{\dot{F}_{A1}})$ и рассмотреть отношение $\dot{F}_{B1}/\dot{F}_{A1}$, учитывая (4.15): $\dot{F}_{B1}/\dot{F}_{A1} = \frac{(\frac{I_B W_B k_{o\delta}}{\sqrt{2}p} e^{-j(\varphi_B - \pi/2)})}{(\frac{I_A W_A k_{o\delta1}}{\sqrt{2}p} e^{-j\cdot\varphi_A})} = \frac{I_B W_B}{I_A W_A} e^{-j(\varphi_B - \varphi_A - \pi/2)}$ (4.18)

Полученное выражение содержит отношения: чисел витков $\frac{W_B}{W_A} = k_{_{TP}}$, называемое условно коэффициентом трансформации, и токов $\frac{I_B}{I_A} = k_i$.

В том случае, если произведение $k_{\rm Tp} \cdot k_i = 1$, что выполнимо при $k_{\rm Tp} = \frac{1}{k_i} = \frac{I_A}{I_B}$. Следует заметить, такое равенство $k_{\rm Tp} \cdot k_i = 1$ выполнимо только

при частных условиях, в частности от напряжений U_A и U_B , и прочих.

Соотношение комплексных амплитуд зависит от сомножителя $e^{-j(\varphi_B - \varphi_A - \pi/2)}$, содержащего в показателе степени разность фазовых углов токов $\psi_B - \varphi_A$. При равенстве $\psi_B = \varphi_A$ разница равна нулю. Амплитуда

 $\dot{F}_{p2} = \dot{F}_{A1}(1 + k_{\gamma p} \cdot k_i)$ изменяется по величине и изменяет свое положение в зависимости от времени $\dot{F}_{p1} e^{j\omega t}$.

Обозначив разницу $\psi_B - \varphi_A = \pm \beta$, следует рассмотреть возможность равенства $\beta = \pm \pi/2$ (эл. рад.). Тогда $e^{j\beta} = e^{j\pm\pi/2} = \pm j$ и отношение $\dot{F}_{B1}/\dot{F}_{A1} = k_{\tau p}k_i \cdot j$, а результирующая амплитуда $\dot{F}_{p1} = \dot{F}_{A1}(1 \pm j \cdot k_{\tau p}k_i)$ не просто изменяет свою величину.

Останавливая внимание на $0 \le \beta \le \pi/2$, следует рассматривать $e^{j\beta} = \cos\beta \pm j \cdot \sin\beta$, и комплексная результирующая амплитуда \dot{F}_{p1} изменяется по усложненной функции:

$$\dot{F}_{p1} = \dot{F}_{A1} [1 + k_{\mathrm{T}p} \cdot k_i (\cos\beta \pm j\sin\beta)] = \dot{F}_A [1 + k_{\mathrm{T}p} \cdot k_i \cos\beta \pm j \cdot k_{\mathrm{T}p} \cdot k_i \sin\beta] \qquad (4.19)$$

Комплексные амплитуды последовательностей сдвинуты на угол 90°, рис. 4.7.



Рис. 4.7

На рис. 4.7,а изображены два вектора \dot{F}_A и \dot{F}_B , сдвинутые на фазовой угол β .

Введение системы составляющих векторов прямой и обратной последовательностей: \dot{F}_{A1} , \dot{F}_{B1} и \dot{F}_{A2} , \dot{F}_{B2} , (рис.4.7,б), – позволяют заменить каждый из векторов суммой симметричных составляющих: $\dot{F}_{A} = \dot{F}_{A1} + \dot{F}_{A2}$, $\dot{F}_{B} = \dot{F}_{B1} + \dot{F}_{B2}$, что отражено на рис.4.7.а (пунктирные изображения).

Симметричные составляющие связаны с исходными векторами F_A и F_B . Векторы симметричных составляющих прямой последовательности имеют равные модули $|F_{A1}| = |F_{B1}|$ и сдвинуты на 90° так, что $F_{A1} = j \cdot F_{B1}$ или $F_{B1} = -j \cdot F_{A1}$.

Для системы векторов обратной последовательности соблюдается также равенство модулей $|\dot{F}_{A2}| = |\dot{F}_{B2}|$, но порядок следования их противоположный: $\dot{F}_{A2} = -j \cdot \dot{F}_{B2}$ или $\dot{F}_{B2} = j \cdot \dot{F}_{A2}$.

Сдвиг исходных векторов \dot{F}_{A} и \dot{F}_{B} на произвольный угол β позволяет определить векторы симметричных составляющих:

$$\dot{F}_{B2} = \frac{\dot{F}_B - jF_A}{2}; \ \dot{F}_{B1} = \frac{\dot{F}_B + jF_A}{2}.$$

Найденные векторы одной составляющей системы используют для определения другой составляющей, принимая во внимание вышеизложенные правила.

Обращение к выражению (4.17) показывает сложный характер поведения результирующей МДС во времени. Учитывая, что главное внимание отводится составляющим \dot{F}_{A1} , \dot{F}_{B1} прямого следования, интересно выявить условия, при которых МДС будет представлено только этими составляющими.

Такое условие выполнимо, если $\dot{F}_{p2} = 0$.

$$\overset{\bullet}{F}_{p2} = \frac{1}{2} (\overset{\bullet}{F}_{A2} + \overset{\bullet}{F}_{B2}) = 0.$$

Учитывая, что $\mathring{F}_{A2} = \frac{1}{2} F_A \cdot e^{-j\varphi_A}$, $\mathring{F}_{B2} = \frac{1}{2} F_B \cdot e^{-j(\varphi_B - \pi/2)}$ получается $\mathring{F}_{p2} = \frac{1}{2} (F_A e^{-j\varphi_A} + F_B e^{-j(\varphi_B - \pi/2)}) = \frac{1}{2} F_A e^{-j\varphi_A} [1 + \frac{F_B}{F_A} \cdot e^{-j(\varphi_B - \varphi_A - \pi/2)}] = 0,5 F_A e^{-j\varphi_A} [1 + \frac{F_B}{F_A} \cdot e^{-j(\beta - \pi/2)}].$

Составляющая 0,5 $F_A e^{-j\varphi_A}$ не может быть равна нулю, так как по обмотке протекает ток I_A . Следовательно должно быть выполнено требование $1 + \frac{F_B}{F_A} \cdot e^{-j(\beta - \pi/2)} = 0$. Такое требование выполнимо при соблюдении двух условий: a) $\frac{F_B}{F_A} = 1$. $(k_{\rm Tp} \cdot k_{\rm I} = 1)$ – равенство МДС обмоток; и

б) $e^{-j(\beta-\pi/2)} = e^{j(\pi/2-\beta)} = -1$. Такое требование выполнимо при $\pi/2-\beta = \pi (\cos \pi + j \cdot \sin \pi = -1)$ и $\beta = -\pi/2$.

Только при выполнении этих условий $-F_{p^2} = 0$. В этом случае остается только результирующая МДС прямого следования

$$\begin{split} \dot{F}_{p1} &= \dot{F}_{p} = \dot{F}_{A1} [1 + \cdot e^{j(\varphi_{B} - \varphi_{A} + \pi/2)}] = \\ &= \dot{F}_{A1} [1 + \cdot e^{j(\beta + \pi/2)}] = \dot{F}_{A1} \cdot 2 = \dot{F}_{A}. \end{split}$$

Вектор \dot{F}_{A} остается постоянным и в зависимости от времени описывает окружность $\dot{F}_{p} \cdot e^{j\omega t}$, рис.4.8.

Образованную при этих условиях МДС и магнитное поле, называют круговым. При наличии МДС обратной последовательности $\dot{F}_{p2} \cdot e^{-j\omega t}$, результирующий вектор $\dot{F}_p = \dot{F}_{p1} \cdot e^{j\omega t} + \dot{F}_{p2} \cdot e^{-j\omega t}$ описывает более сложный контур. Каждый из составляющих векторов \dot{F}_{p1} и \dot{F}_{p2} изменяют свои модули в зависимости Рис. 4.8 от причин, вызвавших несимметрию, определяемую изменением разности фазовых углов β и произведением $k_{\rm Tp} \cdot k_i \neq 1$. Предполагая $\beta = -\pi/2$ для коэффициентов, влияющих на модули $|F_{p1}|$ и $|F_{p2}|$, получено: $k_1 = (1+k_{\rm Tp} \cdot k_i)$ для обратной последовательности.

Пусть $k_{\rm TP}$ · $k_{\rm i}$ =0,7, тогда k_1 =1,7, k_2 =0,3.

Амплитуды МДС последовательностей будут: $F_{p1} = \frac{F_{mA}}{2}$ 1,7 = 0,85 F_{mA} ; $F_{p2} = \frac{F_{mA}}{2}$ 0,7 = 0,35 F_{mA} .

Положение вектора результирующей МДС \dot{F}_p в зависимости от времени определится суммой $\dot{F}_p(t) = \dot{F}_{p1} e^{\omega t} + \dot{F}_{p2} e^{-\omega t}$. Изображение контура, описываемого вектором $\dot{F}_p(t)$ в разные моменты времени отражает рис. 4.9. Каждый из векторов $\dot{F}_{p1} e^{j\omega t}$ и $\dot{F}_{p2} e^{-j\omega t}$ за равные промежутки времени поворачиваются на равные углы: α_{Π} – в прямом направлении и α_0 – в обратном направ-



лении. Результирующий вектор $\dot{F}_{p}(t)$ за период времени *T* совершает оборот, образуя максимальную AB и минимальную CD оси. Образованный

контур – эллипс, и магнитное поле, созданное результирующей МДС $\dot{F}_{p}(t)$, названо эллиптическим. Для оценки отклонения МДС от круговой введен коэффициент эллиптичности:

$$k_{\varepsilon} = AB/CD = F_{p \max} / F_{p \min} = \frac{\stackrel{\bullet}{F}_{p1} + \stackrel{\bullet}{F}_{p2}}{\stackrel{\bullet}{F}_{p1} - \stackrel{\bullet}{F}_{p2}}.$$

При круговом поле $k_{\varepsilon} = 1$, и частота вращения вектора \dot{F}_{p} постоянна ω . При эллиптической МДС следует определить частоту изменения скорости движения результирующего вектора \dot{F}_{p} , связав его величину с угловым положением.

4.3. Круговая частота перемещения результирующего вектора эллиптической МДС

За время t_1 векторы \dot{F}_{p1} и \dot{F}_{p2} повернулись, имея постоянную частоту ω , на равные углы α_{Π} и α_0 относительно исходного положения (OA), образовав результирующий вектор $\dot{F}_p = \dot{F}_{p1} + \dot{F}_{p2}$. (рис. 4.10). Рассматривая проекции векторов, получают: $OA = \dot{F}_p \cdot \cos \gamma$; $AB = \dot{F}_p \cdot \sin \gamma$. $OA = \dot{F}_{p1} \cdot \cos \alpha_{\Pi} + \dot{F}_{p2} \cdot \cos \alpha_0$, ВА $= \dot{F}_{p1} \cdot \sin \alpha_{\Pi} + \dot{F}_{p2} \cdot \sin \alpha_0$. $tg\gamma = BA/OA = (\dot{F}_{p1} \sin \alpha_{\Pi} - \dot{F}_{p2} \sin \alpha_0)/(\dot{F}_{p1} \cos \alpha_{\Pi} + \dot{F}_{p2} \cos \alpha_0) =$ $= (\dot{F}_{p1} \sin \alpha_{\Pi} - \dot{F}_{p2} \sin \alpha_0)/\cos \alpha_{\Pi} (\dot{F}_{p1} + \dot{F}_{p2}) = \frac{\dot{F}_{p1} - \dot{F}_{p2}}{\dot{F}_{p1} + \dot{F}_{p2}} \cdot \frac{\sin \alpha_{\Pi}}{\cos \alpha_{\Pi}} = k_{\varepsilon} tg\alpha = k_{\varepsilon} tg(\omega t)$.

 $\gamma = arctg(k_{\varepsilon}\omega t)$ – угол зависим от коэффициента эллиптичности k_{ε} и времени далеко не пропорционально.

Частота движения вектора \dot{F}_{p} находится по производной от угла $\gamma(t)$ по времени:

$$\omega_p = \frac{d\gamma}{dt} = \frac{1}{1 + k_{\varepsilon}^2 t g^2(\omega t)} \cdot \frac{k_{\varepsilon} \omega}{\cos^2(\omega t)} = \frac{k_{\varepsilon} \omega}{\cos^2(\omega t) + k_{\varepsilon}^2 \sin^2(\omega t)} .$$
(4.20)

Удобнее рассматривать относительную частоту движения по отношению постоянной ω:

$$\omega_p^* = \frac{\omega_p}{\omega} = \frac{k_{\varepsilon}}{\cos^2(\omega t) + k_{\varepsilon}^2 \sin^2(\omega t)}$$

Полученная функция отражает сложную зависимость от времени. Существование экстремальных величин ω_p^* определяет первая производная по времени:

$$\frac{d\omega_p^*}{dt} = -k_{\varepsilon}\omega \frac{(k_{\varepsilon}^2 - 1)\sin 2\omega t}{(\cos^2 \omega t + k_{\varepsilon}^2 \sin^2 \omega t)} = 0$$

Наложенное условие выполнимо, если $k_{\varepsilon} \cdot (k_{\varepsilon}^2 - 1) \cdot \sin 2\omega t = 0$. Рассматриваемая функция принимает нулевые значения при $k_{\varepsilon} = 1$, что свидетельствует о постоянстве ω и круговом поле. Другая возможность связана с условием $\sin 2\omega t = 0$. Наличие аргумента $2\omega t$ свидетельствует о движении результирующей МДС с двойной угловой частотой.

О существовании экстремумов функции свидетельствуют функции $\sin 2\omega t$, $\cos^2 \omega t$, $\sin^2 \omega t$. Какую экстремальную величину будет иметь ω_p^* зависит от степени эллиптичности k_{ε} и функции $\sin 2\omega t$. Последняя обращается в 0 при $2\omega t = n \cdot \pi/2$, где n = 0, 1, 2, 3, ... При $n = 0, 2, 4 ... - четном числе функция <math>\omega_p^*$: $k_{\varepsilon}/[\cos^2 n \cdot \pi/2 + k_{\varepsilon}^2 \cdot \sin^2 n \cdot \pi/2] = k_{\varepsilon}$, что соответствует минимальному значению.

При нечетных n = 1, 3, 5, ... функция ω_p^* имеет максимальную величину, зависящую от величины k_{ε} :

$$\omega_p^* = k_{\varepsilon}/k_{\varepsilon}^2 = 1/k_{\varepsilon}.$$

На рис. 4.11 показано поведение функции ω_p^* в пределах изменения аргумента $2\pi f$ за период *T*.

Используя метод симметричных составляющих, результирующая МДС, создаваемая двумя несимметричными обмотками, может иметь либо круговой, либо эллиптический характер перемещения во времени относительно статора.



Рис. 4.11

Условия кругового перемещения результирующей МДС выполнимы, если:

1) при известном коэффициенте трансформации $k_{\rm rp}$ отношение токов обмоток k_i таково, что $k_{\rm rp}$ k_i =1;

2) сдвиг фаз токов обмоток $\beta = \pi/2$ рад;

3) пространственный сдвиг осей МДС обмоток составляет $x_{\beta} = \frac{1}{4}T$, где *T* – пространственный период чередования пар полюсов ($T = \pi D_i / p$ или $T = 2\pi / p$ радиан, D_{ic} – диаметр внутренней расточки статора).

Применяя метод симметричных составляющих для анализа работы машины переменного тока, следует учитывать особенности машины: тип её – асинхронная или синхронная, каков характер изменения воздушного зазора между внутренней поверхностью статора и ротора – постоянен ли он, или его величина переменчива вдоль окружности статора. При этом рассматривается конструкция машины абсолютно жесткой.

5. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ. КОНСТРУКЦИИ

Для выполнения своей функции асинхронные машины имеют две обмотки со смещением осей МДС $x_{\beta} = 1/4T$. Каждая обмотка имеет разное количество витков, с равными обмоточными коэффициентами k_{ob} , и рассчитаны на равные числа пар полюсов *p*. Обмотки размещены в Z_1 пазах статора. Пакет активного статора набирают из тонких листов электротехнической стали с изолирующим слоем между листами.

Ротор асинхронной машины имеет ряд модификаций в зависимости от требований, предъявляемых к асинхронной машине. Он может иметь традиционное исполнение: вал, опирающийся на подшипники, на вал насаживается сердечник, набираемый из тонколистовой стали электротехнической стали с Z_2 пазами, которые либо заполняют стержнями из электропроводящего материала и по торцам с двух сторон запаивают короткозамыкающими кольцами из такого же материала, либо, используя более современный технологический процесс, создают короткозамкнутую обмотку на роторе путем заливки расплавленными сплавами на основе алюминия. Ротор должен быть хорошо отбалансирован.

При выполнении асинхронных машин, отвечающих специальным требованиям, ротор может быть выполнен либо в виде тонкого диска из

электропроводящего материала, установленного на вал, либо в виде полого тонкостенного стакана из электропроводящего материала (сплавы алюминия, бронзы и другие специальные сплавы). В этом случае внутри полого стакана размещают внутренний неподвижный статор с гладкой наружной поверхностью, сквозь него проходит вал.

Существуют конструкции, у которых внутренний статор имеет на наружной своей цилиндрической поверхности $Z_{\rm BH}$ пазов, в которые заложена одна из обмоток.

Другой модификацией ротора для специальных машин служит цилиндр из магнитопроводящего материала (сталь) в виде стакана. Толщина стенки стакана выбирается по условиям допустимых магнитных нагрузок и механических. По наружной поверхности стакана наносят слой из электропроводящего материала. Такой стакан закрепляют на валу. Конструкция имеет увеличенный зазор и не требуется наличие внутреннего статора.

5.1. Принцип работы и основные понятия

Симметричная асинхронная машина работает за счет магнитного поля, создаваемого обмотками статора. Магнитное поле в общем курсе электрических машин рассматривается круговым. Частота вращения этого поля $\Omega_1 = 2\pi f/p$. Перемещаясь относительно обмоток статора, оно индуцирует в симметричных обмотках равные ЭДС.

Перемещаясь относительно и обмотки ротора это магнитное поле (симметричное) индуктирует ЭДС в обмотке ротора. Обмотка ротора представляет замкнутую систему, и в обмотке ротора протекает ток, зависящий от ЭДС в роторном контуре, его сопротивлений активного и индуктивного, а также от состояния ротора: движется он или неподвижен. Это состояние ротора зависит от скорости его движения Ω_p . В этом случае величина ЭДС, созданной в обмотке ротора, зависит от разности скоростей $\Omega_1 - \Omega_p$.

В процессе пуска скорость Ω_p ротора меняет свою величину от 0 под действием электромагнитного момента M_3 , образованного от взаимодействия тока в роторной обмотке (его магнитного поля) с магнитным полем, образованным обмотками статора.

Но к валу может быть приложен момент сопротивления M_c . Кроме того ротор обладает моментом инерции J_p . Изменение скорости движения ротора будет происходить до тех пор, пока $M_3(t) - M_c = J_p d \Omega_2/dt$ разность

моментов будет равна 0. Наступает статический (равновесный) режим. Стоит измениться величине одного или другого моментов, устанавливается через какой-то интервал времени новый статический режим при другой скорости ротора.

Не рассматривая причину изменения скорости ротора, вводят понятие скольжения s =($\Omega_1 - \Omega_p$)/ Ω_1 – безразмерное. Скольжение связано и частотами токов, протекающих в обмотке ротора и статорных обмотках *f*: $s = f_p/f$.

В связи с тем, что в машинах с несимметричными обмотками результирующее магнитное поле можно рассматривать как одновременное существование прямого и обратного, то следует ввести и понятие скольжений:

–прямого $s_1 = (\Omega_1 - \Omega_p) / \Omega_1$ при этом ротор движется в направлении прямого магнитного поля и

–обратного s_2 при этом движение ротора противоположно движению обратного поля. Скорость обратного поля $\Omega_2 = -\Omega_1$.

Тогда $s_2 = (-\Omega_2 - \Omega_p)/(-\Omega_2) = (\Omega_2 + \Omega_p)/(\Omega_2).$

Учитывая, что $\Omega_p = \Omega_1(1-s)$, а также противоположную направленность скорости, получаем $s_2 = 2 - s_1$. Вводя обозначение скольжения для прямого поля *s*, для обратного скольжения оно будет 2 - s.

Возникновение несимметричного режима асинхронной машины приводит к образованию магнитного поля обратной последовательности, и во многом зависит от назначения асинхронной машины. Даже в случае использования её в двигательном режиме. Существует разделение по предъявляемым требованиям: будет ли такой двигатель работать длительно с необходимо высокими энергетическими показателями (η , соs ϕ), работая с мало меняющейся скоростью, сохраняя устойчивость при колебании нагрузки – момента сопротивления M_c , и его обмотки подключены на напряжение сети U_c частотой f; или же от асинхронного двигателя требуется возможность регулирования частоты вращения Ω_p в зависимости от изменения поступающего сигнала, имея на валу постоянный момент M_c . Двигатель должен обеспечить возможность регулирования Ω_p от 0 до близкой к синхронной < Ω_1 . Имея в виду выполнение выдвигаемых требований, асинхронные двигатели разделяют на: 1) общего применения! (работающими на устойчивой части механической характеристики и

обмотки его получают электрическую энергию от единой сети – однофазной линии (или двухпроводной); 2) асинхронные управляемые, имеющие две обмотки. Одна из них постоянно получает электрическую энергию от сети с постоянной величиной U_c , а на другую подают напряжения управления U_y той же частоты, что и U_c . Напряжение U_y при этом можно регулировать либо по величине, либо по фазе.

В независимости от назначения в асинхронном двигателе должно быть создано вращающееся магнитное поле, что обеспечивается разностью фаз токов, протекающих по обмоткам. Разность фаз токов обеспечивается различными способами, которые будут рассмотрены дальше.

Рассмотрим асинхронный двигатель управляемый как наиболее полно отражающий возможность применения метода симметричных составляющих, с использованием комплексных амплитуд.

5.3. Система уравнений несимметричного двигателя с двумя обмотками статора

Асинхронный двигатель имеет на статоре две обмотки: "В" – обмотка возбуждения с числом витков $W_{\rm B}$ и "У" – обмотка управления с числом витков $W_{\rm y}$. Обе обмотки создают МДС с равным числом пар

полюсов p, имеют равные обмоточные коэффициенты $k_{obs} = k_{oby}$. Обмотка "В" через добавочное сопротивление $Z_{db} = r_{db} + j \cdot x_{db}$ включена на напряжение сети U_{ch} частоты f.

На обмотку "У" поступает напряжение от управляющей системы "УС" такой же частоты f. Номинальное напряжение обмотки $U_{\rm yh}$. Текущее значение напряжения обмотки $U_{\rm y}$.



Токи, протекающие по обмоткам $I_{\rm B}$, $I_{\rm y}$ в действующих значениях соответственно.

Оси МДС обмоток сдвинуты в пространстве на угол $T/4 = \pi/2$ электр. радиан. Напряжения и токи синусоидальны. Используя метод симметричных составляющих, записываем уравнения напряжений и токов.

$$\begin{cases} \dot{U}_{cu} = \dot{U}_{B} + \dot{U}_{z\partial\partial} = U_{B1} + U_{B2} + \dot{U}_{\partial\delta}; \\ \dot{U}_{y} = \dot{U}_{y1} + \dot{U}_{y2}; \\ \dot{I}_{y} = \dot{I}_{y1} + \dot{I}_{y2}; \\ \dot{I}_{B} = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2}; \\ M_{c} = M_{g} = M_{g1} + M_{g2} \\ \dot{U}_{y1} = \dot{I}_{y1} \cdot Z_{y1} \\ \dot{U}_{y2} = \dot{I}_{y2} \cdot Z_{y2} \\ \dot{U}_{B1} = \dot{I}_{B1} \cdot \dot{Z}_{B1} \\ \dot{U}_{B2} = \dot{I}_{B2} \cdot \dot{Z}_{B2} \end{cases}$$
(5.1)

здесь Z_{y1}, Z_{y2} и Z_{B1}, Z_{B2} – комплексные сопротивления токам прямой и обратной последовательностей обмоток "У" и "В" соответственно.

Учитывая, что I_{B} проходит и по добавочному сопротивлению $Z_{дб}$, можно выполнить некоторые преобразования:

Момент электромагнитный пока неизвестен и его предстоит найти через составляющие от прямой последовательности M_{31} и обратной M_{32} .

Из всей системы уравнений выделим два:

Учитывая, что $|\dot{F}_{y_1}| = |\dot{F}_{B_1}|$ и $\dot{F}_{B_1} = j \cdot F_{y_1}$ или $\dot{F}_{y_1} = -j \cdot F_{B_1}$, а также $|\dot{F}_{y_2}| = |\dot{F}_{B_2}|$ и $\dot{F}_{y_2} = -j \cdot F_{B_2}$ $\dot{F}_{B_2} = j \cdot F_{y_2}$, можно выразить токи последовательностей обмотки "В" через токи последовательностей обмотки "У", принимая её за базисную.

Каждая из последовательностей МДС обмоток имеет причину: ток обмотки, соответствует последовательности.

МДС прямой последовательности обмоток:

"У":
$$F_{y1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{y1} \frac{W_y k_{o\delta y1}}{p}$$

"В": $F_{B1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{B1} \frac{W_y k_{o\delta B1}}{p}$;
Отношение $F_{B1} / F_{y1} = 1 = \frac{I_{B1}}{I_{y1}} \cdot \frac{W_B k_{o\delta b1}}{W_y k_{o\delta y1}} = \frac{I_{B1}}{I_{y1}} k_{TP}$

Следовательно : $I_{B1} = I_{y_1}/k_{Tp}$ и $I_{B1} = j I_{y_1}/k_{Tp}$. связи $F_{y_2} = -j \cdot F_{B_2}$, аналогично устанавливается Учитывая

соотношение $I_{\rm B2} = I_{\rm Y2} / k_{\rm TD.}$

По комплексным соотношениям

$${}^{\bullet}I_{B1} = j I_{y1} / k_{\rm Tp}. \quad {}^{\bullet}I_{B2} = -j I_{y2} / k_{\rm Tp}.$$

Подставляя полученные связи составляющих в уравнения системы (5.2), получим преобразованную систему с сокращением числа неизвестных:

$$\begin{cases} \overset{\bullet}{U}_{CH} = j I_{y_1} / k_{rp} Z_{B\partial 1} - j I_{y_2} / k_{rp} Z_{B\partial 2} \\ \overset{\bullet}{U}_{y} = I_{y_1} \cdot Z_{y_1} + I_{y_2} \cdot Z_{y_2}. \end{cases}$$
(5.3)

Решение системы (5.3) относительно токов I_{y_1}, I_{y_2} приводит к выражениям:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{y_{1}} = \frac{\mathbf{i}_{y_{2}} Z_{BA2} - j \mathbf{i}_{CH} Z_{y_{2}} k_{rp}}{Z_{y_{1}} \cdot Z_{BA2} + Z_{y_{2}} \cdot Z_{BA1}} \\ \mathbf{i}_{y_{2}} = \frac{\mathbf{i}_{y_{2}} Z_{BA1} + j \mathbf{i}_{CH} Z_{y_{1}} k_{rp}}{Z_{y_{1}} \cdot Z_{BA2} + Z_{y_{2}} \cdot Z_{BA1}} \end{cases}$$
(5.4)

Найденные токи I_{y_1}, I_{y_2} позволяют найти и составляющие токи обмотки возбуждения:

$$I_{B1} = j \cdot I_{y1} / k_{Tp}, \ I_{B2} = -j \cdot I_{y2} / k_{Tp}.$$

Для каждой обмотки токи находят по симметричным составляющим:

•
$$I_{y} = I_{y1} + I_{y2} = I_{ya} + j \cdot I_{yp}; \quad I_{y} = \sqrt{I_{ya}^{2} + I_{yp}^{2}}.$$

$$I_{B} = I_{B1} + I_{B2} = j(I_{V1} - I_{V2})/k_{\rm rp} = \{j[Im(I_{V1}) - Im(I_{V2})] + j[Re(I_{V1}) - Re(I_{V2})]\}/k_{\rm rp} = I_{aa} + jI_{ap}$$
$$I_{B} = \sqrt{I_{Ba}^{2} + I_{Bp}^{2}}.$$

Коэффициенты мощности обмоток:

"Y" $\cos \varphi_{\rm y} = I_{\rm ya} / I_{\rm y}$.

"B" $\cos \phi_{\rm B} = I_{\rm Ba} / I_{\rm B}$.

Мощность, потребляемая обмоткой "У" : $P_y = U_y I_{ya}$.

Мощность, потребляемая из сети цепью обмотки "В": $P_{c} = U_{ch} I_{Ba}$.

Полная потребляемая электрическая мощность $P_1 = P_v + P_B$.

Рассмотрена возможность некоторого упрощения теоретического и расчетного процесса путем приведения одной обмотки к другой, выбираемой за основную. Такое приведение учитывало равные обмоточные коэффициенты $k_{o61y} = k_{o6b}$. Существуют АД и с неравными обмоточными коэффициентами. В этом случае коэффициент трансформации $k_{Tp} = W_B k_{o6b} / W_B k_{o6b}$. Произведение $W \cdot k_{o6} = W_9$ называют эффективным числом витков.

Кроме рассмотренных двух обмоток на статоре существует и третья обмотка, размещаемая на роторе, которая в рабочем режиме также создает магнитное поле, оказывающее влияние на магнитное поле создаваемое обмотками статора. В целях упрощения математической и расчетной модели целесообразно выполнить приведение обмотки ротора к одной из обмоток статора. Достаточным оказывается приведение к одной обмотке, выбираемой в качестве базисной.

5.4. Приведение обмотки ротора к обмотке статора по числу витков

Вводя для анализа работы несимметричных АД метод симметричных составляющих (более подробно рассмотрено его применение к управляемым исполнительным двигателям), были введены комплексные сопротивления, соответствующие прямой и обратной последовательностям для каждой обмотки ("У" или "В"). Для ответа на вопрос, что это за сопротивления, следует учесть наличие ещё одной обмотки – ротора, которая отражает все изменения, происходящие с магнитным полем воздушного зазора. Прежде всего следует уделить внимание ЭДС, как в обмотках статора, так и ротора. Естественно, что ЭДС не одинаковы в каждой из рассматриваемых обмоток, а это существенно усложняет анализ. С целью его упрощения в

теории трансформаторов, симметричных асинхронных машин используют метод приведения вторичных обмоток к первичным. В АУД и вообще АД вторичной является обмотка ротора.

Рассмотрим приведение обмотки ротора к обмотке статора. Например, к обмотке "У" потому, что главную несимметрию в работе УАД создает именно обмотка "У".

ЭДС обмотки "У" пропорциональна частоте f напряжения (тока и магнитного потока) и числу эффективных витков $W_v \cdot k_{ofv}$:

$$E_{\rm y} = 4,44 f W_{\rm y} \cdot k_{\rm oby} \cdot \Phi_{\delta}$$

В обмотке ротора при его неподвижном состоянии и условно разомкнутой обмотке магнитный поток Φ_δ индуцирует ЭДС

 E_{py} =4,44 W_{p} : $f_{p} k_{obp}$: Φ_{δ} , где f_{p} частота ЭДС в обмотке ротора (при Ω_{p} =0 частота f_{p} =f; при Ω_{p} >0 f_{p} =f ·s).

Используется прием замены реальной ЭДС E_{py} такой величиной E_{py}^{*} , чтобы последняя равнялась E_{y} , т.е. $E_{py}^{*}=4,44 \ W_{y} \cdot k_{oby} \cdot f \cdot \Phi_{\delta}$.

При сохранении потока Φ_{δ} и частоты ЭДС обмотки ротора необходимо в обмотке ротора изменить эффективное число витков в k_{ev} раз.

$$E_{\text{py}} = 4,44 f \cdot W_{\text{p}} \cdot k_{\text{ofp}} \cdot \Phi_{\text{y\delta}} k_{\text{ey}} = 4,44 W_{\text{y}} \cdot k_{\text{ofy}} \cdot f \cdot \Phi_{\delta}$$

Следовательно, $k_{ey} = \frac{W_y k_{o \delta y}}{W_p k_{o \delta p}}$ и называют его коэффициентом приведения

ЭДС обмотки ротора к ЭДС обмотки "У".

Такое же приведение по ЭДС может быть выполнено и по отношению к обмотке ""В". Тогда $k_{ee} = \frac{W_e k_{obe}}{W_p k_{obp}}$. Коэффициенты $k_{ey} \neq k_{eB}$.

Произведенная замена действительной ЭДС ротора на приведенную E_{py} (или E_{pB}) вызывает необходимость изменить и величину тока в обмотке ротора при сохранении электромагнитной мощности, поступающей от обмотки "У": E_{py} · $I_{py} = E_{py}^*$ · I_{py}^* . Этого условия недостаточно для получения величины приведенного тока I_{py} .

Для решения этого вопроса исходят из уравнений МДС:

Обмотки "У" и ротора $\dot{F}_{y} + \dot{F}_{py} = \dot{F}_{my}$, Обмотки "В" и ротора $\dot{F}_{B} + \dot{F}_{pB} = \dot{F}_{mB}$. В уравнениях \dot{F}_{my} и \dot{F}_{mB} комплексные МДС намагничивания обмоток "У" и "В" соответственно; зависящие от токов

$$\overset{\bullet}{F}_{y} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \overset{\bullet}{I}_{y} \frac{W_{y} k_{o \delta y}}{p}; \quad \overset{\bullet}{F}_{B} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \overset{\bullet}{I}_{B} \frac{W_{B} k_{o \delta B}}{p};$$

МДС, создаваемая обмоткой ротора, $\dot{F}_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \dot{I}_p \frac{W_p k_{o\delta p}}{p}$.

На примере одной обмотки "У" уравнение МДС принимает вид:

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{i}_{y} \frac{W_{p} k_{o\delta p}}{p} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{i}_{p} \frac{W_{p} k_{o\delta p}}{p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \mathbf{i}_{my} \frac{W_{y} k_{o\delta y}}{p},$$

или после преобразования $I_y + I_p \frac{W_p k_{o\delta p}}{W_y k_{o\delta y}} = I_{my}$.

Следовательно, произведение $I_p \frac{W_p k_{o\delta p}}{W_y k_{o\delta y}} = I_p (\frac{W_y k_{o\delta y}}{W_p k_{o\delta p}})^{-1}$ можно рассматривать

как приведенную величину тока ротора к обмотке "У" I_{py}^* : $I_{py}^* = I_p (\frac{W_y k_{o \delta y}}{W_p k_{o \delta p}})^{-1}$.

Отношение $(\frac{W_y k_{o \delta y}}{W_p k_{o \delta p}}) = k_{iy}$ – называют коэффициентом преобразования тока ротора для обмотки "У".

Введением коэффициента k_{iy} соотношение между токами $I_{py}^* = I_p / k_{iy}$. Подобное приведение тока ротора следует выполнить и для обмотки "В".

Электромагнитная мощность, поступающая от обмотки "У":

$$P_{_{3y}} = E_{_{py}} \cdot I_{_{py}} = E_{_p} / k_{_{ey}} \cdot I_{_p} \cdot k_{_{iy}} = E_{_p} \cdot I_{_p} \cdot \frac{W_p k_{_{odp}}}{W_y k_{_{ody}}} \cdot \frac{W_y k_{_{ody}}}{W_p k_{_{odp}}} = E_p \cdot I_p - \text{He Hapymena.}$$

Полная электромагнитная мощность, поступающая в ротор от обмоток "У" и "В", представляется суммой:

$$P_{\mathfrak{g}} = P_{\mathfrak{g}} + P_{\mathfrak{g}} = E_{py}^{\bullet} \cdot I_{py}^{\bullet} + E_{pB}^{\bullet} \cdot I_{pB}^{\bullet} = E_{py}^{\bullet} I_{py}^{\bullet} \left(1 + \frac{E_{pB}^{\bullet}}{E_{py}^{\bullet}} \cdot \frac{I_{pB}^{\bullet}}{I_{py}^{\bullet}}\right).$$

Полученное соотношение свидетельствует о том, что достаточно знать электромагнитную мощность базовой обмотки, чтобы определить полную электромагнитную P_{3} . Для этого нужно знать коэффициент $k_{p} = 1 + P_{3B}/P_{3V}$. Но это – проблема, связанная со скольжением.

В асинхронном двигателе в образовании ЭДС обмотки ротора участвует две обмотки, что должно быть учтено при определении

коэффициента приведения тока ротора к обмотке статора. Из общего курса следует, что $k_i = \frac{m_c W_c k_{obc}}{m_p W_p k_{obp}}$, где m_c – число обмоток на статоре, m_p – число обмоток на роторе, W_c , k_{obc} – число витков статорной обмотки и её обмоточный коэффициент, W_p , k_{obp} – то же для ротора.

Общий коэффициент преобразования по обмотке "У":

$$k_{npy} = k_{ey} k_{iy} = \frac{m_c}{m_p} \left(\frac{W_y k_{o\delta y}}{W_p k_{o\delta p}}\right)^2.$$

Для АД с $m_c=2$ принимают для короткозамкнутой обмотки ротора $m_c=Z_p, W_p=1/2, k_{obp}=1$. При отсутствии скоса пазов на роторе

$$k_{npy} = \frac{8}{Z_p} (W_y k_{oby})^2.$$

5.5. Приведение сопротивлений обмотки ротора к обмотке статора

В основу приведения сопротивлений обмотки ротора к числу витков обмотки статора следует исходить из принципа сохранения мощностей, выделяемых в этих сопротивлениях.

Так, на активном сопротивлении обмотки ротора r_p выделяется мощность $p_{odp} = I_p^2 \cdot r_p$. Она должна сохраняться той же величины при введении приведенного тока роторной обмотки:

$$I_{p}^{2} \cdot r_{p} = I_{py}^{2} \cdot r_{py}$$
 и вытекает следствие: $r_{py} = r_{p} (\frac{I_{p}}{I_{py}})^{2}$.

Учитывая, что $I_p / I_{py} = k_{npy}$, получается $r_{py} = r_p \cdot k_{npy}^2$.

Индуктивное сопротивление ротора x_p пропорционально коэффициенту проводимости, потокам рассеяния λ_{σ} , который постоянен, так как зависит от геометрических размеров паза ротора и других факторов. Сопротивление x_p связано пропорционально с частотой ЭДС роторной обмотки $f_p = f \cdot s$ и числом витков W_p^2 .

Как известно, введено понятие индуктивного сопротивления x = E/I. Вводя приведенные величины E'_p и I'_p , необходимо использовать и понятие приведенного индуктивного сопротивления $x' = E'_p / I'_p$. В частности, применяя такой подход к $x'_{\sigma p}$ – индуктивному сопротивлению рассеяния ротора, и учитывая, что $E'_{\sigma p} = E_{\sigma p} \cdot k_{eoo}$ и $I'_p = I_p / k_{ioo}$, получено:

$$x_{op}^{\prime} = \frac{E_{op}^{\prime}}{I_{p}^{\prime}} = \frac{E_{op}k_{eoo}}{I_{p}/k_{ioo}} = x_{op} \cdot \frac{f_{p}}{f} \cdot (\frac{W_{c}k_{obc}}{W_{p}k_{obp}})^{2} = x_{op}S \cdot k_{npob}^{2},$$

где введены обозначения: W_{ob} – количество витков обмотки статора, ее обмоточный коэффициент $k_{obc}, k_{npob} = W_c \cdot k_{obc} / (W_p \cdot k_{obp})$ – коэффициент преобразования по числу витков обмотки ротора к числу витков приводимой обмотки.

При выполнении преобразования к обмотке "У" принимают $W_{c}k_{obc} = W_{y}k_{oby}$. Для выполнения такой же операции по обмотке "В": $W_{c}k_{obc} = W_{B}k_{obb}$.

Число определяемых сопротивлений может быть сокращено – только для одной обмотки в том случае, если они размещены в пазах с равными геометрическими размерами. Это особенно важно при определении индуктивных приведенных сопротивлений ротора $x_p^{/}$: x_{py} – к обмотке управления, x_{pB} – к обмотке возбуждения.

Для
$$x_{py} = x_p \left(\frac{W_y k_{o\delta y}}{W_p k_{o\delta p}}\right)^2 s; \quad x_{pe} = x_p \left(\frac{W_e k_{o\delta b}}{W_p k_{o\delta p}}\right)^2 s;$$

Отношение $x'_{pe} / x'_{py} = x_{pe} / x_{py} \left(\frac{W_e k_{o\delta e}}{W_y k_{o\delta p}}\right)^2 = \frac{x_{pe}}{x_{py}} \cdot k_{rp}^2$

Следовательно, если определено x_{py} , то $x_{pB} = x_{py} \cdot k_{rp}^{2}$.

Такое соотношение остается справедливым и по всем индуктивным сопротивлениям.

Аналогичные соотношения будут выполнены и для активных сопротивлений при определенных связях площадей поперечных сечений $q_{\rm np}$ проводников обмоток статора и одинаковой средней длине витка $l_{\rm cp}$ обмоток "У" и "В".

Активные сопротивления обмоток статора зависят:

обмотки "У"
$$r_{cyt} = \rho_t \cdot \frac{l_{cpp} \cdot W_y}{q_{npy}}$$
,
обмотки "В" $r_{cBt} = \rho_t \cdot \frac{l_{cpB} \cdot W_B}{q_{npB}}$,

ρ_t – удельное электрическое сопротивление материала обмоток в нагретом состоянии до *t*^o градусов.

Отношение $r_{cos}/r_{cyy} = \frac{W_B}{W_y} \cdot \frac{q_{npy}}{q_{npB}}$. При выборе площадей сечений

проводников так, чтобы $\frac{q_{npy}}{q_{npB}} \approx \frac{W_B}{W_y}$, можно принять $r_{cee} / r_{cyy} = k_{rp}^2$ и $r_{cBt} = k_{rp}^2 \cdot r_{cty}$ При связи через k_{rp}^2 активных и индуктивных сопротивлений

При связи через k_{rp}^2 активных и индуктивных сопротивлений обмоток "В" и "У" такое соотношение справедливо и для полных сопротивлений :

$$Z_{CB} = Z_{cy} \cdot k_{\rm Tp}^2.$$

5.6. Схемы замещения несимметричных асинхронных двигателей

Введение приведенных ЭДС E_{py} , E_{pB} и токов I_{py} , I_{pB} вместо реальных E_p и I_p позволяет объединить в единую электрическую систему контуры обмоток статора и ротора. Единственным препятствием для этого служит зависимость приведенных индуктивных сопротивлений рассеяния по числу витков к обмоткам статора от скорости в вращения ротора n_p (или скольжения s), а также E_{ps}' и I_{ps}' . Исходя из уравнения роторного контура $\dot{E}_{ps}' - \dot{I}_{ps}' \cdot r'_p - j \dot{I}_{ps}' \cdot x'_{ps} = 0$ и учитывая зависимости $\dot{E}_{ps}' = \dot{E}_{p}' \cdot s$, $x'_{ps} = x'_p \cdot s$, где \dot{E}_{ps}' и x'_p – величины, соответствующие постоянной частоте f, подводимых напряжений, то ток

$$\overset{\bullet}{I}_{ps} = \overset{\bullet}{E}_{ps} / (r_p' + jx_{ps}') = \overset{\bullet}{E}_{p} \cdot s / (r_p' + j \cdot x_p' \cdot s) = \overset{\bullet}{E}_{p} / (r_p' / s + j \cdot x_p')$$

будет зависим от скольжения.

На основании выполненных преобразований для каждой обмотки следует составить уравнения. По обмотке "У":

$$\begin{cases} \dot{U}_{y} = I_{y}(r_{cy} + j \cdot x_{cy}) + I_{my}(r_{my} + j \cdot x_{my}), \\ \dot{E}_{py} = I_{py}(r_{py} / s + j \cdot x_{py}), \\ \dot{F}_{y} + F_{py} = F_{my} \end{cases}$$
(5.5)

Для обмотки "в" записывается аналогичная система уравнений, но с заменой индексов "у" на "в". Действуя совместно, обмотки создают несимметричное магнитное поле, а это вызывает необходимость использования метода симметричных составляющих. В этом случае для каждой составляющей: прямой и обратной последовательностей каждой обмотки, записывается система уравнений, подобная (5.1), на основании которых составляются схемы замещения для прямых и обратных последовательностей (5.2).

Для обмотки "У" электрические схемы замещения приводятся на рис. 5.2.а) – прямой последовательности, рис.5.2.б) – изображает схему замещения обратной последовательности.

Обмотка возбуждения имеет такие же две электрические схемы замещения для прямой последовательности и обратной. В схемах





Рис. 5.2

замещения обмотки "В" следует заменить индексы (рис.5.2 а) и б) "у" – означающие принадлежность обмотке "У" на индексы "В". Схемы замещения позволяют установить связь комплексных сопротивлений Z_{y1} , Z_{B1} , Z_{y2} , Z_{B2} в системе уравнений (5.2) с комплексными сопротивлениями электрических схем замещения соответствующих последовательностей.

Но прежде следует упростить схемы замещения последовательностей обмоток. Первое упрощение

сводится к исключению из схем замещения активных сопротивлений r_m , учитывающих потери в стали статора (по обмоткам "У" и "В" для схем замещения прямых и обратных последовательностей). Второе упрощение сводится к замене параллельных ветвей схем замещения одной последовательной.

Эквивалентное сопротивление параллельной ветви обмотки "У" будет

$$Z_{py1}^{*} = \left[\frac{jx_{my}(r_{py}^{*}/s + j \cdot x_{py}^{*})}{j \cdot x_{my} + r_{py}/s + j \cdot x_{py}}\right] = r_{py1}^{*} + j \cdot x_{py1}^{*},$$

ГДС $r_{py1}^{*} = \frac{x_{my}^{2} \cdot r_{py} \cdot s}{r_{py}^{2} + (x_{my} + x_{py})^{2} \cdot s^{2}}, \ x_{py1}^{*} = \frac{r_{my}^{2} \cdot x_{py} + s^{2} \cdot (x_{my} \cdot x_{py})(x_{my} + x_{py})}{r_{py}^{2} + (x_{my} + x_{py})^{2} \cdot s^{2}})$



Рис. 5.3

Аналогично будут получены выражения для обратной последовательности, если заменить скольжение *s* прямой последовательности на (2-s) – обратной последовательности. Тогда: $Z_{py2}^* = r_{py2}^* + j \cdot x_{py2}^*$. Получить выражения для аналогичных сопротивлений обмотки "В" можно, заменив индексы "у" на индексы "в".

Выполненная замена параллельно включенных ветвей приводит к упрощению вида схем замещения и последующих теоретических рассмотрений.

$$Z_{py1}^{*}(s) = \left[\frac{-(x_{ny}x_{py1}) + j \cdot x_{ny} \cdot r_{py}^{*}/s}{r_{py1}/s) + j \cdot (x_{ny} + x_{py})}\right] = \frac{r_{py} \cdot s \cdot x_{ny}^{2}}{r_{py}^{2} + (x_{ny} + x_{py})^{2} \cdot s^{2}} + j\frac{r_{py}^{2} \cdot x_{ny} + s^{2}(x_{ny}x_{py1})(x_{ny} + x_{py})}{r_{py}^{2} + s^{2}(x_{ny} + x_{py})^{2}}$$
(5.6)

Аналогично получается выражение для эквивалентного сопротивления Z_{py2}^* при объединении контура намагничивания (допуская, что $r_m = 0$) и роторного контура:

$$Z_{py2}^{*}(2-s) = \frac{r_{py} \cdot x_{my}^{2} \cdot (2-s)}{r_{py}^{2} + (x_{my} + x_{py})^{2} \cdot (2-s)^{2}} + j \frac{r_{py}^{2} \cdot x_{my} + (2-s)^{2} x_{my} x_{py1} (x_{my} + x_{py})}{r_{py}^{2} + (2-s)^{2} (x_{my} + x_{py})^{2}}.$$
 (5.7)

Полные сопротивления схем замещения обмотки "У" находят (рис. 5.3) по суммам:

$$Z_{y1} = Z_{cy} + Z_{py1}^*(s) \quad \text{M} \quad Z_{y2} = Z_{cy} + Z_{py2}^*(2-s)$$
(5.8)

Сопротивления схем замещения прямой и обратной последовательностей обмотки "В" находят по формулам (5.7) и (5.8), заменив индексы "У" на "В".

При наличии в цепи обмотки "В" добавочного сопротивления $Z_{d\delta}$ его следует учитывать при расчетах сопротивлений последовательностей:

Прямой $Z_{B_{d}1} = Z_{d6} + Z_{B1}$

Обратной $Z_{Bd2} = Z_{d6} + Z_{B2}$.

Найденные сопротивления Z_{y1} и Z_{y2} позволяют определять сопротивления Z_{B1} и Z_{B2} через коэффициент трансформации k_{TP}

$$Z_{\rm B1} = Z_{\rm y1} \cdot k_{\rm Tp}^2 Z_{\rm B2} = Z_{\rm y2} \cdot k_{\rm Tp}^2$$

Раскрытие зависимостей сопротивлений схем замещения Z_{y1} , Z_{y2} , $Z_{B_{д1}}$ и $Z_{B_{d2}}$ от реальных сопротивлений двигателя неизбежно приводит к вопросу о возможности создания кругового поля в двигателе.

Асинхронные двигатели, как было отмечено ранее, разделяются по своему назначению: *управляемые*, у которых частотой вращения ротора n_p управляют в широких пределах, и *силовые*, имеющие маломеняющуюся n_p малоотличающуся от n_c .

Если управляемые двигатели имеют два напряжения U_c и U_y равных круговых частот ω , то *силовые* работают от сети с напряжением U_c и круговой частотой ω . Последние имеют тоже две обмотки, но обе включаются на напряжение U_c . Для создания разности фаз (β) у токов обмоток либо они должны иметь разные активные и индуктивные сопротивления, либо создать условия, обеспечивающие движение ротора с достаточным моментом при пуске, и малым временем разгона. Время разгона непосредственно связано с величиной пускового момента M_n (при s = 1) или момента короткого замыкания $M_{\kappa} = M_n$. В цепь одной из обмоток включают добавочное сопротивление Z_{n6} .

5.7. Условие создания кругового поля

На основании решения системы (5.2) (для силовых двигателей напряжение обмотки "У" равно напряжению сети U_c) в обмотках двигателя протекают токи, которые могут быть представлены в виде составляющих прямой и обратной последовательностей. Составляющие токов создают соответствующие МДС и магнитные потоки, вращающиеся в противо-положных направлениях. Результатом взаимодействия МДС прямой и обратной последовательностей является образование эллиптической МДС, скорость изменения во времени которой непостоянна, что является нежелательным явлением, как и сама величина результирующей МДС (колебания от максимальной до минимальной величин).

Причиной такого явления служит наличие токов обратных последовательностей обмоток. Отсутствие токов обратных последовательностей приводит к образованию результирующей МДС прямых последовательностей, имеющих амплитуду постоянной величины во времени и постоянную круговую частоту ω ($\Omega_c = \omega/p$).

Для дальнейшего анализа достаточно использовать выражение I_{y^2} для обмотки "У", принимая во внимание сделанные оговорки.

$${}^{\bullet}_{I_{y2}} = \frac{U_{y} \cdot Z_{B\mathcal{A}1} + j U_{c} Z_{y1} k_{TP}}{Z_{y2} Z_{B\mathcal{A}2} + Z_{y1} Z_{B\mathcal{A}1}} = 0$$

Требование $I_{v^2} = 0$ справедливо, в случае

$$U_{y} \cdot Z_{B\mathcal{I}1} + j \cdot U_{c} \cdot Z_{y1} \cdot k_{TP} = 0.$$

(Для силовых двигателей

$$U_c \cdot Z_{B\mathcal{A}1} + j \cdot U_c \cdot Z_{y1} \cdot k_{TP} = 0$$
или $Z_{B\mathcal{A}1} + j \cdot Z_{y1} \cdot k_{TP} = 0$.

Оба напряжения U_v и U_c в рабочем состоянии не равны 0.

$$\overset{\bullet}{U}_{c} \left(\frac{\overset{\bullet}{U}_{y}}{\overset{\bullet}{U}_{c}} \cdot Z_{B\mathcal{I}1} + j \cdot Z_{y1} \cdot k_{TP} \right) = 0.$$

Отношение $\dot{U}_{y}/\dot{U}_{c} = U_{y} \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j\alpha t}/U_{y} \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j\alpha t} = \alpha$ – относительное напряжение управления – может быть переменным параметром. Полученное уравнение принимает вид:

$$\alpha \cdot Z_{\text{Bg1}} + j \cdot Z_{\text{y1}} \cdot k_{\text{T}} = 0.$$

Учитывая, что $Z_{Bd1} = Z_{d6} + Z_{B1} = (r_{d6} + r_{B1}) + j (x_{d6} + x_{B1})$ и $Z_{y1} = r_{y1} + j \cdot x_{y1}$, а также $Z_{B1} = k_{rp}^2 \cdot Z_{y1}$, все составляющие x_{B1} и r_{B1} в уравнении выразить через r_{y1} и x_{y1} .

Тогда получают два связанных уравнения:

$$\begin{cases} \alpha \cdot r_{\partial \delta} + \alpha \cdot k_{Tp}^2 \cdot r_{y1} - k_{Tp} \cdot x_{y1} = 0\\ \alpha \cdot x_{\partial \delta} + \alpha \cdot k_{Tp}^2 \cdot x_{y1} + k_{Tp} \cdot r_{y1} = 0 \end{cases}$$

Решением являются соотношения

$$r_{\rm df} = x_{\rm yl} \cdot k_{\rm TP} / \alpha - k_{\rm TP}^2 \cdot r_{\rm yl}$$
 и $x_{\rm df} = -k_{\rm TP} (k_{\rm TP} \cdot x_{\rm yl} + r_{\rm yl} / \alpha).$

Существует решение и в другом виде:

$$\alpha = \frac{x_{y1}}{k_{TP}r_{y1}(1 + r_{\partial\delta}/(r_{y1} \cdot k_{TP}^2))}; \ x_{d\delta} = -[r_{\partial\delta} \cdot \frac{r_{y1}}{x_{y1}} + k_{TP}^2 \cdot (x_{y1}^2 + r_{y1}^2)/x_{y1}].$$

У силовых асинхронных двигателей обе обмотки имеют подключение к сетевому напряжению U_c и α =1. Тогда при необходимости подбирают:

$$r_{\rm g6} = k_{TP} (x_{y1} - k_{TP} r_{y1}) \quad x_{\rm g6} = -k_{TP} (r_{y1} + k_{TP} x_{y1})$$

Следует отметить, что x_{d6} имеет отрицательную величину, что свидетельствует о его ёмкостном характере для получения круговой МДС. Если учитывать зависимость сопротивлений схемы замещения r_{y1} , x_{y1} () от скольжения *s*, то следует вывод о возможности достижения круговой МДС только при *s* одной величины.

Попытка сохранения круговой МДС при нескольких скольжениях s_i , s_{i+1} , s_{i+2} и т.д. приводит к изменению в процессе работы и добавочных сопротивлений x_{df} и r_{df} , что сопряжено с усложнением и удорожанием эксплуатации. Чаще используют 1 или 2 добавочных сопротивления. Одно из них рассчитывают по s = 1 – режим пуска (короткого замыкания).

Для двигателей управляемых r_{d6} не устанавливают ($r_{d6}=0$), а x_{d6} рассчитывают по формуле: $x_{c\kappa} = x_{d6} = k_{TP} \cdot z_{y\kappa}^2 / x_{y\kappa}$ при s = 1.

Величина емкости конденсатора связана с $x_{c\kappa}$: $C_{\kappa} = 10^{6} / (\omega \cdot x_{c\kappa})$ (мкФ).

5.8. Электромагнитная мощность и момент

Электромагнитная мощность передается магнитным полем через воздушный зазор от статора к ротору. Магнитный поток создается результирующими МДС двух обмоток, образующих в общем случае $\dot{F}_{P\Pi}$ – результирующую МДС прямой и \dot{F}_{PO} – МДС обратной последовательностей, зависящие от токов каждой из составляющих обмоток \dot{I}_{y1} , \dot{I}_{B1} прямого следования, \dot{I}_{y2} , \dot{I}_{B2} обратного следования.

В обмотке ротора возникают ЭДС и ток под действием магнитного поля.

Ротор по отношению к F_{P1} движется в том же направлении, имея скольжение *s*. Движение его относительно F_{P2} противоположно и характеризуется скольжением 2–*s*. В обмотке ротора возникают потери в обмотке $p_{obp} = I_p^2 \cdot r_R$. Связь потерь в обмотке ротора с электромагнитной мощностью зависит от r_p/s и $r_p/(2-s)$.

При круговом поле $F_{P2} = 0$ и обе обмотки в равной степени участвуют в образовании магнитного поля и передаче электромагнитной мощности от статора ротору. Электромагнитная мощность есть сумма соответствующих

мощностей, поступающих от обмоток "У" и "В" только от токов прямых последовательностей.

$$P_{\mathfrak{B}} = P_{\mathfrak{B}\mathfrak{y}1} + P_{\mathfrak{B}\mathfrak{B}1}.$$

В соответствии со схемой замещения для токов прямых последовательностей

$$P_{\ni} = I_{py1}^2 \cdot r_{py1} / s + I_{pB1}^2 \cdot r_{pB1} / s .$$

Используя возможность выразить ток I_{pB1} и сопротивление r_{pB1} через ток I_{py} и сопротивление r_{py1} , т.е. $I_{pB1} = r_{pB1}/k_{TP}$ и $r_{pB1} = r_{PY1} \cdot k_{TP}^2$, то $P_{\Im} = 2 \cdot I_{py1}^2 \cdot r_{py}/s.$

При эллиптической МДС кроме поля прямой последовательности (кругового) существует и поле обратной последовательности, что приводит к появлению соответствующего тока в обмотке ротора. По схемам замещения мощность электромагнитная от токов ротора обратных последовательностей

$$P_{\mathcal{D}M2} = P_{\mathcal{D}PV2} + P_{\mathcal{D}PB2} = I_{PV2}^2 \cdot r_{py} / (2-s) + I_{PB2}^2 \cdot r_{pB} / (2-s).$$

Выразив ток I_{PB1} и сопротивление r_{pB} через ток I_{PY2} и сопротивление r_{py} , используя $k_{\text{тр}}$, получается : $P_{\Im M2} = 2 \cdot I_{PY2}^2 \cdot r_{_{PY}}/(2-s)$

Полная электромагнитная мощность

$$P_{\mathcal{P}} = P_{\mathcal{P}M1} + P_{\mathcal{P}M2} = 2[I_{PV1}^2 \cdot r_{py} / s + I_{PV2}^2 \cdot r_{py} / (2-s)].$$
(5.9)

Как следует из (5.9), электромагнитная мощность образована двумя составляющими поля прямой P_{31} и обратной P_{32} . Каждая из них создает свой момент. Для определения момента следует знать направление скоростей магнитных полей.

Так круговая частота вращения

прямой волны поля $\Omega_r = 2\pi \cdot n_c = 2\pi \frac{f}{p}$ (рад/с),

обратной
$$\Omega_0 = -2\pi \cdot n_c = -2\pi \frac{f}{p}$$
 (рад/с).

Тогда результирующий электромагнитный момент

$$M_{\mathfrak{H}} = \frac{P_{\mathfrak{H}}}{\Omega_{\Pi}} + \frac{P_{\mathfrak{H}}}{\Omega_{0}} = \frac{P_{\mathfrak{H}}}{\Omega_{\Pi}} + \frac{P_{\mathfrak{H}}}{\Omega_{\Pi}} = M_{\Pi} - M_{0} = M_{1} - M_{2}$$
(5.10)

Из полученного соотношения следует вывод об их противоположной направленности, что уменьшает основную составляющую момента M₁, образованную волной магнитного поля прямого следования.

Полученный вывод имеет прямое отношение к асинхронным двигателям по назначению: силовым и управляемым. Если для первых основными требованиями являются высокий КПД (η) и соs φ в номинальном режиме, наряду с требованиями устойчивости в работе и хороших пусковых свойств, то у управляемых двигателей одним из основных требований выступает регулирование скорости ротора n_p от 0 до $n_p \approx n_c$.

Разные требования выполнимы с одной стороны при различных величинах активного сопротивления роторной обмотки, с другой от наличия момента обратной последовательности.

Влияние активного сопротивления роторной обмотки и моментов M_1 и M_2 на вид электромагнитного момента M_3 отражено на рис. 5.4.



Рис. 5.4 Механические характеристики асинхронного двигателя: а) силового; б) управляемого.

5.9. Относительные единицы

К системе относительных единиц прибегают с целью обобщающего подхода при анализе работы электрической машины (чтобы делать выводы общие, а не для конкретной машины). Учесть требования к машине на стадии проектирования, не выполняя сложных расчетов.

Система относительных единиц удобна и тем, кто занимается эксплуатацией электрических машин переменного тока для оценки режимов работы при конкретных относительных параметрах, руководствуясь паспортными номинальными данными: фазным напряжением $U_{1\phi_{\rm H}}$, фазным током $I_{1\phi_{\rm H}}$, p – число пар полюсов и т.д.

Для машин промышленного назначения по этим данным находят базисное сопротивление $z_{\delta} = U_{1\phi H} / I_{1\phi H}$, которое используют для расчета относительных сопротивлений $\underline{r}_1 = r_1 / z_{\delta}$, $\underline{x}_m = x_m / z_{\delta}$, $\underline{x}_{\sigma 1} = x_{\sigma} / z_{\delta}$ и других, составляющих схему замещения.

В теории машин переменного тока систем автоматики за базисное сопротивление приняли индуктивное сопротивление обмотки управления $z_{\delta} = x_{my}$, поскольку оно включает в себя зависимость от главных геометрических размеров активной зоны машины (D_{ic} , l_{ic} , δ_0) и влияние магнитной цепи (k_{μ}).

Относительные величины сопротивлений: \underline{r}_{cy} , \underline{x}_{cy} и другие находят как отношение их к x_{my} : $\underline{r}_{cy} = r_{cy}/x_{my}$, $\underline{x}_{cy} = x_{cy}/x_{my}$, $\underline{r}_{py}^* \neq r_{py}^*/x_{my}$, и т.д. величина $\underline{x}_{my} = 1$. Другие сопротивления \underline{r}_{cy} , \underline{x}_{cy} , $\underline{x}_{py}^* < 1$. Так $\underline{r}_{cy} = (0,05 \div 0,8)$. Однако для выполнения ряда специальных требований $\underline{r}_{py} > 1$. Использование системы относительных единиц позволяет проектировать машины с заданными свойствами, используя метод синтеза.

5.10. Самоход управляемых асинхронных двигателей. Условия устранения.

Среди требований, предъявляемых к управляемым асинхронным двигателям (УАД), особую группу составляют следующие:

а) отсутствие самохода при $U_y = 0$;

б) наименьшее напряжение трогания $U_{yp} = U_{y min}$;

в) наилучшая линейность механической и регулировочной характеристик.

Названные требования связаны между собой, и возможность их удовлетворения находится на основании метода симметричных составляющих.

Наиболее важным из указанных требований является первое. Равенство напряжения $U_y=0$ не означает отсутствия магнитного поля в двигателе. Обмотка возбуждения находится под действием напряжения $U_{\rm B}$, по ней течет ток $I_{\rm B}$ следовательно, создается пульсирующее магнитное поле, а следовательно при определенных условиях может существовать электромагнитный момент M_3 , приводящий ротор в движение. Поскольку ротор опирается на шарикоподшипники, обладающие моментом трения $M_{\rm TR}$, то движение установится при равенстве $M_3 = M_{\rm TR}$. Чем более качественными

выбраны подшипники, тем меньшим будет и момент $M_{\text{тп}}$. Наличие $M_{\text{тп}}$ не исключает возможность вращения ротора. Следует искать причину в моменте M_{3} .

В соответствии с упрощенными схемами замещения, в которых введены комплексные сопротивления Z_{y1}^* и Z_{y2}^* для обмотки управления и Z_{B1}^* и Z_{B2}^* по обмотке возбуждения, имеющие активные $(r_{y1}^*, r_{y2}^*, r_{B1}^*, r_{B2}^*)$ и индуктивные сопротивления $(x_{y1}^*, x_{y2}^*, x_{B1}^*, x_{B2}^*)$, электромагнитные мощности проявляют себя только на активных сопротивлениях

$$P_{\mathcal{H}} = I_{y1}^2 \cdot r_{y1}^* + I_{B1}^2 \cdot r_{B1}^* = 2I_{y1}^2 \cdot r_{y1}^*$$
$$P_{\mathcal{H}} = I_{y2}^2 \cdot r_{y2}^* + I_{B2}^2 \cdot r_{B2}^* = 2I_{y2}^2 \cdot r_{y2}^*$$

Переходя к моментам следует учитывать частоты вращения: Ω_{π} и Ω_{0} причем Ω_{0} = – $\Omega_{\pi}.$

Тогда
$$M_{\mathfrak{H}} = \frac{P_{\mathfrak{H}}}{\Omega_{\Pi}} - \frac{P_{\mathfrak{H}}}{\Omega_{\Pi}} = M_{\mathfrak{H}} - M_{\mathfrak{H}} = 2\left[\frac{I_{y1}^2 r_{y1}^*}{\Omega_{\Pi}} - \frac{I_{y2}^2 r^*}{\Omega_{\Pi}}\right] = \frac{2}{\Omega_{\Pi}}\left[I_{y1}^2 r_{y1}^* - I_{y2}^2 r_{y2}^*\right] - \frac{1}{2}\left[I_{y1}^2 r_{y1}^* - I_{y2}^2 r_{y2}^*\right] = \frac{1}{2}\left[I_{y1}^2 r_{y1}^* - I_{y2}^2 r_{y2}^*\right]$$

в общем случае.

Каждый момент образован результирующими парами прямой и обратной последовательностей, зависящими от токов прямой I_{y1} и I_{B1} и обратной I_{y2} и I_{B2} – последовательностей.

Допустим при отсутствии напряжения обмотки "У" $U_y=0$ и $n_p=0$. Магнитное поле создается током обмотки "В", и оно пульсирующее, а ток обмотки $I_{\rm B}$ представляют составляющими $\dot{I}_{B} = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2}$, образующими соответствующие МДС \dot{F}_{B1} и \dot{F}_{B2} . Последние равны по величине, но имеют скорости перемещения противоположные Ω_1 , $\Omega_2 = -\Omega_1$. Соответственно составляющие МДС создают магнитные потоки прямого и обратного вращения, перемещающиеся как относительно статора, так и ротора. В замкнутой обмотке ротора индуктируются ЭДС от магнитных потоков $\Phi_{\rm B1}$ $\Phi_{\rm B2}$, и возникают токи в обмотке ротора $I_{\rm p1}$, $I_{\rm p2}$. При неподвижном роторе $(n_{\rm p}=0, s=1)$ они равны, как и составляющие $\dot{I}_{B1}, \dot{I}_{B2}$. В этом случае результирующий $M_3 = 0$ в силу равенства по величине и противонаправленности моментов действия M_1 и M_2 , ротор неподвижен.

Будет ли скорость ротора $n_p = 0$ или нет зависит от предыдущего режима, когда было U_y (хоть и малой величины) и ротор вращался $n_{p1} \neq 0$ под действием $M_3 = M_1 - M_2$ (5.10). При отключении напряжения $U_y = 0$ ротор
мгновенно остановиться не может в силу своей инерции, но момент M_3 уменьшился (количество обмоток статора, находящихся под действием токов, сократилось). Ротор под действием уменьшенного момента M_3 продолжает движение с некоторой скоростью $n_{p2} < n_{p1}$, имея скольжения *s* и 2–*s* относительно скоростей перемещения МДС F_{B1} и F_{B2} . В этом варианте составляющие токов ротора уже не будут равными $I_{p1}(s) > I_{p2}(2-s)$, и окажут свое влияние на составляющие тока обмотки "В".

Аналогично ротор поведет себя, если в исходном состоянии $n_p = 0$, но случайное механическое воздействие (даже кратковременное) со стороны вала заставит ротор вращаться в том или противоположном направлении. В роторе появляется ЭДС, возникает ток и образуется M_3 , заставляющий ротор продолжить движение.

Самоход ротора нежелателен для управляемых асинхронных двигателей. Существует ряд рекомендаций практического устранения самохода. Один из них – переключение обмотки "У" на внешнее сопротивление $Z_{\rm H}$. После отключения $U_{\rm y}$ =0, а ротор продолжает вращение ($n_{\rm p1}$ # 0) в обмотке ротора создаются ЭДС: трансформаторная и вращения. В замкнутой обмотке возникают соответствующие токи и магнитные потоки, действующие по разным направлениям. Магнитный поток от трансформаторного тока ротора действует на поток обмотки "В" почти навстречу. Токи в роторной обмотке от ЭДС вращения создают магнитный поток, смещенный в пространстве на 90 эл. градусов относительно трансформаторного потока, и сцепляется с обмоткой "У", наводя в ней ЭДС частоты *f*. Обмотка "У" является генераторной. При замыкании этой обмотки на внешнее сопротивление $Z_{\rm H}$ по обмотке "У" пойдет ток $I_{\rm ry}$. В результате, передающаяся электромагнитная мощность в обмотку "У" создает генераторный момент $M_{\rm ry}$, противодействующий $M_{\rm 3B}$ от обмотки возбуждения, что приводит к остановке ротора ($n_{\rm p}$ =0).

Более радикальным решением является возможность использования некоторых свойств самого двигателя.

Как известно, в двигателях, работающих с симметричными обмотками, имеющими симметричные напряжения, вид зависимости электромагнитного момента от скольжения во многом связан с величиной сопротивления роторной обмотки.

Метод симметричных составляющих позволяет рассматривать результирующий электромагнитный момент как взаимодействие двух

электромагнитных моментов, возникающих в результате рассмотрения двух симметричных магнитных полей. Явление, заключающееся в том, что после отключения U_y ($U_y = 0$), но при наличии напряжения U_B , ротор продолжает вращаться, или из состояния покоя ($n_p=0$) в результате случайного механического воздействия со стороны вала ротор приобретает устойчивое вращение ($n_p > 0$), называют самоходом. Поэтому целесообразно проследить влияние активного сопротивления ротора на составляющие электромагнитного момента и на сам момент. Рисунки демонстрируют зависимости M_3 при различных сопротивлениях обмотки ротора r_p .



Рис. 5.5. Электромагнитный момент при разных сопротивлениях роторной обмотки а) r_{p1} ; б) $r_{p2} > r_{p1}$; в) $r_{p3} > r_{p2}$.

Можно полагать, что существует такое сопротивление роторной обмотки, что результирующий момент M_3 будет отрицательным в области скольжений 0 < s < 1 и будет тормозным по отношению к M_1 . Такое же проявление действия M_3 будет наблюдаться и в области скольжения $1 < (2-s) \le 2$ по отношению к моменту M_2 .

Для решения вопроса: какой величины должно быть сопротивление ротора, – используют выражения (5.6, 5.7). Учитывая, что составляющие тока возбуждения I_{B1} и I_{B2} равны, то какая из составляющих электромагнитного момента должна преобладать и вызывать тормозное действие, следует из неравенства $r_{py1}^* - r_{py1}^* < 0$. Учитывая, что

$$r_{py1}^{*} = \frac{s \cdot r_{py} \cdot x_{my}^{2}}{r_{py}^{2} + (x_{my} + x_{py})^{2} s^{2}}; \quad r_{py2}^{*} = \frac{(2 - s) \cdot r_{py} \cdot x_{my}^{2}}{r_{py}^{2} + (x_{my} + x_{py})^{2} (2 - s)^{2}};$$

получим:

$$\frac{s \cdot r_{py} \cdot x_{my}^2}{r_{py}^2 + (x_{my} + x_{py})^2 s^2} - \frac{(2 - s) \cdot r_{py} \cdot x_{my}^2}{r_{py}^2 + (x_{my} + x_{py})^2 (2 - s)^2} < 0$$

Приводя к общему знаменателю, выражение преобразовано:

$$s[r_{py}^{2} + (x_{my} + x_{py})^{2}(2-s)^{2}] - (2-s)[r_{py}^{2} + (x_{my} + x_{py})^{2}s^{2}] < 0.$$

После выполнения дальнейших преобразований в неравенстве, получаем соотношение:

$$-r_{py}^{2} + (2-s)s(x_{my} + x_{py})^{2} < 0$$
. или
 $r_{py}^{2} - (2-s)s(x_{my} + x_{py})^{2} > 0.$
 $r_{py}^{2} > s(2-s)(x_{my} + x_{py})^{2}.$

Решение найдено – $r_{py} > (x_{my} + x_{py})\sqrt{s(2-s)}$. (5.11)

Вид зависимостей $M_{3}=M_{1}-M_{2}$ приведен на рис.5.6, выбранное сопротивление r_{p} соответствует решению.

Приведенная ранее система уравнений (5.1) может быть использована для анализа работы асинхронных двигателей, имеющих две обмотки на статоре, в том числе управляемых. В зависимости от используемых для управления устройств рассматривают различные виды: амплитудное, фазовое и амплитудно-фазовое. В названных видах управления общим является



Рис. 5.6

пространственный сдвиг магнитных осей обмоток: возбуждения "В" и управления "У", – на 90 эл. градусов.

5.11. Амплитудное управление

При этом виде управления обмотка "В" постоянно включена на напряжение сети $\dot{U}_c = \dot{U}_{\rm B}$. Обмотка "У" включена на регулируемое напряжение \dot{U}_y той же частоты, что и частоты напряжение сети, но по фазе сдвинуто на 90 градусов. Требование регулирования скорости вращения ротора n_p от 0 до близкой к синхронной осуществляется изменением напряжения \dot{U}_y . Требование отсутствия самохода при $U_y = 0$ связано с изменением магнитного поля от кругового до пульсирующего, и анализ работы двигателя основан на методе симметричных составляющих. Обмотки двигателя имеют разные числа витков $W_{\rm B}$ – возбуждения, $W_{\rm y}$ – управления. Числа полюсов обмотки имеют равные, обмоточные коэффициенты также равны. Обмотки размещены в пазах статора, занимая по $Z_{\rm c}/2$.

Каждая обмотка имеет свои напряжения и токи, что приводит к увеличению количества уравнений. С целью сокращения количества уравнений вводится понятие коэффициента трансформации $k_{\rm Tp} = W_{\rm B}/W_{\rm y}$, что позволяет связать комплексные полные сопротивления последовательностей обмоток $Z_{\rm B1} = k_{\rm Tp}^2 \cdot Z_{\rm y1}$ и $Z_{\rm B2} = k_{\rm Tp}^2 \cdot Z_{\rm y2}$, а также составляющие токов:

$$I_{B1} = j \cdot I_{y1} / k_{TP}, \ I_{B2} = -j \cdot I_{y2} / k_{TP}.$$

Регулируемое напряжение U_y сопоставляют с напряжением сети, рассматривая относительную величину $\alpha = U_y/U_B$, называя её сигналом. При изменении в широком диапазоне невозможно постоянно сохранять круговое поле, и возникает вопрос в каких условиях оно должно быть. Следует вспомнить о требовании получить наименьшее время разгона, которое связано с наибольшей величиной пускового электромагнитного момента. Как показывает соотношение (5.10) электромагнитный момент имеет наибольшую величину, когда $M_2 = 0$, что связано с током обратной последовательности I_{y2} :

$${}^{\bullet}_{I_{y2}} = \frac{U_y Z_{B1} + j \cdot k_{TP} \cdot U_c \cdot Z_{y1}}{Z_{y1} \cdot Z_{B2} + Z_{y2} \cdot Z_{B1}} .$$

Проведя некоторые преобразования с учетом связи комплексных сопротивлений последовательностей, получается:

$$\overset{\bullet}{I}_{y2} = \frac{j \cdot \overset{\bullet}{U}_{c} (\overset{\bullet}{U}_{y} / (j \cdot \overset{\bullet}{U}_{c}) \cdot Z_{y1} \cdot k_{TP} + Z_{y1}) k_{TP}}{k_{TP}^{2} \cdot 2 \cdot Z_{y1} \cdot Z_{y2}} = j \frac{\overset{\bullet}{U}_{c}}{k_{TP} \cdot Z_{y2}} \cdot \frac{(1 - \alpha \cdot k_{TP})}{2}.$$
 (5.12)

Произведение $\alpha \cdot k_{\rm rp} = \alpha_{\rm e}$ – называют эффективным сигналом.

Получить круговое поле при пуске можно при отсутствии тока $I_{y2} = 0$, что выполнимо при условии 1– $\alpha \cdot k_{\text{тр}} = 0$. Откуда вытекает связь $\alpha \cdot k_{\text{тр}} = 1$, т.е. $\alpha = 1/k_{\text{тр}}$ (или 1– $\alpha_{\text{e}} = 0$, $\alpha_{\text{e}} = 1$).

Это означает, что $U_y/U_c = U_y/U_B = 1/k_{rp}$ – напряжения обмоток связаны через коэффициент трансформации при пуске. Соотношение отражает условие

симметрии. Рассматривая зависимость тока I_{y1} , исходя из выражения (5.4), аналогично : $I_{y1} = -j \frac{U_c}{Z_{y1}k_{yp}} (\frac{1+\alpha_e}{2})$ (5.13)

При пуске скольжение s = 1 и по упрощенной схеме замещения, активные сопротивления $r_{pvl}^* = r_{pv2}^*$ равны, выражения (5.6) и (5.7).

Полная электромагнитная мощность при пуске, определяемая по (5.9),

$$P_{_{\mathcal{H}}} = 2 \cdot I_{_{\mathcal{Y}1}}^2 \cdot r_{_{\mathcal{P}\mathcal{H}}}^* = 2(U_c^2 / k_{_{\mathrm{TP}}}^2 \cdot Z_{_{\mathcal{Y}\mathcal{K}}}^2) \cdot (\frac{1+1}{2})^2 \cdot r_{_{\mathcal{P}\mathcal{Y}\mathcal{K}}}^*.$$

В соответствии со схемой замещения, рис. 5.3, $I_{cy1} = I_{py1}$. Последний определяют по (5.13), учитывая, что $\alpha_e = 1$ при коротком замыкании. При круговом поле частота вращения Ω_1 – постоянна, что позволяет определить пусковой момент

$$M_{_{\mathcal{H}\kappa}} = P_{_{\mathcal{H}\kappa}} / \Omega_1 = 2 \cdot U_c^2 \cdot r_{_{\mathcal{P}\mathcal{H}\kappa}}^* / (k_{_{\mathrm{T}p}}^2 \cdot Z_{_{\mathcal{H}\kappa}}^2 \cdot \Omega_1) = M_{_{\mathcal{H}o}}$$
(5.14)

Через $M_{3\kappa0}$ – обозначен момент пусковой при круговом поле. Величина пускового момента зависит от напряжения обмотки "У", которое может быть изменено. В этом случае нарушается условие образования кругового поля. Появляются токи обратных последовательностей, участвующие в создании электромагнитной мощности. ($n_p=0, s=1$).

$$P_{_{\mathcal{H}}} = 2(I_{y_1}^2 \cdot r_{py_1}^* - I_{y_2}^2 \cdot r_{py_2}^*) = 2r_{py_2}^*(I_{y_1}^2 - I_{y_2}^2).$$

Учитывая зависимости составляющих I_{y1} и I_{y2} от эффективного сигнала α_e , при некруговом поле электромагнитная мощность при пуске зависима от α_e .

$$P_{_{3\kappa}} = 2 \cdot r_{_{py\kappa}}^* \cdot \frac{U_c^2}{k_{_{Tp}}^2 Z_{_{y\kappa}}^2} [(\frac{1+\alpha_e}{2})^2 - (\frac{1-\alpha_e}{2})^2] = 2 \cdot \frac{U_c^2}{k_{_{Tp}}^2 Z_{_{y\kappa}}^2} \cdot r_{_{y\kappa}}^* \alpha_e = P_{_{3\kappa_o}} \cdot \alpha_e,$$

где $P_{3\kappa0} = 2 \frac{U_c^2 \cdot r_{y\kappa}^*}{k_{rp}^2 Z_{y\kappa}^2}$ – электромагнитная мощность при пуске и круговом

поле.

Момент короткого замыкания при регулировании напряжения U_y (эффективный сигнал α_e меняется) при постоянстве Ω_1 находят, используя $P_{_{ЭК}}$:

$$M_{_{3\mathrm{K}}} = P_{_{3\mathrm{K}}} / \Omega_1 = P_{_{3\mathrm{K}0}} \cdot \alpha_e / \Omega_1 = M_{_{3\mathrm{K}0}} \cdot \alpha_e.$$
(5.15)

Зависимость *М*_{эк} от эффективного сигнала представлена на рис.5.7.

Ток, потребляемый обмоткой управления при s=1 $I_y = I_{y1}$, для обмотки "В" находят с помощью коэффициента $k_{\text{тр}}$: $I_s = j \cdot I_{y1}/k_{\text{тр}}$.

В других случаях токи зависят от поведения U_y и наличия момента нагрузки (полезного M_2), что приводит к изменению скольжения *s*.

Рассматривая постоянство величины U_y , следует проверить, соблюдается ли условие симметрии напряжений ($U_B = U_y \cdot k_{rp}$). При нарушении этого условия находят относительный сигнал $\alpha = U_y/U_B$ и эффективный сигнал $\alpha_e = \alpha \cdot k_{rp}$, что позволяет перейти к определению токов I_{y1} и I_{y2} по (5.4). Нельзя забывать, что токи зависят от комплексных сопротивлений Z_{y1} , Z_{y2} , являющихся сложными функциями активных и индуктивных сопротивлений схем замещения и скольжения *s* (5.6) и (5.7).

Полный ток $I_y = I_{y1} + I_{y2}$.

Рассчитанные составляющие I_{y1} и I_{y2} для α_e и скольжения *s*, позволяет определить соответствующие составляющие токов для обмотки возбуждения:

$$I_{\text{Bl}} = j \cdot I_{\text{yl}} / k_{\text{тр}}, \ I_{\text{B2}} = -j I_{\text{y2}} / k_{\text{тр}}, \ и$$
 найти полный ток $I_{\text{B}} = I_{\text{B1}} + I_{\text{B2}}$

Определение токов обмоток не является конечной целью рассмотрения. При эксплуатации важны такие зависимости, как механические и регулировочные характеристики, позволяющие оценить их нелинейность и диапазон регулирования U_y , в пределах которого сохраняется допустимая нелинейность характеристики.

Выявление указанных характеристик неизбежно связано с расчетом электромагнитной мощности P_3 , момента M_3 , которые зависят от симметричных $M_3 = - - - M_3 R_2$ составляющих токов I_{y1}, I_{y2} .

Во всех указанных расчетах важное место отводится такому параметру, как коэффициент трансформации $k_{\rm rp}$. В процессе проектирования он становится определенным после выбора чисел витков обмоток "В" и "У"



обмоточных коэффициентов, и не всегда он указывается в документах на

эксплуатацию. Коэффициент $k_{\rm тр}$ можно определить экспериментально, если возникает такая необходимость.

5.11.1. Экспериментальное определение коэффициента трансформации

Экспериментальное определение $k_{\rm rp}$ основано на выделении тех сопротивлений обмоток, которые в наибольшей степени связаны с числами витков и не зависят от изменяющейся температуры обмоток при протекании по ним тока, хотя исключить её влияние целиком на результаты невозможно. Такими сопротивлениями рассматривают индуктивные, определяемые при заторможенном роторе ($n_p=0$) и раздельном подключении обмоток на регулируемое напряжение. Электрическая схема приведена на рис.5.8.



Рис. 5.8

При подаче напряжения на обмотку снимают показания вольтметра, амперметра и ваттметра. Таких измерений делают несколько (n). При каждом напряжении U_i , измеряют ток I_i и мощность P_i .

По этим показаниям рассчитывают для каждой обмотки :

$$z_i = U_i/I_i, r_i = P_i/I_i^2$$
 M $x_i = \sqrt{Z_i^2 - r_i^2}$.

Найденные *n* значений сопротивлений обмотки *z_i*, *r_i*, *x_i* сопоставляют между собой. При резком отличии соответствующих сопротивлений опыт повторяют. Таким образом определяют сопротивления для обмоток "В" и "У":

$$Z_{\rm B} = \frac{\sum Z_{Bi}}{n}, \ r_{\rm B} = \frac{\sum r_{Bi}}{n}, \ x_{\rm B} = \frac{\sum x_{Bi}}{n},$$

$$Z_{y} = \frac{\sum Z_{yi}}{n}, r_{y} = \frac{\sum r_{yi}}{n}, x_{y} = \frac{\sum x_{yi}}{n}.$$

Сопротивления, определенные в таком опыте ($n_p = 0$), называют сопротивлениями короткого замыкания: $z_{\rm BK}$, $r_{\rm BK}$, $x_{\rm BK}$ – обмотки возбуждения, $z_{\rm YK}$, $r_{\rm YK}$, $x_{\rm YK}$ – обмотки управления.

Коэффициент трансформации $k_{rp} = \sqrt{\frac{x_{B}}{x_{y}}}$ позволяет установить симметрию напряжений $U_{B} = k_{rp} \cdot U_{y}$.

Знание $k_{\rm тp}$ и сопротивлений короткого замыкания обмоток особенно необходимо при включении асинхронного двигателя на двухпроводную линию, когда в цепь обмотки возбуждения необходимо ввести добавочное сопротивление для образования вращающегося магнитного поля.



5.11.2. Механические характеристики при амплитудном управлении

Механические характеристики отражают поведение скорости вращения ротора n_p (или скольжения) от момента при сохранении напряжений $U_{\rm B}$ и $U_{\rm y}$ постоянными по величине и сдвиг по фазе напряжений 90 градусов.

Характеристики такие снимают при нескольких различных напряжениях U_y , но постоянных по величине, рис. 5.9.

Главной является характеристика, соответствующая номинальным напряжениям $U_{e_{H}}$ и $U_{v_{H}}$ ($U_{e_{H}} = k_{rp} U_{v_{H}}$). Поскольку сопротивление роторной обмотки достаточно велико и выбрано в соответствии с требованием устранения самохода, то зависимость $n_p = f(M)$ имеет только устойчивую также с величиной часть. Наклон характеристики связан активного сопротивления роторной обмотки. При таких условиях ($\alpha_e = \alpha \cdot k_{rp} = 1$) поле сохраняет круговой характер, И момент обратной магнитное последовательности не оказывает влияние на характеристику.

В связи с этим при M=0 скорость вращения ротора n_0 достаточно близка к синхронной $n_c = f/p$ (1/c). При скорости ротора n = 0 (короткое

замыкание) момент *М*_{ко} образован круговым полем. Такая характеристика служит для определения её нелинейности µ.

При понижении эффективного сигнала α_e<1 момент короткого замыкания пропорционально снижается соответственно (5.15).

Снижение α_e приводит к переходу от кругового магнитного поля к эллиптическому, что связано с появлением токов обратной последовательности и соответственно, момента обратной последовательности M_2 , вызывающего снижение скорости вращения ротора. В таких условиях при M=0 скорость холостого хода ротора будет меньше n_0 (при $\alpha_e=1$). Чем меньше будет α_e , тем больше будет различие скоростей (n_0 и n_{0p}).

5.11.3. Регулировочные характеристики при амплитудном управлении

Регулировочные характеристики представляют зависимость скорости вращения ротора от сигнала управления α (напряжения управления U_y). Напряжение обмотки возбуждения $U_B = U_c$. Фазовый угол сдвига между U_B и U_y остается постоянным и составляет 90 градусов. Величину напряжения U_y меняют от $U_{y min}$ минимальной, определяемой наличием или отсутствием момента нагрузки M, до U_{yh} – номинальной величины. В процессе регулирования U_y момент нагрузки следует сохранять постоянной величины.

Наиболее широкая область регулирования скорости вращения ротора n_p от 0 до n_0 , близкой к синхронной n_c , приходится на холостой ход (момент нагрузки на валу ротора M = 0).Начальному движению ротора препятствует лишь момент сопротивления, создаваемый силами трения в подшипниках. Величина этого момента и определяет минимальное напряжение трогания U_y min при холостом ходе.

При возрастании момента на валу двигателя M напряжение трогания U_{ymin} увеличивается (начало движения ротора характеризует режим достаточно близкий к режиму короткого замыкания). Как было показано ранее, увеличение M_{κ} неизбежно приводит к возрастанию и эффективного сигнала α_e .

При холостом ходе достижение U_y номинальной величины U_{yh} соответствует условию симметрии напряжений ($\alpha_e = 1$) и существованию кругового магнитного поля. Скорость ротора n_{po} близка к синхронной n_c . Снижение величины $U_y < U_{yh}$ приводит и к уменьшению $\alpha_e < 1$, нарушению симметрии напряжений и переходу к эллиптическому вращающемуся магнитному полю, что вызвано появлением обратной составляющей токов и момента обратной последовательности.

При малой эллиптичности магнитного поля токи обратной последовательности малы, соответственно мал и момент обратной последовательности и его влияние на изменение скорости ротора оказывается незначительным, рис. 5.10.

В области изменения эффективного сигнала $\alpha_e = 1$ до α_{e1} наблюдается уменьшение скорости, близкое к пропорциональной зависимости. Дальнейшее уменьшение $\alpha_e < \alpha_{e1}$ приводит к резкому росту момента обратной последовательности и уменьшению скорости вращения ротора n_p . Это изменение имеет нелинейный характер.

В связи с особенностями регулировочной характеристики при M=0для оценки нелинейности её рассматривают область изменения $\alpha_e = 0 \div \alpha_{e1}$, рис. 5.10. Увеличение момента на валу двигателя приводит к росту напряжения $U_{y\min}$ (и росту α_{erp} соответственно). Регулировочная характеристика сдвигается в сторону больших α_e , сохраняя свой нелинейный характер, но приближается к линейной зависимости.

Рабочие характеристики

При амплитудном управлении рабочие характеристики снимают при номинальных напряжениях $U_{\rm BH}$ и $U_{\rm yH}$ при сдвиге напряжения по фазе 90 градусов.

Характеристики отражают поведение всех электрических зависимостей $I_{\rm B}$, $I_{\rm y}$, $P_{\rm B}$, $P_{\rm y}$, а также механических M, $n_{\rm p}$. Такие показания снимают при изменении момента на валу M от холостого хода (M=0) до $M = M_{\rm k}$ (короткого замыкания $n_{\rm p}$ =0).



Рис. 5.10

Снимаемые показания позволяют рассчитать по результатам опыта энергетические характеристики, потребляемую электрическую мощность $P_1 = P_{\rm B} + P_{\rm y}$, полезную механическую мощность $P_2 = M \cdot \Omega_{\rm p}$, где $\Omega = 2\pi \cdot n_{\rm p}/60$ (рад/с), коэффициент полезного действия $\eta = P_2/P_1$, а также фазовые изменения токов:

$$\cos\varphi_{\rm B} = P_{\rm B}/(U_{\rm B} \cdot I_{\rm B}), \, \cos\varphi_{\rm y} = P_{\rm y}/(U_{\rm y} \cdot I_{\rm y}).$$

При снятии рабочих характеристик экспериментально сохранены условия симметрии напряжения, что позволяет проследить при каждом установленном моменте на валу M соотношение токов I_y/I_B . Зависимости, представляющие рабочие характеристики асинхронного двигателя при амплитудном управлении, изображены на рис. 5.11.

Построенные зависимости позволяют определить номинальные характеристики двигателя. За номинальную полезную мощность $P_{2\mu}$ принимают максимальную мощность, от которой зависят и все остальные показатели, рис.5.12.



Рис. 5.11.



5.12. Амплитудно-фазовое управление

Отсутствие специальных устройств, позволяющих регулировать фазовый угол сдвига β напряжений $U_{\rm B}$ и $U_{\rm y}$, возможность использовать двухпроводную линию приводит к необходимости использовать включение дополнительных сопротивлений последовательно в цепь одной из обмоток. Как было установлено, наиболее благоприятный режим работы двигателя достигается при сдвиге фаз напряжений обмоток $\beta=90^{\circ}$, причем напряжение на обмотке возбуждения должно быть выше и по фазе опережать напряжение U_y . В качестве сопротивления, удовлетворяющего этим условиям, рекомендовано использовать емкостное x_c .

Простейшая схема включения двигателя приведена на рис. 5.13.



Рис. 5.13

Очевидно, что при эксплуатации двигателя с моментом на валу при изменении U_y будут меняться и токи I_y и I_B . Изменение тока в обмотке "В" приведет к соответствующему изменению и напряжения U_B как по величине, так и фазе. Такое явление будет наблюдаться при любом характере добавочного сопротивления Z_o , включаемого последовательно с обмоткой "В". Из изложенного следует вывод о невозможности обеспечить с помощью одного добавочного сопротивления постоянного сохранения условий кругового магнитного поля.

В основу решения вопроса работы двигателя следует принять во внимание требования, предъявляемые к двигателю: по обеспечению наименьшего времени разгона, как это было принято при амплитудном управлении, и приемлемую линейность механических и регулировочных характеристик. Работа двигателя начинается от s =1 при поступлении напряжений U_{yH} и U_{BH1} и они должны соответствовать условию симметрии $U_{BH1} = k_{TP} \cdot U_{yH}$ и фазовый угол $\beta=90$ градусов. Введение добавочного сопротивления в цепь обмотки "В" приводит к неравенству $U_{BH} \neq U_c$. Требование кругового поля при s=1 исключает наличие тока обратной последовательности и, следовательно, момента обратной последовательности.

Система уравнений, отписывающая условия работы двигателя, следующая:

$$\begin{cases} \dot{U}_{c} = \dot{U}_{\kappa H} + \dot{U}_{BH} \\ \dot{U}_{y} = \dot{I}_{y} \cdot Z_{y} = \dot{I}_{y1} \cdot Z_{y1} + \dot{I}_{y2} \cdot Z_{y2} \\ \dot{U}_{BH} = j \cdot \dot{U}_{yH} \cdot k_{Tp} \\ \dot{I}_{B} = \dot{I}_{c} = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2} \\ \dot{I}_{y} = \dot{I}_{y1} + \dot{I}_{y2} \\ \dot{U}_{c} = \dot{I}_{B} \cdot Z_{A6} + \dot{I}_{B1} \cdot Z_{B1} + \dot{I}_{B2} \cdot Z_{B2} = \dot{I}_{B1} \cdot (Z_{A6} + Z_{B1}) + \dot{I}_{B2} \cdot (Z_{A6} + Z_{B2}) = \dot{I}_{B1} \cdot Z_{BA1} + \dot{I}_{B2} Z_{BA2} \\ \dot{I}_{B1} = j \cdot \dot{I}_{y1} / k_{Tp} - \dot{I}_{B2} = -j \cdot \dot{I}_{y2} / k_{Tp} - \dot{U}_{\kappa H} = \dot{I}_{B} Z_{A6} \end{cases}$$
(5.16)

Используя прием выражения токов и сопротивлений схемы замещения обмотки "В" через токи и сопротивления обмотки "У", получены решения для токов прямой I_{y1} и обратной I_{y2} последовательностей:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{y_{1}} = (\mathbf{i}_{y} \cdot Z_{_{\mathsf{B}\mathsf{A}2}} - j\mathbf{i}_{c} \cdot Z_{y_{2}}k_{_{\mathsf{T}\mathsf{p}}})/(Z_{y_{1}}Z_{_{\mathsf{B}\mathsf{A}2}} + Z_{y_{2}}Z_{_{\mathsf{B}\mathsf{A}1}}) \\ \mathbf{i}_{y_{2}} = (\mathbf{i}_{y} \cdot Z_{_{\mathsf{B}\mathsf{A}1}} + j\mathbf{i}_{c} \cdot Z_{y_{1}}k_{_{\mathsf{T}\mathsf{p}}})/(Z_{y_{1}}Z_{_{\mathsf{B}\mathsf{A}2}} + Z_{y_{2}}Z_{_{\mathsf{B}\mathsf{A}1}}) \end{cases}$$
(5.17)

Каждое из сопротивлений Z_{Bd1} , Z_{Bd2} , Z_{y1} , Z_{y2} – эквивалентные комплексные сопротивления схем замещения, являются зависимыми от скольжения. Поэтому и токи обмоток "У" и "В" прямой и обратной последовательностей меняют свои величины при изменении *s*. Поэтому подобрать величину $Z_{d6} = -j \cdot x_c$ – емкостного характера, – возможно для конкретного скольжения *s*.

Выбирая *s* =1 с целью создания кругового поля, необходимо потребовать выполнение тока $I_{y^2} = 0$. Вводя понятие сигнала управления $\alpha = U_y/U_c$, выражение (5.17) приобретает вид:

$$\begin{split} \dot{I}_{y2} &= j \cdot \dot{U}_{c} [(\dot{U}_{y} / j \dot{U}_{c}) Z_{Bd1} + Z_{y1} k_{Tp})] / (Z_{y1} Z_{Bd2} + Z_{y2} Z_{Bd1}) = \\ &= j \cdot \dot{U}_{c} (-j \cdot \alpha \cdot Z_{Bd1} + Z_{y1} k_{Tp}) / [Z_{y1} (Z_{Bd} + Z_{Bd2}) + Z_{y2} (Z_{Bd} + Z_{Bd1})] = 0 \end{split}$$
(5.18)

Что выполнимо, если

 $-j \cdot \alpha ((Z_{д\delta} + Z_{Bl}) + Z_{yl} \cdot k_{rp} = 0.$ ИЛИ $-j \cdot \alpha ((Z_{d\delta} + Z_{yl} k_{rp}^2) + Z_{yl} \cdot k_{rp} = 0.$

В частности полагая $Z_{d\delta} = -j \cdot x_c$, последнее уравнение принимает вид:

$$-\alpha \cdot x_c - j \cdot \alpha \cdot Z_{y1} \cdot k_{\text{rp}}^2 + Z_{y1} \cdot k_{\text{rp}} = 0$$

Учитывая, что $Z_{y1} = r_{y1} + j \cdot x_{y1}$ – зависит от *s* в общем виде, то:

$$-\alpha \cdot x_{c} - j \cdot \alpha (r_{y1} + j \cdot x_{y1}) \cdot k_{rp}^{2} + (r_{y1} + j \cdot x_{y1}) \cdot k_{rp} = 0$$

$$-\alpha \cdot x_{c} + \alpha j \cdot x_{y1} \cdot k_{rp}^{2} + r_{y1} \cdot k_{rp} - j \cdot \alpha r_{y1} \cdot k_{rp}^{2} + j \cdot x_{y1} \cdot k_{rp} = 0.$$

В последнем уравнении необходимо рассматривать два равенства:

$$\begin{cases} -\alpha \cdot x_c + \alpha \cdot x_{y1} \cdot k_{\text{Tp}}^2 + r_{y1} \cdot k_{\text{Tp}} = 0 \\ -j \cdot \alpha \cdot r_{y1} \cdot k_{\text{Tp}}^2 + j \cdot x_{y1} \cdot k_{\text{Tp}} = 0 \end{cases}$$

или $\alpha r_{y1} \cdot k_{rp}^2 - x_{y1} \cdot k_{rp} = 0$, отсюда следует:

$$\alpha = x_{y1}/(r_{y1} \cdot k_{TP}).$$

Подстановка α в первое уравнение дает:

$$-x_{c}(x_{y1}/(r_{y1}k_{Tp})) + (x_{y1}^{2}/(r_{y1} \cdot k_{Tp}) \cdot k_{Tp}^{2} + r_{y1} \cdot k_{Tp} = 0$$
$$x_{c} = \frac{(x_{y1}^{2}/(r_{y1}k_{Tp}) \cdot k_{Tp}^{2} + r_{y1}k_{Tp}}{x_{y1}/(r_{y1} \cdot k_{Tp})} = x_{y1}k_{Tp}^{2} + \frac{r_{y1}^{2} \cdot k_{Tp}^{2}}{x_{y1}} = k_{Tp}^{2} \cdot \frac{x_{y1}^{2} + r_{y1}^{2}}{x_{y1}}$$

Но $x_{y1}^2 + r_{y1}^2 = z_{y1}^2$ и получаем общее решение:

$$x_{c} = k_{\rm rp}^{2} \cdot \frac{z_{y1}^{2}}{x_{y1}}.$$
 (5.19)

В частности при *s* =1 получаем режим короткого замыкания и $z_{y1} = z_{yk}$, $x_{y1} = x_{yk}$, $r_{y1} = r_{yk}$.

Для этого скольжения
$$x_{c\kappa} = k_{rp}^2 \cdot \frac{z_{y\kappa}^2}{x_{y\kappa}}$$
. (5.20)

Здесь введено обозначение x_{ck} – емкостного сопротивления, подобранного по режиму короткого замыкания.

Подобрав x_{ck} по условию кругового поля при пуске, тем самым устанавливаются соотношения между напряжениями U_{BH} и U_{YH} : $U_{BH} = k_{Tp} \cdot U_{YH}$.

5.12.1. Векторная диаграмма управляемого асинхронного двигателя (УАД) с добавочным (емкостным) сопротивлением в цепи обмотки "В"

Не выделяя особо для какого скольжения s подобрано емкостное сопротивление, следует исходить прежде всего из системы уравнений, отвечающей условию создания кругового поля $(I_{y2} = 0)$.

$$\begin{cases} \dot{U}_{y} = \dot{I}_{y} \cdot Z_{y1} \\ \dot{I}_{y} = \dot{U}_{y} / (r_{y1} + j \cdot x_{y1}) = \frac{\dot{U}_{y}}{r_{y1}^{2} + x_{y1}^{2}} \cdot (\\ \dot{U}_{c} = \dot{U}_{B} + \dot{U}_{KH} = \dot{I}_{B} \cdot (r_{B1} + j \cdot x_{B1}) - j \\ \dot{I}_{c} = \dot{I}_{B} \\ \dot{I}_{c} = j I_{y} / k_{TP} \\ \dot{U}_{KH} = -j I_{B} x_{cs} \end{cases}$$

Рис. 5.14

В соответствии с системой уравнений на рис. 5.14 приведена векторная диаграмма.

Используя соотношения токов обмоток "У" и "В" и сопротивлений при круговом поле, создаваемом при s = 1, получено выражение для вычисления напряжения U_c , если известны величины U_{yh} , k_{Tp} , z_{yk} , x_{yk} :

$$U_{\rm CH} = k_{\rm TP} \cdot \frac{r_{\rm yk}}{x_{\rm yk}} \cdot U_{\rm yH}$$

Как видно по рис. напряжение на конденсаторе $U_{\rm kh}$ в этом режиме превышает напряжение сети $U_{\rm c}$.

Увеличение $U_{\rm c}$ по сравнению с $U_{\rm BH} = U_{\rm yH} \cdot k_{\rm rp}$ составляет: $\frac{U_{\rm cH}}{U_{\rm BH}} = \frac{r_{\rm yx}}{x_{\rm yx}}$, где $U_{\rm BH}$ – номинальная величина напряжения обмотки возбуждения при амплитудном управлении.

Электромагнитная мощность при круговом поле (s=1) определяется суммой электромагнитных мощностей, поступающих от обмоток "У" и "В" и определяемых токами I_{y1} и I_{B1} и сопротивлениями r_{py1}^* и r_{pB1}^* :

 $P_{\mathcal{H}} = P_{\mathcal{H}} + P_{\mathcal{H}} = I_{y1}^2 \cdot r_{py1}^* + I_{B1}^2 \cdot r_{pB1}^* = I_{y1}^2 \cdot r_{py1}^* + (I_{y1}/k_{Tp})^2 \cdot r_{py1}^* \cdot k_{Tp}^2 = 2I_{y1}^2 \cdot r_{py1}^* = 2I_{B1}^2 \cdot r_{pB1}^*$

Электромагнитный момент короткого замыкания при круговом поле:

$$M_{_{\mathfrak{I}KO}} = \frac{P_{_{\mathfrak{I}K}}}{\Omega_1} = 2 \cdot I_{y_1}^2 \cdot r_{py_1}^* / \Omega_1.$$

Рассмотрены основные подходы, позволившие сделать выводы относительно энергетических показателей двигателя при установлении кругового поля при коротком замыкании (s = 1). Такой режим обеспечивается за счет выбора определенной величины x_{ck} , связанного с

сопротивлениями короткого замыкания по соотношению (5.20). При сохранении тех же напряжений на обмотке "У" и сети U_c , режима короткого замыкания, остаются постоянными и сопротивления короткого замыкания обмоток: z_{yk} , x_{yk} , r_{yk} и z_{bk} , x_{bk} , r_{bk} . Но можно устанавливать разной величины x_c : $x_{ck} > x_c \ge x_{ck}$. Такой выбор повлияет прежде всего на величину и фазу тока I_{BK} .

Уравнение напряжения представлено уравнением:

$$U_{c} = I_{BK} (Z_{BK} - j \cdot x_{c}) = I_{BH} [r_{GK} + j(x_{BK} - x_{c})]$$

Как следует из уравнения, ток І вк.



$$\overset{\bullet}{I}_{BK} = \frac{\overset{\bullet}{U}_{c}}{r_{BK} + j(x_{BK} - x_{c})} = \frac{\overset{\bullet}{U}_{c}[r_{BK} - j(x_{BK} - y_{C})]}{r_{BK}^{2} + (x_{BK} - y_{C})}$$

Представленное соотношение свидетельствует о правильности выдвинутого предположения. Следует рассмотреть вероятный вариант при $x_{BK} - x_c = 0$. В этом случае ток I_{BK} достигает наибольшей величины, и по фазе он совпадает с напряжением \dot{U}_c .

Нарушение равенства $|x_{BK} - x_C \neq 0|$ приводит к снижению тока I_{BK} по величине. Фаза тока φ_{BK} (угол между \dot{U}_c и \dot{I}_{BK}) определяется знаком разности $x_{BK} - x_C$.

Установленный факт возрастания тока $I_{\rm вк}$ при регулировании величины $x_{\rm c} (x_{\rm c}=10^6/(\omega \cdot C))$, где C – ёмкость конденсатора, мкФ) приводит к росту потерь в обмотке возбуждения, и может привести к перегреву двигателя и порче его.

Поведение электромагнитного момента при разных величинах С представлено на рис.5.15.

По рис. 5.15 видно, что при регулировании величины C существует такая его величина C_m , которая приводит к повышению момента короткого замыкания $M_{_{3KM}}$. Величина ёмкостного реактивного сопротивления x_{cm} , при которой момент короткого замыкания достигает максимальной величины $M_{_{3KM}}$ связана с сопротивлением Z_{yk} и k_{rp} :

$$x_{\rm cm} = k_{\rm rp}^2 \cdot Z_{\rm y\kappa}, \qquad (5.21)$$

а ёмкость $C_m = \frac{10^6}{2\pi f \cdot x_{cm}} = \frac{10^6}{2\pi f \cdot k_{rp}^2 \cdot Z_{y\kappa}}$.

Возрастание момента явление положительное, сопровождающее снижение времени разгона ротора, но при этом наблюдается резкий нагрев двигателя и превышение допустимого нагрева двигателя. Снижение величины емкости от C_m до C_κ (ёмкости, обеспечивающей круговое поле при пуске) через некоторый интервал времени приводит к некоторым последствиям:

1) увеличение количества конденсаторов (и стоимости привода);

2) формирование системы, следящей за временем переключения конденсаторов;

3) следует учитывать влияние ёмкостей конденсаторов (C_m и C_{κ}) на механические характеристики.

5.12.2. Механические характеристики при включении конденсатора в цепь обмотки возбуждения

Выше были рассмотрены две возможности выбора конденсатора:

1. Создать круговое магнитное поле при пуске, подобрав соответствующее сопротивление *x*_{ск};

2. Установить x_{cm} такое, что пусковой момент должен иметь максимальную величину $M_{_{3KM}}$.

Как в первом, так и во втором варианте сохраняют постоянные величины U_{ch} и U_{yh} . Изменение момента на валу двигателя M приводит к установлению соответствующих электромагнитного момента M_3 и скорости вращения ротора n_p . В литературе рассматривают поведение M_3 от скольжения.

1. Подобрав емкостное сопротивление $x_{c\kappa}$ по условию кругового поля при пуске, и величина $M_{3\kappa}$ соответствует таковой же при пуске, но при амплитудном способе регулировки имеем равенство пусковых моментов при s = 1. На этом равенство условий заканчивается. Уменьшение скольжения в пределах $0,8 \le s \le 1$ к незначительному изменению M_{3} , поскольку эллиптичность магнитного поля незначительна, и момент прямого вращения мало меняется, а момент обратного вращения не достаточно велик. Уменьшение механической мощности $M \cdot \Omega_p$ приводит к уменьшению электромагнитной мощности $P_3 = P_{3y} + P_{3B}$. Как распределяется эта мощность между обмотками, зависит от условий, в которых находятся обмотки. Обмотка "У" находится под постоянным действием напряжения U_{yh} , а



. Uв определяется напряжение обмотки векторов напряжений U_{c} разностью (постоянного) И напряжения на конденсаторе $U_{\kappa} = -j I_{B} \cdot x_{c\kappa} = -j \cdot x_{c\kappa} (I_{B1} + I_{B2}),$ меняющегося в зависимости от тока Ів. Однако снижение Р_э происходит как за счет $P_{_{\rm ЭУ}}$, так и $P_{_{\rm ЭВ}}$ за счет снижения токов $I_{_{\rm Y}}$ и I_в. Изменения токов определяют с помощью схем замещения прямых И

обратных последовательностей обмоток.

По разному ведут себя сопротивления схем замещения $Z_{y1} = r_{y1} + j \cdot x_{y1}$ и $Z_{y2} = r_{y2} + j \cdot x_{y2}$ и $Z_{B1} = r_{B1} + j \cdot x_{B1}$, $Z_{B2} = r_{B2} + j \cdot x_{B2}$ при изменении *s*. Не проводя аналитических изысканий приводится зависимость $M_3 = M_{31} - M_{32}$ на рис. 5.16.

включением x_{ck} последовательным емкостного c Варианту сопротивления в цепь обмотки возбуждения на рис.5.16 соответствует Пунктирная сплошная линия. линия соответствует механической характеристике при амплитудном управлении. Величины напряжений при n_p=0 (s=1) U_{ун} и U_{вн} при пуске как при амплитудном, так и амплитуднофазовом управлении равны. Это равенство сохраняется в случае амплитудного управления при изменении скорости ротора *n*_p. При амплитудно-фазовом управлении как уже указывалось, напряжение U_B не остается постоянным как по величине, так и по фазе, что приводит к изменению угла β (фазового угла сдвига токов I_B и I_y). Следствием является возрастание тока обратной последовательности I₂ и появление тормозного момента M₂. Действие этих факторов усиливается по мере возрастания скорости ротора $n_{\rm p}$. При холостом ходе $n_{\rm p} < n_{\rm c}$. Нелинейность механической характеристики μ увеличена.

Уменьшение напряжения $U_y < U_{yh}$ не нарушает условия образования кругового магнитного поля при пуске (5.20). Поэтому пусковой момент

 $M_{_{3KO}}$ зависит пропорционально от напряжения U_y как и при амплитудном управлении. Механическая характеристика, снятая при пониженном напряжении U_y , располагается ниже той, которая имеет место при $U_y = U_{yh}$. Скорость холостого хода ротора существенно уменьшается по сравнению с n_{op}

при U_y . Такое снижение скорости n_{o1} , рис.5.16, вызвано повышенным воздействием токов обратной последовательности (особенно за счет тока I_{B2}), приводящим к росту момента обратной последовательности.



2. Выбор ёмкостного сопротивления x_{cm} по условию (5.21) обеспечивает величину электромагнитного момента короткого замыкания $M_{_{ЭКМ}}$. В этом случае сопротивления

схем замещения прямой и обратной последовательностей каждой из обмоток равны между собой (*s* = 1).

Наличие сопротивления в обмотке "В" величины x_{cm} приводит к резонансу напряжений на конденсаторе U_{κ} и обмотке возбуждения $U_{\rm B}$. Ток в цепи обмотки возбуждения достигает наибольшей величины $I_{\rm B}$ *max* и носит чисто активный характер. В этом случае поток обмотки возбуждения существенно увеличен, что приводит к наибольшей величине электромагнитного момента. Эллиптичность магнитного поля сохраняется при изменении скольжения от s = 1 до s_0 , как за счет изменения напряжения на обмотке "В", так и переменности фазового угла β (между токами I_B и I_y), в случае уменьшения $s \rightarrow s_0$. Не остаются постоянными и результирующие токи: $I_{p1} = I_{B1} + I_{y1}$ – прямой последовательности и обратной: $I_{p2} = I_{B2} + I_{y2}$. Увеличение тока I_{p2} приводит к возрастанию действия тормозного момента обратной последовательности, который в наибольшей своей величине приводит к росту s_0 при холостом ходе по сравнению с вариантом механической характеристики при $x_{c\kappa}$, рис. 5.17.

Линейность механической характеристики (x_{cm}) больше, чем при x_{ck} по условию создания кругового поля при пуске.

5.12.3. Регулировочная характеристика при АФУ

Как и при амплитудном управлении, регулировочная характеристика при наличии в цепи обмотки возбуждения реактивного емкостного сопротивления x_{ck} , обеспечивающего круговое поле при пуске, отражает поведение скорости ротора от напряжения управления U_y (или от сигнала α). Момент сопротивления M_3 на валу двигателя оставляют постоянным ($M_c=0$ или 0,4 $M_H > M_B > 0$), рис. 5.18.

Регулировочная характеристика носит нелинейный характер во всей области изменения U_y от U_{yk} (напряжение трогания) до U_{yh} . Напряжение U_B не остается постоянным, что влияет на форму магнитного поля (от пульсирующего при $n_p = 0$ до эллиптического при n_p наибольшем), как и напряжение на конденсаторе U_k .

Напряжение трогания $U_{\kappa} = U_{\tau p}$ зависит от величины M_c . Увеличение напряжения до U_{yH} приводит к возрастанию скорости ротора до n_{p0} при $M_c=0$, с меньшей, чем синхронная n_c . По этой характеристике проводят оценку нелинейности $\xi = \Delta n/n_{p\xi}$, где n_p – скорость вращения ротора с пониженным напряжением $U_y = (0,7\div0,8) \cdot U_{yH}$. Нелинейность характеристики ($\xi \le 0,25$) при АФУ выше, чем при АУ. Приложение к валу двигателя момента M_c приводит к увеличению линейности характеристики. Увеличивается и зона нечувствительности.

5.12.4. Рабочие характеристики

Рабочие характеристики представляют зависимость целого ряда характеристик при сохранении постоянными U_y и U_c . Конденсатор в цепи обмотки "В" подбирают по условию

получения кругового магнитного поля при пуске, не меняя его величины в дальнейшем.



В этих условиях рассматривают прежде всего механическую характеристику $n_p = f(M_c)$, а также изменения электрические I_y : $I_B = f(M_c)$, P_y : $P_B = f(M_c)$, энергетические $\cos\varphi_y = f(M_c)$, $\cos\varphi_B = f(M_c)$, $P_1 = P_y + P_B$, $P_2 = \Omega M_c$, $\eta = P_2/P_1$.

На рис. 5.19 приведены некоторые из упомянутых зависимостей. Зависимости с номерами 1, 2, 3, 4 отражают поведение при наличии конденсатора (АФУ): 1 – скорости; 2-3 – токов обмотки управления и возбуждения соответственно; 4 – КПД. Для сравнения приведены для амплитудного управления (АУ): 5 – скорости ротора; 6 – КПД.

6. ДВИГАТЕЛИ ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

К категории двигателей широкого применения следует отнести двигатели, работающие от двухпроводной линии переменного тока и



Рис. 5.19

напряжения U_c частотой 50 Гц. Необходимо выделить среди них:

а) коллекторные (по типу двигателей постоянного тока, но только
 с последовательной обмоткой возбуждения);

б) асинхронные.

Главными требованиями, которые к ним выдвигают, являются: энергетические (высокие

коэффициенты η и соsφ₁), массо-габаритные, вибро-акустические, надежность в работе. Выбор того или другого типа двигателя зависит от назначения устройства, в котором они будут использованы.

Коллекторные двигатели имеют высокие энергетические, уменьшенные массо-габаритные показатели, но проигрывают по вибро-акустическим по сравнению с асинхронными. Кроме того коллекторные двигатели создают радиопомехи.

Асинхронные двигатели (АД), проигрывая коллекторным по одним требованиям, выигрывают по другим, в частности, по надежности в работе, большим сроком службы, малым уровнем шума и вибраций. Но работа АД

от двухпроводной линии заставляет принимать меры, обеспечивающие их принцип работы и требование – иметь высокие η и соs φ.

По принципу работы АД должны иметь две обмотки на статоре, от которых требуется создать вращающееся магнитное поле при включении их на напряжение U_c , рис.6.1. Магнитные оси обмоток смещают в пространстве на угол γ (чаще γ =90 эл. градусов). Токи обмоток должны иметь разные фазовые сдвиги, так чтобы ϕ_A (обмотки "A") и ϕ_B (обмотки "B") не были равными: $\phi_A \neq \phi_B$. В основу достижения этой цели используют различные подходы.

Обмотки размещают в пазах статора числом Z_c равных площадей. Числа витков обмоток разные W_A и W_B , обмоточные коэффициенты одинаковые, число пар полюсов p – одинаковое.

Площади поперечных сечений проводников у обмоток отличаются. Последовательно с одной из обмоток может быть включено добавочное сопротивление $Z_{\rm дб}$, которое либо остается постоянно в работающем состоянии, либо только на время разгона ротора с последующим его



разгона ротора с последующим его отключением. АД работает при включенной одной обмотке "А" на напряжение U_c.

Преследуя цель: иметь высокий КПД двигателя, – сопротивление роторной обмотки r_p имеет малую величину такую, что скольжение в рабочем состоянии $s < s_m$, а $s_m < 1$ (s_m – скольжение, соответствующее максимальному электромагнитному

моменту). Теория работы несимметричных двигателей базируется на методе симметричных составляющих, который достаточно подробно изложен в разделе "Управляемые асинхронные двигатели" и его используют при анализе работы АД широкого применения.

Представлены часто встречающиеся варианты исполнений АД, и в каждом случае задача необходимости фазового смещения токов решается, исходя из конкретных требований.

Исходными являются уравнения, на основе которых становится ясным путь решения задачи. Так на основе схемы, рис.5.14, составлены основные уравнения работы АД.

$$\begin{cases} \mathbf{\dot{U}}_{A} = \mathbf{\dot{U}}_{C}; \\ \mathbf{\dot{U}}_{B} + \mathbf{\dot{U}}_{\mathcal{A}\mathcal{B}} = \mathbf{\dot{U}}_{C}; \\ \mathbf{\dot{I}}_{C} = \mathbf{\dot{I}}_{A} + \mathbf{\ddot{I}}_{B} \end{cases}$$

Рассматривая уравнения 2 и 3 приведенной системы, возникают вопросы: 1) добавочное сопротивление Z_{d6} будет включено только на время пуска или оно 2) должно обеспечить и пуск, и



последующую работу двигателя. Как известно, использование одной обмотки не создает пусковой вращающий электромагнитный момент при включении на напряжение, рис.5.15.

При малом сопротивлении ротора r_p величины моментов M_{31} и M_{32} при $n_p=0$ действуют противоположно, равны по величине. Результирующий момент M_3 отсутствует.









По рис. 6.3 видно, что разница фазовых углов $\phi_{A}-\phi_{B}=\beta$ существует при $n_{p}=0$, на время пуска создано вращающееся магнитное поле, и в двигателе образован пусковой момент $M_{n}=M_{1}-M_{2}$. По достижению скорости ротора, соответствующей максимальному моменту, обмотку "В" отключают и АД продолжает работу с одной обмоткой "А".

Возможно выполнение пусковой обмотки "В" с повышенным активным сопротивлением, но пониженным индуктивным. С этой целью часть

обмотки выполняют бифилярно, рис. 6.4.

Часть витков W_l обмотки обтекается током *i* только в одном направлении.



В другой части W_2 направление тока в параллельно расположенных проводниках противоположно, что приводит к снижению индуктивных сопротивлений.

$$r_{1c} = \rho \frac{l_{cp}(W_1 + 2W_2)}{q_{np}}; \ x_{1c} = C \cdot W_1^2.$$

Такой способ также влияет на фазовый угол ф_В.

В случае равенства сопротивлений Рис. 6.5 В случае равенства сопротивлений обмоток, прибегают к шунтированию части витков обмотки, например, "В" активным сопротивлением, достигая неравенства сопротивлений обмоток "А" и "В".

Предлагают размещение обмоток A – рабочей, и B – пусковой в пазах статора разного количества в соотношении 2:1. Рабочей обмотке отводят $2/3 Z_c$ пазов статора, пусковой $-1/3 Z_c$.

Обмотки имеют разные числа витков ($W_A > W_B$), что приводит к разным активным ($r_{CA} > r_{CB}$) и индуктивным сопротивлением обмоток. Для увеличения угла φ_B включают добавочное активное сопротивление r_{df} такой величины, чтобы добиться неравенства $r_A < r_B + r_{df}$), сохраняя $x_A > x_B$ при пуске.

6.1. Механическая характеристика ($M_3 = f(s)$)

Использование включения добавочных сопротивлений в обмотку "В" активного $R_{\rm д \bar{0}}$ или активно-индуктивного характера на время пуска позволяет образовать эллиптическое магнитное поле. Наличие такого поля приводит к созданию пускового электромагнитного момента $M_{\rm 9n} = M_{\rm 1n} - M_{\rm 2n} > 0$ (s=1). Ротор начинает вращение. Скольжение s уменьшается, что влияет на возрастание момента M_1 и уменьшение момента M_2 . Результатом изменения моментов является рост результирующего электромагнитного момента M_3 . Так происходит до тех пор, пока M_3 не достигнет максимальной величины $M_{\rm 9m}$. В этот момент обмотку "В" отключают от напряжения сети, обмотка "А"

остается включенной. АД переходит в режим работы с одной обмоткой, рис.6.5, $M_9 = M_{31A} - M_{32A}$.

Такие двигатели имеют энергетические показатели: $\eta=0,4\div0,7$, $\cos\varphi=0,5\div0,7$ в номинальном режиме и кратности при пуске: пускового момента $k_{\rm n} = M_{\rm n}/M_{\rm H} = 1\div1,2$; максимального момента $k_{\rm m} = M_{\rm max}/M_{\rm H} = 1,4\div2$; пускового тока $k_i = I_{\rm n} / I_{\rm H} = 7\div8$.

Более эффективным является использование дополнительного сопротивления емкостного характера, что позволяет увеличить разность фазовых углов токов обмоток β и приблизить её к 90°. В этом случае возможно получить круговое поле:

а) при пуске, подобрав для этого величину конденсатора C_n ;

б) в номинальном режиме.

Путем выбора величины конденсатора добиться максимального пускового момента $M_{\text{п max}}$.

При использовании конденсатора, рассчитанного только на время пуска (с последующим его отключением), достигается увеличение кратностей пускового $k_{\rm n}$ и максимального момента $k_{\rm M}$, а также снижение кратности k_i . При достижении ротором критического скольжения пусковую обмотку отключают, и работа АД в номинальном режиме проходит на включенной одной обмотке "А". Энергетические показатели у такого двигателя примерно такие же в номинальном режиме, как и в вышеприведенном варианте, но пусковые характеристики выше: $k_{\rm n} = 1,5 \div 1,8$, $k_M = 2 \div 2,5$, $k_i = 3 \div 5$. Обычно пусковой конденсатор используют в АД с неравномерным числом пазов для обмоток ($Z_{\rm CA} = 2/3 Z_{\rm c}$ и $Z_{\rm CB} = 1/3 Z_{\rm c}$).

Повысить пусковые и рабочие свойства асинхронного двигателя позволяет комбинация конденсаторов: емкость $C_{\rm M}$ (рис.6.6) одного из них, подбирают по условию получения максимального момента при пуске $M_{\rm n\,max}$, другой конденсатор рассчитывают на образование кругового поля в рабочем режиме $C_{\rm p}$, рис. 6.6. Этот конденсатор постоянно включен в обмотку "В". Конденсатор $C_{\rm n}$ включается только на время разгона ротора (по достижении $M_{\rm max}$).

Обе обмотки у такого АД заполняют равное число пазов статора: $Z_{CA} = 0,5Z_C, Z_{CB} = 0,5Z_C$. Как видно по рис. 6.6 при пуске работают оба конденсатора общей емкостью $C = C_p + C_n$, что необходимо учитывать при расчете C_n .



Такой двигатель имеет лучшие энергетические показатели: $\eta = 0,5 \div 0,9$, $\cos \phi = 0,8 \div 0,9$ и высокие кратности: $k_{\Pi} = 1,8 \div 2,5$; $k_{M} = 1,6 \div 2,2$. На рис.6.7 изображены моменты, образуемые в процессе разгона ротора (C_{M}) и рабочая часть характеристики (C_{p}).

Недостатком таких вариантов является использование конденсаторов, которые имеют весьма внушительные размеры.

6.2. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым контуром на статоре (с экранированными полюсами)

Среди асинхронных двигателей с малым количеством обмоток на статоре следует отметить конструкцию, выполненную по принципу явнополюсного статора. Ротор имеет короткозамкнутую обмотку. На полюсных выступах со стороны ротора делают прорезь, расположенную ближе к краю. В прорезь закладывают одну сторону короткозамкнутого витка, другая его сторона охватывает узкую часть полюсного выступа. Такой же виток устанавливают и на втором полюсном выступе.

На полюсных выступах размещают основную обмотку возбуждения, с числом витков $W_{\rm B}$, к которой подключают напряжение U_1 частотой f. Между полюсными выступами и ротором выполняют либо равномерный воздушный зазор, либо ступенчатый малой величины δ_1 от середины полюсного выступа вдоль дуги полюсного выступа, охваченной короткозамкнутыми витком; под другой частью полюсной дуги воздушный зазор б большего размера б2, рис.6.8. Расстояние между полюсными наконечниками заполняют магнитными шунтами, либо делают малой величины расстояние (2-3 мм).



Рис. 6.8

В такой конструкции следует рассматривать две обмотки: основную возбуждения, создающую основной магнитный поток $\Phi_{\rm B}$, и дополнительной – короткозамкнутый виток, выполняющий свою функцию по принципу трансформаторной связи.

Рассмотрение развертки двигателя позволяет установить картину распределения магнитного поля, полагая, что вдоль аксиальной длины воздушного зазора она сохраняется.

Примем величину δ_1 воздушного зазора постоянной. Под полюсом

поверхность ротора





Реакция обмотки гладкая. ротора не Ha рассматривается. (рис. 6.9. a) изображено принятое распределение МДС обмотки возбуждения вдоль окружности ротора при протекании по ней тока $i_{\rm B}(t)$ и распределения индукции рис. 6.9 (б) воздушного зазора $B_{\delta}(t)$ вдоль той же координаты xпри отсутствии короткозамкнутого витка. Точки О₁ и О₂ соответствуют серединам полюсных дуг в_{п1} и в_{п2} соответственно.

Расстояние между этими точками $(e_{n1} + e_{n2})/2 + e_{m}$, что соответствует угловому сдвигу этих точек

$$\alpha = \frac{2\pi}{2\tau} \cdot (\frac{e_{n1} + e_{n2}}{2} + e_{w1}) = \frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{(e_{n1} + e_{n2} + e_{w1})}{2}$$

Кривые распределения МДС и $B\delta(t, x)$ соответствуют условиям разложения в ряд Фурье, И установить существование основной гармоники v=1 и высших, среди

которых большую величину имеет v=3. Существует и гармоника v_ш высшего порядка – отражающая наличие шлица на полюсных выступах. Для всех гармоник обмоточные коэффициенты $k_{o61}=1$ (обмотка сосредоточенная).

Обмотка возбуждения создает единый магнитный поток воздушного зазора холостого хода $\Phi_{\delta 0} = \int_{0}^{l} \int_{0}^{r} B_{\delta}(x,l) dx \cdot dl$, который из-за наличия шлица на полюсных наконечниках определенной высоты и ширины разделяется на два: $\Phi_{\delta 0} = \Phi_{\delta 0}^{\dagger} + \Phi_{\delta 0}^{\dagger}$ в соответствии с шириной дуг e_{n1} и e_{n2} , а также от величин воздушных зазоров под ними (если они разные).

Размещение в шлице (точки $O_{\rm m}$ и $\tau/2$ (рис.6.9) короткозамкнутого витка приводит к тому, что в нем наводится ЭДС $E_{\rm k}$, зависящая от $\Phi_{\delta}^{\parallel}$. В замкнутом контуре, обладающем активным сопротивлением $r_{\rm k}$, возникает ток $I_{\rm k}$, создающий переменный магнитный поток $\Phi_{\rm k}$, рис. 6. 10.



Поток контура разделяется на поток рассеяния контура $\Phi_{\kappa\sigma}$, другая $\Phi_{\kappa0}$ воздействует на $\Phi_{\delta0}$. Образуется результирующий магнитный поток $\Phi_3 = \Phi_{\delta0}^{||} + \Phi_{\kappa0}^{||}$, рис. 6.11, смещенный на фазовый угол β относительно потока $\Phi_{\delta0}^{||}$. Величина угла β зависит от угла ψ_{κ} , определяемого параметрами короткозамкнутого витка tg $\psi_{\kappa} = x_{\kappa}/r_{r}$.

Таким образом, созданы условия для образования эллиптического вращающегося магнитного поля, создания электромагнитного момента и вращения ротора.

Ожидать хороших показателей у такого двигателя не следует по нескольким причинам. Первая их них большая эллиптичность магнитного поля из-за малой величины угла β , зависящего от сопротивлений коротко-замкнутого витка x_{κ} и r_{κ} .

Вторая причина – передача части потребляемой электрической энергии из сети в короткозамкнутый контур и превращение её в тепло.

Ещё одна неприятность связана с наличием третьей гармоники магнитного поля, вызывающая соответствующий момент, что приводит к провалу механической характеристики и возможному застреванию ротора на скорости, близкой к $1/3 n_c$.

Для улучшения магнитного поля (приближения к круговому) между полюсами устанавливают магнитные шунты.

Энергетические показатели достаточно низкие $\eta = 0.25 \div 0.4$, соs $\varphi = 0.4 \div 0.6$. Кратность максимального момента $k_{\rm M} = 1.1 \div 1.25$. реверс у таких двигателей невозможен.

6.3. Использование трехфазных АД включением на двухпроводную линию

Из общей теории АД известно, что обрыв одного из трех проводов приводит к нарушению условий образования вращающегося магнитного поля. Проявляется это: во-первых, на отсутствии пускового момента при наличии большого тока в обмотках при попытке запустить двигатель из состояния покоя; во-вторых, при обрыве в процессе вращения ротора с малым моментом на валу двигатель может продолжать выполнять свою функцию, но с меньшей скоростью, повышенной величиной тока, потребляемого из сети. Попытка увеличить полезную мощность двигателя до номинальной (при трехфазном его использовании) сопровождается возрастанием тока свыше номинального, превышением допустимого теплового баланса, существенным снижением перегрузочной способности, что приводит к остановке ротора, к режиму короткого замыкания, выходу двигателя из строя.

Наличие двухпроводной линии и трехфазного двигателя малой мощности позволяет его использование для выполнения своей функции с высокими энергетическими показателями (η , cos φ), высокой механической мощностью P_2 , близкой к паспортной $P_{2\mu}$, высокой перегрузочной способностью. С этой целью используют конденсаторы, включая их по одной из многочисленных схем. В этом направлении выполнены многими авторами исследования с целью выявления наиболее приемлемых вариантов. В качестве критерия применимости той или иной схемы рассматривают: возможное приближение к номинальной мощности, оговоренной в паспорте двигателя $P_{2\mu}$; величина емкости конденсатора; величина напряжения, возникающего на конденсаторе. Так по некоторым

исследованиям для сравнения на рис. 6.12 приведены некоторые схемы различных вариантов включения конденсаторов для АД на частоту $f=50\Gamma$ ц.



Рис. 6.12

Схема рис.6.12.а предполагает определить величину рабочей емкости C_p при известных величинах номинальных напряжений $U_{\rm H}$ и тока $I_{\rm H}$: $C_{\rm p}$ =2740 $I_{\rm H}/U_{\rm H}$ (мкф). Напряжение, возникающее на конденсаторе, $U_{\rm K} \approx 1,15 \cdot U_{\rm c}$.

При использовании схемы рис. 6.12.6 расчетная величина $C_p=1000 \cdot I_H/U_H$, но составляет $U_{\kappa} \approx 2 \cdot U_c$. Схема рис.6.12.*в* позволяет использовать конденсатор $C_p = 2800 \cdot I_H/U_H$, а по рис.6.12. *г* величина $C_p = 4800I_H/U_H$. При использовании схем по рис.6.12. *в*,*г*, возникающее напряжение на конденсаторе $U_{\kappa} \approx U_c$, близко напряжению сети. Приведенные схемы рис.6.12.*а*,*б* возможно использовать в случае обеспеченного доступа к выводам всех обмоток статора. Схемы рис.6.12.*в*, *г* этого не требуют.

При недоступности к точкам, образующих определенный вид соединения обмоток (Y, Δ) возможно использование схем с двумя конденсаторами (рис. 6.13) или последовательным включением активного R_{d} и реактивного емкостного x_{c} сопротивлений (рис. 6.14).



Рис. 6.13

Рис. 6.14

Величины реактивных емкостных сопротивлений рис.6.14, а также активного R_{∂} и реактивного емкостного сопротивлений, рис.6.14, рассчитывают для определенной величины скольжения *s*, при котором желательно получить круговое поле, ориентируясь на величины эквивалентных сопротивлений прямой последовательности схемы замещения: активного r_1 и реактивного индуктивного x_1 .

Расчетные формулы приведены для схем, рис.6.13:

Соединение обмоток "звезда"

$$x_{CA} = 3 \frac{r_1^2 + x_1^2}{x_1 + \sqrt{3} \cdot r_1}; \quad x_{CB} = 3 \frac{r_1^2 + x_1^2}{x_1 - \sqrt{3} \cdot r_1}$$

Соединение обмоток "треугольник"

$$x_{CA} = \frac{r_1^2 + x_1^2}{x_1 + \sqrt{3} \cdot r_1} \quad x_{CB} = \frac{r_1^2 + x_1^2}{x_1 - \sqrt{3} \cdot r_1}$$

Использование схем с добавочными активным $R_{\partial\delta}$ и емкостным реактивным x_c сопротивлениями, рис.6.14, для расчета их величин следует использовать формулы:

соединение обмоток 'звезда'

$$x_{CA} = \frac{\sqrt{3}}{2}(r_1 + \sqrt{3} \cdot x_1), \ R_{\partial \delta} = \frac{\sqrt{3}}{2}(x_1 - \sqrt{3} \cdot r_1);$$

Соединение обмоток 'треугольник'

$$x_{CA} = (r + \sqrt{3} \cdot x_1)(2\sqrt{3}), \ R_{\partial \delta} = (x_1 - \sqrt{3} \cdot r_1)(2\sqrt{3}).$$

Выше приведены некоторые схемы, позволяющие использовать



Рис. 6.15

трехфазные АД при включении на двухпроводную линию и получать удовлетворительные результаты. В этом случае решается задача: использование симметричного АД при работе от несимметричного источника. Решение такой задачи позволяет получить метод симметричных составляющих.

Рассмотрим, например, схему включения симметричного АД на двухпроводную линию, рис. 6.15.

Обмотки статора все имеют равные числа витков ($W_{\rm A} = W_{\rm B} = W_{\rm C}$), равные обмоточные коэффициенты, образуют равные числа пар полюсов, выполнены проводами равного поперечного сечения.

Активные сопротивления обмоток равны $r_{\rm A} = r_{\rm B} = r_{\rm C} = r_{\rm 1}$ в силу симметрии.

Однако по представленной схеме активные сопротивления: $r_{\rm A} = r_{\rm 1}$, $r_{\rm B} + r_{\rm C} = 2r_1$.Составляя уравнения, описывающие условия работы обмоток АД, следует учитывать напряжения и токи цепей.

В представленной системе уравнений \dot{U}_{B} , \dot{U}_{C} комплексные напряжения обмоток "В" и "С", соединенных последовательно: \dot{U}_{κ} и \dot{U}_{A} комплексные напряжения конденсатора и обмотки "А", I_{κ} , I_{A} – комплексные токи обмоток "А" и конденсатора; I_{CT} – комплексный ток, поступающий из сети к двигателю.

Токи обмоток "В" и "С" равны по величине, но противоположно направлены.

Подобное включение обмоток с равными, но противоположно направленными токами позволяет определить равнодействующую МДС исходную "C": МДС обмотки этих обмоток, принимая за



Рис. 6.16

$$F_C = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} W_C \cdot k_{o\delta} \cdot I_C.$$

МДС обмотки "В" $F_B = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} W_C \cdot k_{oo} \cdot I_B.$ МДС обмоток F_C F_B равны между собой $(W_{\rm C} \cdot k_{\rm oб1} = W_{\rm B} \cdot k_{\rm oб1}$ и $I_B = I_C$), но сдвинуты в пространстве на угол 2/3 π. Изобразив МДС обмоток векторами \overline{F}_{C} и \overline{F}_{B} , рис.6.16, результирующая МДС найдется

как

сумма векторов: \overline{F}_{C} +(- \overline{F}_{B})= \overline{F}_{D} .

Каждый из векторов \overline{F}_{C} и \overline{F}_{B} сдвинут относительно оси, совпадающей с вектором \overline{F}_D на углы ϕ_C , ϕ_B , равные 30° пространственных. Так что сумма проекции на ось OD равна 0: $\overline{F}_C \cdot \cos \varphi_B + \overline{F}_B \cdot \cos \varphi_C = 0$.

Пространственный угол сдвига осей ОЕ и ОD равен 90 электрических градусов.

С осью ОЕ совпадает магнитная ось обмотки "А".

Результирующая МДС по величине равна:

$$F_D = 2F_C \cos 30^\circ = 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} F_c = \sqrt{3} \cdot F_C$$

Полученное соотношение МДС F_D и двух последовательно соединенных обмоток "В" и "С", сдвинутых на пространственный угол 120°, позволяет его истолковать как замену двух обмоток с равными токами ($I_B = I_C$) и равными обмоточными данными ($W_B \cdot k_{ob1} = W_C \cdot k_{ob1}$), одной обмоткой "D", создающей такую же МДС.

Вводимая обмотка "D" имеет пространственный угол сдвига 90 эл. градусов относительно магнитной оси обмотки "A". Таким образом, соблюдены два условия, необходимые для создания вращающегося магнитного поля. Будет ли магнитное поле круговым или эллиптическим зависит от скорости вращения ротора n_p или его скольжения *s*, поскольку использование конденсатора последовательно включенного с обмоткой "A" позволяет создать круговое магнитное поле только для одного скольжения.

Обмотка "А" имеет МДС $F_A = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_A \cdot W_1 \cdot k_{o\delta 1}.$

В реальном двигателе обмотка "А" занимает Z_A число пазов $Z_A = 1/3 \cdot Z_1$, Z_1 – общее число пазов на статоре. Остальные 2/3 Z_1 числа пазов отведены двум обмоткам "В" и "С" или условной обмотке "D".

7. СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

В классическом определении синхронной машиной называют ту, у которой обмотка статора создает вращающееся магнитное поле с числом полюсов 2p на статоре и числом полюсов на роторе $2p_p = 2p$ (или $Z_2 = 2p - в$ случае отсутствия магнитного поля ротора). Ротор и магнитное поле от обмоток статора вращаются в статическом режиме с равными скоростями.

Синхронные машины различают по конструкции ротора: явнополюсные, имеющие число полюсных выступов $Z_2 = 2p$, на которых размещают сосредоточенные обмотки возбуждения; неявнополюсные – образующая

ротора – окружность, на которой вырезают Z_2 пазов для размещения распределенной обмотки возбуждения, сосредоточенной вокруг $Z'_2 = 2p$ больших зубцов.

Для синхронных двигателей малой мощности сохранен такой же принцип разделения. Однако требование получения малых объемов машины заставило отказаться от обмотки возбуждения, заменив её постоянными магнитами.

Сложность обработки материалов, используемых для постоянных магнитов, вынуждает изготавливать наиболее простые формы заготовок: параллелепипедов, цилиндров, явнополюсных, – путем отливки с последующей минимальной механической обработкой (путем шлифования простых поверхностей).

Достаточно сложен процесс намагничивания, так как он требует создания сильных внешних магнитных полей.

Материалами служат сплавы железа с другими металлами (никелем, кобальтом, алюминием и редкоземельными – самарий и др.). Используют и металлокерамику.

Известны конструкции роторов, в которых постоянные магниты размещены по-разному: радиально, аксиально, коллекторно.

Для доведения ротора от состояния покоя до скорости n_2 , близкой к синхронной n_1 , используют асинхронный принцип, размещая на роторе короткозамкнутую обмотку. Она же служит и для уменьшения воздействия поля якоря на постоянные магниты при переходных режимах.

Конструкция ротора с радиальными магнитами изображена на рис. 7.1 с числом 2p = 4.

Постоянный магнит выполнен в виде крестовины (3). На крестовине по шлифованным плоскостям установлены пакеты (1) из листов электротехнической стали с отверстиями для стержней "беличьей" клетки, замыкаемых кольцами (2). В центре крестовины предусмотрено отверстие (4) для закрепления на валу.



Рис. 7.1

Конструкция ротора с аксиальным расположением постоянных магнитов представляет собой цилиндр (1), набранный из листов электротехнической стали, по периметру которого выштампованы пазы для стержней. Стержни по торцам цилиндра замкнуты кольцами (2). Образована короткозамкнутая обмотка. Цилиндр с такой обмоткой установлен на валу. На торцы цилиндра установлены кольцевые магниты (4) (может быть магнит с одной стороны). Намагниченность их в радиальном направлении. Отношение общей аксиальной длины магнитов l_{M} к общей активной длине l_{p} составляет $l_{M} / l_{p} \approx 0,3$, рис. 2. Такая конструкция ротора является неявнополюсной.



Рис. 7.2

Ротор с установкой постоянных магнитов коллекторного типа пред-



тавляет собой цилиндр, набранный из листов электротехнической стали.

В листах штампуют широкие и глубокие количеству пазы ПО устанавливаемых постоянных магнитов (1). Между пазами образованы широкие зубцы, в которых штампуют малые пазы для размещения стержней. По торцам стержни соединяются С короткозамыкающими кольцами, образуя короткозамкнутую обмотку, рис. 7.3.

Такая конструкция также является неявнополюсной. Воздушный зазор между статором и ротором по окружности ротора постоянен. Выдержать величину воздушного зазора вдоль окружности ротора из-за трудности обработки областей с твердой и хрупкой поверхностями очень сложно. Кроме того, достаточно сложна технология сборки таких машин.

Такие трудности привели к использованию роторов более простых, без применения постоянных магнитов, но позволяющих получить вращение ротора с постоянной скоростью за счет выполнения роторов с неравномерным воздушным зазором, обеспечивающим магнитному потоку обмоток статора по осям "d" и "q". Одна из наиболее простых конструкций изображена на рис.7.4.



Рис. 7.4

На рис. 7.4 изображены:

1 – сердечник ротора. Набранный из листов электротехнической стали, штампованных;

2 – вал ротора;

3 – стержни пусковой обмотки;

4 – короткозамыкающее кольцо (2 штуки).

7.1. Особенности синхронной работы двигателя с постоянными магнитами

Классические СД, имеющие обмотку возбуждения для создания основного магнитного потока воздушного зазора, имеют магнитную систему с высокой магнитной проводимостью. По этой же магнитной системе проходит и магнитный поток, создаваемый и обмотками статора при протекании по ним токов. Взаимное влияние магнитных потоков, созданных двумя системами обмоток, рассматривают в области воздушного зазора, как среды с меньшей магнитной проводимостью по сравнению с магнитной системой. Взаимодействие этих магнитных потоков зависит от степени возбужденности и положения ротора, что приводит к непостоянству индуктивных сопротивлений обмотки якоря x_d и x_q для ряда машин. Для явнополюсных машин характерно неравенство $x_d > x_q$, для неявнополюсных $x_d \approx x_q$. В основном такие зависимости индуктивных сопротивлений якоря связаны с величинами
воздушного зазора по осям "d" и "q", с разной магнитной проводимостью магнитному потоку якоря Λ_d и Λ_a .

Замена обмотки возбуждения постоянными магнитами в машинах явнополюсной конструкции, рис. 7.1, с полюсными наконечниками из электротехнической стали приводит к тому, что магнитный поток обмоток якоря вынужден замыкаться через полюсные наконечники и увеличенные воздушные зазоры (области радиальных плоскостей полюсных наконечников). Причиной является постоянные магниты, оказывающие большое магнитное сопротивление потоку реакции якоря, вынужденному искать пути замыкания с меньшим магнитным сопротивлением. В этих конструкциях следует учитывать, что магнитная проницаемость постоянных магнитов μ_{IIM} существенно меньше магнитной проницаемости электротехнической стали $\mu_{3.c.}$, а в сравнении с μ_0 имеет малое отличие $\mu_{IIM}/\mu_0 \approx 5 \div 6$. Это приводит и к увеличению потоков рассеяния.

В результате такого явления оказывается магнитная проводимость $\Lambda_d < \Lambda_q$ и как следствие $x_{ad} < x_{aq}$.

В машинах неявнополюсной конструкции такое явление наблюдается в ослабленном виде, и полагают $x_{ad} \approx x_{aq}$.

Надо иметь в виду, что для создания магнитной индукции нужной величины в воздушном зазоре $B_{\delta m}$, при малых токах обмоток статора они должны иметь большое число витков W_1 . При малой площади поперечного сечения проводника q_{np} статора два этих обстоятельства приводят к необходимости учета активного сопротивления обмотки статора r_1 . В синхронных машинах большой мощности этим сопротивлением пренебрегают при рассмотрении вопросов, связанных с электромагнитным моментом.

7.2. Основные уравнения и векторная диаграмма явнополюсного синхронного двигателя (СД)

Для простоты рассмотрим СД с симметричной системой напряжений, симметричными обмотками статора, но с явнополюсным ротором. Ротор несет на себе основной поток возбуждения $\Phi_{6\delta}$. Вращаясь с постоянной скоростью $n_2 = n_1 = f/p$ (1/сек), относительно обмоток статора он индуктирует в ней основную ЭДС E_0 . От приложенного напряжения U_1 частотой f к обмотке в ней протекает ток I_1 , создавая тем самым МДС и образуя магнитный поток, вращающийся со скоростью n_1 относительно статора (в том числе и обмоток). Часть этого потока связана только с обмотками статора – поток рассеяния $\Phi_{a\sigma}$, основная его часть $\Phi_{a\delta}$ взаимодействует с обмотками статора и потоком $\Phi_{e\delta}$, участвуя в образовании электромагнитного момента M_{3} . Этот же магнитный поток $\Phi_{a\delta}$, как и поток $\Phi_{a\sigma}$, индуктирует в обмотках статора ЭДС: E_a (от потока $\Phi_{a\delta}$) и $E_{a\sigma}$ (от потока $\Phi_{a\sigma}$).

Положение потока ротора $\Phi_{a\delta}$ зависит от величины внешнего момента M_c , заставляющего ротор изменить свое положение по отношению к магнитному потоку $\Phi_{a\delta}$ так, чтобы оба момента M_{3} и M_{c} находились в равновесии: $M_{c} = M_{3}$. При нарушении этого равенства моментов возникает вопрос о возможности сохранения синхронного режима работы.

При изменении положения ротора магнитный поток $\Phi_{a\delta}$ перераспределяется между областями, обладающими наибольшей и наименьшей магнитными проводимостями. Поскольку магнитный поток образован токами обмоток, то принято рассматривать его положение в системе жестко связанных с ротором осей "*d*" и "*q*". Угол между ними 90 эл. градусов. Ось "*d*" является осью симметрии полюса, а ось "*q*" – осью симметрии межполюсного расстояния.

Задав угловое положение вектора тока I_1 в системе координат d, q получают две его проекции на ось "d"– I_{1d} , на ось "q"– I_{1q} , которые определяют соответствующие магнитные потоки обмоток статора и ЭДС, наводимые этими составляющими потока, E_{ad} и E_{aq} . Известно, что ЭДС самоиндукции \dot{E} связана с вызвавшими её переменным током \dot{I} соотношением $\dot{E} = -jIx$, где x индуктивное сопротивление $x = 2\cdot\pi f \cdot L = \omega L$. Используя приведенное соответствующими токами или его составляющими.

$$\dot{E}_{a\sigma} = -j I_1 x_{\sigma 1}, \ \dot{E}_{ad} = -j I_{1d} x_{ad}, \ \dot{E}_{aq} = -j I_{1q} x_{\sigma q}$$
(7.1)

Уравнение напряжения имеет вид

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_{a\sigma} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_0 = \dot{I}_1 r_1.$$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_0 - \dot{E}_{ad} - \dot{E}_{aq} - \dot{E}_{a\delta} + \dot{I}_1 r_1.$$

Или

С учетом соотношений () полученное уравнение преобразуется:

$$U_{1} = -E_{0} + j \cdot I_{ad} \cdot x_{ad} + j \cdot I_{1q} \cdot x_{aq} + j \cdot I_{1} \cdot x_{\sigma 1} + I_{1} \cdot r_{1}$$
(7.2)

Ток I_1 представляют суммой составляющих:

$$I_1 = I_{1d} + I_{1q}$$

Полагая, что $x_{\sigma 1}$ – индуктивное сопротивление от потоков рассеяния не зависит от углового положения ротора, преобразуют (7.2) в суммы:

$$\dot{j} \cdot I_{1d} x_{ad} + j I_{1d} \cdot x_{aq} + j \cdot (I_{1d} + I_{1q}) x_{\sigma 1} =$$

$$= j \cdot I_{1d} (x_{ad} + x_{\sigma 1}) + j \cdot I_{1q} (x_{aq} + x_{\sigma 1}) = j \cdot I_{1d} \cdot x_d + j \cdot I_{1q} \cdot x_q$$

где $x_d = x_{ad} + x_{\sigma 1}$, синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси, $x_q = x_{aq} + x_{\sigma 1}$ – синхронное индуктивное сопротивление по поперечной оси.

Полная система уравнений включает соотношение с учетом введенных обозначений:



$$\begin{cases} M_{c} = M_{3} \\ \vdots \\ I_{1} = I_{1d} + I_{1q} \\ \vdots \\ U_{1} = -E_{0} + j \cdot I_{1d} \cdot x_{d} + j \cdot I_{1q} \cdot x_{q} + I_{1} \cdot r_{1} \end{cases}$$
(7.3)

По системе уравнений (7.3) строят векторную диаграмму.

Предположим при моменте M_c угол ψ между осью "q" и вектором тока I_1 – проекции тока I_1 на оси : $I_{1d} = I_1 \cdot \sin \psi$, $I_{1q} = I_1 \cdot \cos \psi$.

Угол ϕ составлен векторами U_1 и I_1 в этом случае.

Угол θ между вектором U_1 и поперечной осью "*q*" и сумма углов $\phi = \theta + \psi$.

Векторная диаграмма приведена на рис. 7.5.

7.3. Электромагнитные мощность и момент

Потребляемая электрическая мощность из сети P_1 частично расходуется на покрытие потерь в статоре: – это потери в обмотках статора $p_{obl} = m \cdot I_1^2 \cdot r_1$, потери в стали статора p_{ctl} , вызванные вращающимся магнитным потоком (на гистерезис и вихревые токи), потери механические p_{MX} . Указанные

последние виды потерь: p_{ct1} и p_{Mx} , не могут быть определены заранее. Поэтому их исключают из рассмотрения. Мощность $P_1=m$ U_1 $I_2 \cos\varphi_1$ зависит от задаваемого обычно напряжения фазной обмотки U_1 , тока I_1 фазной обмотки и коэффициента мощности $\cos\varphi_1$. Последние два параметра зависимы от момента M_c и не могут быть заранее определены.

Электромагнитная мощность P_3 связана с P_1 зависимостью

$$P_{g} = P_{1} - p_{ob1} = mU_{1}I_{1}\cos\varphi_{1} - mI_{1}^{2}r_{1}, \qquad (7.4)$$

при оговоренных исключенных потерях. Как следует из векторной диаграммы, угол $\varphi = \theta + \psi$ зависит от момента нагрузки, ток $I_1 = \sqrt{I_{1d}^2 + I_{1q}^2}$, но ни одна из составляющих его не определены, кроме как из зависимости от угла $\psi - I_{1d} = I_1 \sin \psi$, $I_{1q} = I_1 \cos \psi$. Для их определения рассматривают проекции вектора U_1 и составляющих его на оси "*d*" и "*q*", что позволяет получить два уравнения

$$-\dot{U}_{1} \cdot \sin \theta = -I_{1q} x_{q} + I_{1} r_{1} \sin \psi$$

$$U_{1} \cdot \cos \theta = E_{0} + I_{1d} x_{d} + I_{1} r_{1} \cos \psi$$

$$(7.5)$$

Удобно ввести относительную ЭДС $\varepsilon = E_0/U_1$ и выразить $E_0 = \varepsilon \cdot U_1$. Тогда система (7.5) приобретает вид:

$$-U_1 \cdot \sin \theta = -I_{1q} x_q + I_1 r_1 \sin \psi$$

$$U_1 \cdot \cos \theta = \varepsilon \cdot U_1 + I_{1d} x_d + I_1 r_1 \cos \psi$$

$$(7.6)$$

Решая систему уравнений (7.6) относительно составляющих тока I_{1d} и I_{1q} , получим :

$$\begin{cases} I_{1d} = \frac{U_1}{x_d x_q + r_1^2} [x_q \cos \theta - \varepsilon x_q - r_1 \sin \theta] = \frac{U_1}{x_d x_q + r_1^2} [(\cos \theta - \varepsilon) x_q - r_1 \sin \theta] \\ I_{1q} = \frac{U_1}{x_d x_q + r_1^2} (x_d \sin \theta - \varepsilon r_1 + r_1 \cos \theta) \end{cases}$$

$$\text{Угол } \psi = \operatorname{arctg} \frac{I_{1d}}{I_{1q}} = \operatorname{arctg} \frac{(\cos \theta - \varepsilon) x_q - r_1 \sin \theta}{x_d \sin \theta + r_1 (\cos \theta - \varepsilon)}.$$

Выражение мощности P_1 с учетом зависимости углов преобразуют $P_1 = mU_1I_1\cos\varphi = mU_1I_1\cos(\theta + \varphi) = mU_1(I_{1q}\cos\theta - I_{1d}\sin\theta)$. Учитывая выражения токов I_{1d} , I_{1q} , выражение P_1 приобретает зависимость от сопротивлений, степени возбужденности и угла θ :

$$P_{1} = \frac{mU_{1}^{2}}{x_{d}x_{q} + r_{1}^{2}} [\frac{1}{2}(x_{d} - x_{q})\sin 2\theta + \varepsilon(x_{q} \cdot \sin \theta - r_{1}\cos \theta) + r_{1}^{*}]$$

Потери в обмотках статора зависимы от I_1^2 .

$$I_1^2 = I_{1d}^2 + I_{1q}^2 = \frac{U_1^2}{(x_d \cdot x_q + r_1^2)^2} [x_q \cos\theta - \varepsilon x_q - r_1 \sin\theta)^2 + (x_d \cdot \sin\theta - \varepsilon \cdot r_1 + r_1 \cos\theta)^2] \quad (7.7)$$

С учетом полученных выражений (7.4) и (7.7) формула электромагнитной мощности получает следующий вид:

$$P_{9} = \frac{mU_{1}^{2}\varepsilon}{(x_{d}x_{q} + r_{1}^{2})^{2}} \{x_{d} \cdot x_{q}^{2} + r_{1}^{2})(2x_{d} - x_{q})\sin\theta - r_{1}[(x_{d} - 2x_{q})x_{q} - r_{1}^{2}]\cos\theta - \varepsilon \cdot r_{1}(x_{q}^{2} + r_{1}^{2})\} + \frac{mU_{1}^{2}(x_{d} - x_{q})}{2(x_{d}x_{q} + r_{1}^{2})^{2}} \{(x_{d}x_{q} - r_{1}^{2})\sin2\theta + r_{1}((x_{d} + x_{q})\cos2\theta - r_{1}(x_{d} - x_{q}))\}$$

$$(7.8)$$

Электромагнитная мощность связана с электромагнитным моментом: $M_3 = P_3 / (2\pi f/p) = P_3 \cdot p/\omega_1.$

В выражении *P*_э следует выделить части, зависящие от степени возбужденности є и не связанные со степенью возбужденности. Соответствующие составляющие электромагнитного момента будут:

$$\begin{bmatrix}
M_{3\varepsilon} = \frac{mU_1^2 \varepsilon p}{\omega_1 (x_d x_q + r_1^2)^2} \{x_d \cdot x_q^2 + (2x_d - x_q) \sin\theta - r_1 [(x_d - 2x_q)x_q - r_1^2] \cos\theta - \varepsilon r_1 (x_q^2 + r_1^2)\} - (7.9.a) \\
M_{3p} = \frac{mU_1^2 p(x_d - x_q)}{2\omega_1 (x_d x_q + r_1^2)^2} [(x_d \cdot x_q - r_1^2) \sin 2\theta + r_1 (x_d + x_q) \cos 2\theta - r_1 (x_d - x_q)] - (7.9.6)$$

Полная величина электромагнитного момента представляется суммой составляющих Мэ =Мэє +Мэр. Если первая из них (7.9.а) отражает зависимость от степени возбужденности є и угла θ в том числе, то вторая составляющая (7.9.б) связана с разностью (xd –xq) и изменением угла 20 (помимо влияния других параметров).

При выводе выражений P_3 и M_3 не учитывались особенности в двигателях с постоянными магнитами на роторе явнополюсного типа. Ранее была отмечена особенность, влияющая на магнитные проводимости Λ_d и Λ_q . Учтено также активное сопротивление обмотки статора r_1 . Для СД повышенной мощности при выводе таких выражений P_3 и M_3 полагают $r_1 = 0$.

Используя такое допущение, для полученного выражения M_3 при более строгом подходе, имеем следующее:

$$M_{\mathfrak{g}} = M_{\mathfrak{g}\mathfrak{g}} + M_{\mathfrak{g}p} = \frac{m \cdot U_1^2 \cdot \varepsilon \cdot p}{\omega_1 x_d x_q} \sin\theta + \frac{m \cdot U_1^2 p}{\omega_1} \cdot \frac{x_d - x_q}{x_d \cdot x_q} \sin 2\theta$$
(7.10)

Формула отражает основную физическую суть созданного момента: – зависимость от наличия возбуждения (ε) и угла θ – основная составляющая M_{2} , – и наличие разности $x_d - x_q$ и двойного угла 2θ – дополнительной составляющей (реактивной, связанной с различием магнитных проводимостей Λ_d и Λ_q).

При необходимости выявления в поведении M_3 , связанного с изменением M_c , удобно сократить выражения, введя обозначения:

$$C_{p\varepsilon} = \frac{mU_{1}^{2}\varepsilon \cdot p}{\omega_{1}(x_{d}x_{q} + r_{1}^{2})^{2}}; \quad C_{dq} = x_{d}x_{q}^{2} + r_{1}^{2}(2x_{d} - x_{q});$$

$$C_{dq\varepsilon} = \varepsilon \cdot r_{1}^{2}(x_{q}^{2} + r_{1}^{2}); \quad C_{dq1} = r_{1}[(x_{d} - 2x_{q})x_{q} - r_{1}^{2}];$$

$$C_{px} = \frac{mU_{1}^{2}p(x_{d} - x_{q})}{2\omega_{1}(x_{d}x_{q} + r_{1}^{2})^{2}}; \quad B_{xr} = x_{d}x_{q} - r_{1}^{2}; \quad C_{xr} = r_{1}(x_{d} - x_{q});$$

$$D_{rx} = r_{1}(x_{d} - x_{q}).$$

Введение таких обозначений позволяет сократить запись выражения M_3 : $M_3 = C_{p\epsilon} [C_{dq} \sin\theta - C_{dq1} \cos\theta - C_{dq\epsilon}] + C_{px} (B_{xr} \sin 2\theta + C_{xr} \cos 2\theta - D_{rx}).$ (7.11)

В приведенном выражении есть две составляющие, независимые от угла θ : $C_{p\epsilon}$ · $C_{dq\epsilon}$ и C_{px} · D_{rx} . Первая из них переменна в случае изменения степени возбужденности ϵ . Вторая определяется только сопротивлениями r_1 , x_d , x_q . При постоянстве напряжения U_1 , степени возбуждения ϵ указанные произведения не зависимы от угла θ , рис. 7.5, который изменяет свои величины под действием момента M_c , действующего на вал двигателя. Этот угол условно называют углом нагрузки.

Возникает вопрос об определении максимальной величины $M_{_{3m}}$ и предельном угле нагрузки θ_m . Ответ на первую часть вопроса получаем, если первую производную M_3 по углу θ приравнять $0: \frac{dM_3}{d\theta} = 0.$

$$\frac{dM_{3}}{d\theta} = C_{p3} [C_{dq} \cos\theta + C_{dq1} \sin\theta] + C_{px} [2B_{xr} \cos2\theta - 2C_{xr} \sin2\theta] = 0$$

ИЛИ

$$\frac{mU_1^2 p(x_d - x_q)}{\omega_1 (x_d \cdot x_q + r_1^2)^2} \{ \varepsilon [C_{dq} \cos\theta + C_{dq1} \sin\theta] + (x_d - x_q) 2 [B_{xr} \cos2\theta - C_{xr} \sin2\theta] \} = 0.$$

Вполне очевидно, что следует рассматривать уравнение

 $\varepsilon \cdot [C_{dq} \cos\theta + C_{dq1} \sin\theta] + (x_d - x_q) \cdot 2[B_{xr} \cos 2\theta - C_{xr} \sin 2\theta] = 0.$

Только оно отражает зависимость от угла θ.

Электромагнитный момент M_3 имеет составляющие (7.9.а) и (7.9.б), что позволяет представлять

$$\frac{dM_{\mathfrak{I}}}{d\theta} = \frac{d}{d\theta}(M_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}} + M_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}}) = \frac{d}{d\theta}(M_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}}) + \frac{d}{d\theta}(M_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}}) = 0$$

Попытка решения получаемого уравнения не приводит к простому решению.

Выражение электромагнитного момента имеет более сложный характер, поскольку содержит не только тригонометрические функции (sin θ , sin 2θ), входящие в выражение электромагнитного момента (7.11), но и дополнительные (cos θ , cos 2θ) и другие, усложняющие математическую модель M_3 . Несмотря на сложность формулы, сохраняется основной смысл, что каждая из выделенных составляющих обязательно имеет свою максимальную величину. Некоторую сложность представляет определение угла θ для каждой из составляющих, потому, что отражена связь угла с индуктивными и активными сопротивлениями обмотки статора СД.

Если рассматривать для реактивной составляющей момента M_{3p} , зависимость угла θ при котором достигает максимальной величины M_{3p} , то следует рассматривать производную $\frac{dM_{3p}}{dq} = 0$, т.е.

$$2B_{xr}\cos 2\theta - 2C_{xr}\sin 2\theta = 0 ; tg 2\theta = 2B_{xr}/C_{xr};$$

$$2\theta = \operatorname{arctg}(B_{xr}/C_{xr}) = \operatorname{arctg}\frac{x_d \cdot x_q - r_1^2}{r_1(x_d - x_q)};$$

$$\theta = \frac{1}{2}\operatorname{arctg}\frac{x_d \cdot x_q - r_1^2}{r_1(x_d - x_q)} = 0,5\operatorname{arctg}\{(1 - \frac{r_1^2}{x_d \cdot x_q})/[\frac{r_1}{x_d}(\frac{x_d}{x_q} - 1)]\}.$$

Полученная зависимость содержит относительные параметры $(r_1^2/(x_d x_q), r_1/x_d, x_d/x_q)$, что позволяет делать некоторые выводы при известных параметрах.

Такой же подход по определению угла θ , при котором $M_{3\varepsilon}$ должен иметь максимальную величину, дает следующие результаты:

$$\frac{dM_{\Im\varepsilon}}{d\theta} = C_{dq} \cdot \cos\theta + C_{dq1} \cdot \sin\theta = 0. \ 1 + \frac{C_{dq1}}{C_{dq}} \cdot \mathrm{tg}\theta = 0.$$
$$\mathrm{tg}\theta = -\frac{C_{dq1}}{C_{dq}} = -\frac{x_d x_q^2 + r_1^2 (2x_d - x_q)}{r_1 [(x_d - 2x_q) x_q - r_1^2]}.$$

7.4. Особенности моментной характеристики

Физико-математическое описание электромагнитного момента по (7.9) малопригодно для составляния представлений о характере его изменений, происходящих под действием изменяемого момента на валу. Причиной того является не только изменение угла нагрузки θ, но зависимость самого угла от параметров СД. С этой целью предложено ввести дополнительные углы, отражающие влияние параметров.

В основной составляющей момента $M_{3\varepsilon}$ по (7.9.а) введением угла α_{dq} позволяет упростить выражение. Пусть $tg\alpha_{.dq} = C_{dq1}/C_{dq}$, и учитывая, что $\cos\alpha_q = 1/\sqrt{1-tg^2\alpha_{.dq}}$, получают $M_{3\varepsilon} = C_{p\varepsilon}[C_{dq}\sin\theta - C_{dq1}\cos\theta - C_{dq\varepsilon}] = C_{p\varepsilon}[C_{dq}(\sin\theta - \frac{C_{dq1}}{C_{dq}}\cdot\cos\theta) - C_{dq\varepsilon}] =$ $= C_{p\varepsilon}[C_{dq}(\sin\theta - tg\alpha_{.dq}\cos\theta) - C_{dq\varepsilon}] = C_{p\varepsilon}[C_{dq}(\sin\theta \cdot \cos\alpha_{.dq} - \cos\theta \cdot \sin\alpha_{.dq}) - C_{dq\varepsilon}] =$ $= C_{p\varepsilon}[\sqrt{C_{dq}^2 + C_{dq1}^2}\cdot\sin(\theta - \alpha_{.dq}) - C_{dq\varepsilon}].$

Введение угла α_{dq} позволяет учесть влияние параметров на зону устойчивой работы СД, определяемую максимальной величиной произведения $C_{p\epsilon}[\sqrt{C_{dq}^2 + C_{dq1}^2} \cdot \sin(\theta - \alpha_{dq}),$ что выполнимо при $\theta - \alpha_{dq}$ =90°, т.е., $\theta = 90^\circ + \alpha_{dq}$. Следует отметить, что при определении угла α_{dq} , необходимо учитывать знак отношения C_{dq1}/C_{dq} .

Используя аналогичный прием, при рассмотрении второй M_{dq} составляющей электромагнитного момента M_3 , получают:

$$M_{3dq} = C_{px} [\sqrt{B_{xr}^2 + C_{xr}^2} \sin 2(\theta + \beta_{xr}) - D_x],$$

В этом случае принято: $tg 2\beta_{xr} = C_{xr}/B_{xr}$.

Произведение $C_{px}\sqrt{B_{xr}^2 + C_{xr}^2} \cdot \sin 2(\theta + \beta_{xr})$ достигает максимума, если $\theta + \beta_{xr} = 45$ град., $\theta = 45 - \beta_{xr}$.

В полученных после преобразования выражениях составляющих электромагнитного момента следует обратить внимание на произведения постоянных составляющих: $C_{pe} \cdot C_{dq}$, входящее в (7.11), и $C_{px} \cdot D_x$, содержащееся в (7.11). Оба эти произведения уменьшают соответствующие составляющие момента. Их действие проявляется тем сильнее, чем больше величина активного сопротивления r_1 . Их влияние на M_3 можно рассматривать, как проявление некоторых генераторных тормозных моментов, возникающих в процессе работы синхронного вращения.

Следует отметить, что произведения $C_{\varepsilon} \cdot C_{dq\varepsilon}$ зависят от ε^2 и всегда оказываемый момент носит тормозной характер – не зависимо от типа ротора (явнополюсный или неявнополюсный) с постоянными магнитами, у которых $x_d < x_q$ или с электромагнитным возбуждением ($x_d > x_q$).

В синхронных двигателях с постоянными магнитами, имеющими явнополюсный ротор ($x_d < x_q$), составляющая момента M_{3dq} носит отрицательный характер по отношению к $M_{3\varepsilon}$, судя по разности ($x_d - x_q < 0$). Такой же отрицательный характер носит и произведение $C_{px} \cdot D_x$ поскольку оно зависит от ($x_d - x_q$)².

На рис.7.6 приведены составляющие $M_{3\varepsilon}$ и M_{3dq} характерные для



явнополюсного СД с $x_d > x_q$. Показан и результирующий момент M_3 . Как видно по рисунку взаимодействие составляющих момента приводит к

смещению точки максимального момента в сторону меньшего угла нагрузки, что соответствует уменьшению зоны устойчивой работы.

На рис. 7.7 приведены составляющие $M_{3\varepsilon}$ и M_{3dq} характерные для явнополюсного СД с $x_d < x_q$. Изображен и результирующий момент M_3 . В этом варианте характерна противонаправленность основных составляющих моментов $M_{3\varepsilon}$ и M_{3dq} , что влияет на смещение результирующего максимального момента в область углов несколько превышающих 90 эл. градусов. Снижается и крутизна характеристики.

На приведенных рисунках показаны и тормозные моменты $M_{\text{те}} = C_{pe} \cdot C_{dqe}$ и $M_{\text{т}} = C_{px} \cdot D_{px}$, оказывающие своё влияние на величину максимального результирующего момента $M_{\text{эт}}$.

Существенное действие на величину M_{3m} и зону устойчивой работы θ оказывает активное сопротивление r_1 обмотки статора. Большая величина r_1 делает невозможной работу синхронного двигателя с постоянными магнитами.



Рис. 7.8

Рис.7.8 демонстрирует влияние активного сопротивления на угловую характеристику синхронного двигателя с постоянными магни-тами ($r_{1(1)} < r_{1(2)} < r_{1(3)}$).

7.5. Пусковые свойства СД с постоянными магнитами

Для приведения ротора в движение на симметричные обмотки статора подают симметричные напряжения. На роторе выполняют короткозамкнутую обмотку. Используют асинхронный принцип пуска. Создаваемое симметричными обмотками вращающееся магнитное поле имеет угловую частоту вращения $\Omega_1 = 2\pi f_1/p = 2\pi \cdot n_1$. За время пуска угловая частота вращения ротора изменяется от $\Omega_p = 0$ до $\Omega_p = \Omega_1$.

Магнитное поле статора, вращаясь относительно явнополюсного (либо неявнополюсного) ротора воздействует через воздушный зазор (δ_{min} , δ_{max} явнополюсного ротора) на короткозамкнутую обмотку, наводя в ней ЭДС частоты $f_p = p_2 \Delta n_p$, где Δn_p – скорость перемещения магнитного поля относительно ротора, $\Delta n_p = n_1 - n_p$, n_p – скорость вращения ротора.

В обмотке ротора наводится ЭДС E_p по частоте пропорциональная $f_p = p_2 \cdot \Delta n_p = p_2 (n_1 - n_p) = p_2 \cdot n_1 \cdot s$. При скольжении s = 1 и равенстве $p_2 = p_1$

частота ЭДС связана со скольжением $f_p = f_1 \cdot s$. Предполагается при этом, что проводимость воздушного зазора магнитному потоку есть средняя величина $\Lambda_0 = 0.5(\Lambda_d + \Lambda_q)$. Наведенная в обмотке ЭДС ротора создает в ней ток и МДС ротора F_p и магнитный поток ротора Φ_p , изменяющийся с такой же частотой $f_p = f_1 \cdot s$. При s = 1 поток Φ_p оказывает сильное демпфирующее действие на магнитное поле обмотки статора, так-что разность магнитных проводимостей Λ_d и Λ_q существенно не проявляется. Результатом взаимодействия этих магнитных полей является образование асинхронного момента, приводящего ротор в движение и $n_p > 0$, постоянно нарастает.

Находящиеся на роторе постоянные магниты, перемещаясь относительно обмотки статора со скоростью n_p , индуктируют в ней ЭДС вращения E_{1B} . Частота этой ЭДС зависит от $p_2 = p_1$ и n_p :

$$f_{1ps} = p_2 \cdot n_p = p_1 \cdot n_1 \cdot (1-s) = f_1 \cdot (1-s).$$

Обмотка статора, включенная на сеть, образует замкнутый контур для этой ЭДС вращения. Образуется в таком контуре ток, протекающий в том числе по обмоткам статора и создается магнитное поле имеющее частоту $\Omega_{1Bs} = 2\pi f (1-s)/p_1$. Относительно магнитного поля постоянных магнитов оно оказывается неподвижным. Создается своеобразный синхронный момент M_{cs} , связанный со скоростью ротора n_p (и скольжением *s*).

Движущий ротор момент – асинхронный. Созданный момент M_{cs} – генераторный, – носит тормозной характер. Результирующий момент процесса разгона ротора определяется двумя составляющими $M_{ps} = M_{as} - M_{cs}$.

При скольжении *s*, близком к нулю, момент M_{as} уменьшается, но тоже основное магнитное поле обмоток статора движется со скоростью n_1 . Ротор с постоянными магнитами имеет скорость n_p близкую n_1 , что приводит к возникновению пульсирующего момента, под действием которого ротор приобретает дополнительное ускорение и втягивается в синхронизм: $n_p = n_1$.

Рассмотренная физическая сторона явления имеет своё математическое представление. Здесь следует напомнить процесс образования основного асинхронного момента, заставляющего ротор приобрести движение. Обмотки статора создают основной магнитный поток воздушного зазора Φ_0 , от МДС обмоток статора, действующий на постоянную составляющую

магнитной проводимости $\Lambda_{\delta 0}$. В обмотках статора и ротора, вращающийся поток Φ_0 индуктирует ЭДС: $E_1 = \pi \sqrt{2} \cdot W_1 \cdot k_{o\delta lc} \cdot f_1 \cdot \Phi_0$ и $E_{2s} = \pi \sqrt{2} \cdot W_2 \cdot k_{o\delta l(p)} \cdot f_2 \cdot \Phi_0$.

ЭДС обмотки ротора заменяют приведенной величиной $E_2^{\prime} = E_1 = k_{\rm Tp} E_{2s}$ с частотой $f_{2s} = f_1 \cdot s$. Ток, возникающий в обмотке ротора, определяется величинами сопротивлений: активного r_2 и реактивного индуктивного $x_{2s} = x_2 \cdot s$.

$$I_{2s} = E_{2s} / \sqrt{r_2^2 + x_{2s}^2} = \frac{E_2 \cdot s}{\sqrt{r_2^2 + (x_2 \cdot s)^2}} = E_2 / \sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2}.$$

Вторичный ток роторной обмотки I_{2s} приводят к равноценной его составляющей первичной обмотки I_2' (по равенству МДС, создаваемых роторной обмоткой и её фиктивной заменой со стороны статорной обмоткой, вводя коэффициент преобразования по току $k_{\rm rp2}$). В дальнейшем используют замену реальных сопротивлений вторичного контура r_2 , x_2 их приведенными эквивалентами r_2' , x_2' . Замена реального вторичного действительного контура приведенным позволяет использовать схему замещения для расчета электромагнитного асинхронного момента $M_3 = f(s)$.

Наряду с этим асинхронным процессом, происходящим в обмотках статора и ротора, следует напомнить, что на роторе размещены постоянные магниты, создающие потоки возбуждения $\Phi_{\delta B}$ – основной, сцепляющийся с обмоткой статора, и рассеяния $\Phi_{\delta \sigma}$ постоянных магнитов.

В обмотке статора с числом эффективных витков W_1k_{oo1} , при вращении ротора со скоростью n_2 индуктируется ЭДС вращения:

$$E_{1e} = \pi \sqrt{2} p_1 \cdot n_p \cdot W_1 \cdot k_{o\delta 1} \cdot \Phi_{\delta e} = \pi \sqrt{2} p_1 \cdot n_1 (1-s) \cdot W_1 \cdot k_{o\delta 1} \cdot \Phi_{\delta e} = E_{1ec} (1-s).$$

 $E_{1 \text{вс}}$ – ЭДС, созданная в обмотке статора при синхронной скорости ротора $n_{\text{p}} = n_1$.

Обмотка статора обладает активным r_1 и индуктивным сопротивлением x_{1s} . Рассматривая обмотку статора с существующей в ней ЭДС E_{1s} , как замкнутый через сеть контур (полагая сопротивление сети $z_c = 0$), следует вывод о возникновении в нем тока частотой f_{2} , отличного от частоты f_1 . Тогда индуктивное сопротивление

$$x_{1s} = 2\pi \cdot f_2 \cdot L_1 = 2\pi \cdot f_1 (1-s) L_1 = 2\pi \cdot f_1 \cdot L(1-s) = x_1 (1-s).$$

Обмотка статора находится в этом случае короткозамкнутой и по ней проходит ток:

$$I_{1es} = E_{1e} / \sqrt{r_1^2 + x_{1s}^2} = E_{1e} / \sqrt{r_1^2 + [x_1(1-s)]^2} = E_{1ec} (1-s) / [(1-s) \sqrt{(\frac{r_1}{1-s})^2 + x_1^2}].$$

Рассмотрим СД с постоянными магнитами и явновыраженными полюсами. В таком случае следует рассматривать машину как явнополюсный генератор, ротор которого имеет скорость $0 \le n_p \le n_1$, обеспечиваемой асинхронным моментом короткозамкнутой обмотки.

В системе координат "d", "q", связанной с ротором, уравнение ЭДС имеет вид:

$$\dot{E}_{1es} + \dot{E}_{aed} + \dot{E}_{aeq} + \dot{E}_{a\sigma} = I_{1es} r_1$$
(7.12)

ЭДС \dot{E}_{aed} , \dot{E}_{aeq} , $\dot{E}_{a\sigma_1}$ вызваны магнитным полем обмотки якоря (статора) при протекании по ней тока \dot{I}_{1es} . Применяя разложение тока \dot{I}_{1es} по осям "d", "q", получаем связь вышеуказанных ЭДС с составляющими тока:

$$\stackrel{\bullet}{I}_{165d} \quad \stackrel{\bullet}{\mathbf{H}} \stackrel{\bullet}{I}_{165q} \stackrel{\bullet}{:} \stackrel{\bullet}{I}_{165} \stackrel{\bullet}{=} \stackrel{\bullet}{I}_{165d} \stackrel{\bullet}{+} \stackrel{\bullet}{I}_{165q} .$$

$$\stackrel{\bullet}{E}_{a6d} = -j \cdot \stackrel{\bullet}{I}_{165d} \cdot x_{ads}, \quad \stackrel{\bullet}{E}_{a6q} = -j \cdot \stackrel{\bullet}{I}_{165q} \cdot x_{aqs},$$

$$\stackrel{\bullet}{E}_{a\sigma} = -j \cdot \stackrel{\bullet}{I}_{165} \cdot x_{a\sigma s}.$$

Здесь индекс *s* показывает зависимость параметра от скольжения.

Преобразуя исходное уравнение с учетом указанных зависимостей, получают:

$$E_{1es} = j I_{1esd} x_{aqs} + j \cdot I_{1esq} \cdot x_{aqs} + j \cdot I_{1es} \cdot x_{1os} + I_{1es} \cdot r_1.$$
(7.13)



По составленному уравнению построена векторная диаграмма, рис. 7.9.

Проектируя составляющие уравнения (7.13) на оси "d", "q" получают систему: $\begin{cases} -I_{1esq}x_{aqs} + I_{1es}r_1\sin\psi + I_{1es}x_{1\sigma s} + I_{1es}x_{1\sigma s} \cdot \cos(90-\psi) = 0 \\ E_{1es} = I_{1esds}x_{ads} + I_{1es}r_1\cos\psi + I_{1es}x_{1\sigma s} \cdot \sin(90-\psi) \end{cases}$ Полагая постоянство сопротивление рассеяния $x_{1\sigma s} = x_{1\sigma sd} = x_{1\sigma sq}$, система уравнений приобретает вид: $-I_{rec} + x_{rec} + I_{rec} + x_{rec} = 0$

$$-I_{1eqs} \cdot x_{1qs} + I_{1eds} \cdot r_1 = 0$$

$$-I_{1eqs} \cdot r_1 - I_{1eds} \cdot x_{1ds} = 0$$

Рис. 7.9

Решение системы дает результаты по составляющим:

$$I_{1eqs} = E_{1eqs} \cdot r_1 / (r_1^2 + x_{1qs} \cdot x_{1ds}); \quad I_{1eds} = E_{1es} x_{1qs} / (r_1^2 + x_{1qs} \cdot x_{1ds}).$$

Полный ток найдется по составляющим:

$$I_{1es} = \sqrt{I_{1eqs}^2 + I_{1eds}^2} = E_{1es} \sqrt{r_1^2 + x_{1qs}^2} / (r_1^2 + x_{1qs} \cdot x_{1ds}).$$

Учитывая зависимости E_{1es} , x_{1ds} , x_{1qs} от скольжения, ток статора имеет выражение:

$$I_{1es} = E_{1ec}(1-s) \cdot \sqrt{r_1^2 + x_{1q}^2 (1-s)^2} / [r_1^2 + x_{1d} \cdot x_{1q} (1-s)^2]$$

Электромагнитная мощность генераторного режима при коротком замыкании обмоток статора:

$$P_{3s} = mE_{16s} \cdot I_{16s} = mE_{16c}^2 (1-s)^2 \sqrt{r_1^2 + x_{1q}^2 (1-s)^2} / [r_1^2 + x_{1d} \cdot x_{1q} (1-s)^2].$$
(7.14)

Мощность, поступающая на вал, находится за вычетом потерь в обмотках статора $p_{ob1} = m \cdot I_{los}^{2} \cdot r_{l}$:

$$p_{Ms} = P_{3s} - p_{o\bar{o}1s} = \frac{mE_{1ec}^2(1-s)^2\sqrt{r_1^2 + x_{1q}^2(1-s)^2}}{[r_1^2 + x_{1d}x_{1q}(1-s)^2]^2} [r_1^2 + x_{1d}x_{1q}(1-s)^2 - r_1\sqrt{r_1^2 + x_{1q}^2(1-s)^2}].$$

Генераторный тормозной момент связан с рмs и частотой вращения ротора $\Omega_{2s} = \Omega_1(1-s) = \Omega_1(1-s)/p$:

$$M_{rs} = \frac{m \cdot p \cdot E_{1_{6c}}^{2} (1-s) \sqrt{r_{1}^{2} + x_{1q}^{2} (1-s)^{2}}}{\omega_{1} \cdot [r_{1}^{2} + x_{1d} x_{1q} (1-s)^{2}]^{2}} [r_{1}^{2} + x_{1d} x_{1q} (1-s)^{2} - r_{1} \sqrt{r_{1}^{2} + x_{1q}^{2} (1-s)^{2}}]$$

Если учесть, что ЭДС E_{16c} при синхронной частоте вращения есть E_0 , учитываемая в (), $E_{16c} = E_0$, то можно ввести ε – степень возбужденности $\varepsilon = E_0/U_1$ и заменить $E_0 = \varepsilon \cdot U_1$ в формуле (), преобразовав последнюю к виду:

$$M_{rs} = \frac{m \cdot p \cdot U_1^2 \cdot \varepsilon^2 \sqrt{[r_1/(1-s)]^2 + x_{1q}^2}}{\omega_1 \cdot [(r_1/(1-s))^2 + x_{1d}x_{1q}]^2} [(\frac{r_1}{1-s})^2 + x_{1d}x_{1q} + \frac{r_1}{1-s} \sqrt{(\frac{r_1}{1-s})^2 + x_{1q}^2}]. \quad (7.15)$$

Зависимость момента от скольжения носит нелинейный характер. Функция имеет экстремальную точку, в которой M_{rs} достигает максимальной величины M_{1rsm} при критическом скольжении s_r . Величина M_{rsm} зависит от ε^2 , что при значительных ε существенно снижает результирующий асинхронный момент при разгоне ротора M_{ps} и делается невозможным достижение синхронной скорости, рис. 7.10.



Рис. 7.10

При разгоне ротора СД с постоянными магнитами кроме действующих моментов M_{as} и M_{rs} , существующих в СД любого типа роторов, в двигателях явнополюсных существует ещё одна причина, связанная с наличием разных магнитных проводимостей по осям ротора: Λ_d – по оси "d", Λ_q – по оси "q". При рассмотрении процессов обычно учитывают колебания магнитной проводимости, приближенно, полагая, что амплитуда

первой гармоники её $\Lambda_1 \approx (\Lambda_d - \Lambda_q)/2$ и изменяется по гармоническому закону. Колебания происходят относительно постоянной составляющей магнитной проводимости $\Lambda_0 \approx (\Lambda_d + \Lambda_q)/2$.

Период изменения магнитной проводимости $T_{\Lambda} = \pi D_{fp} / p_{\Lambda}$, $p_{\Lambda} - число периодов изменения магнитной проводимости по окружности диаметром <math>D_p$ ротора. Из-за малости воздушного зазора δ_0 между внутренней поверхностью статора диаметром D_{ic} и D_{ap} можно принять их равенство. Обмотка статора, создающая МДС с числом пар полюсов p_1 , имеет период магнитного поля $T_1 = \pi D_{ic} / p_1$ по первой гармонике (v=1). Отношение периодов $T_1/T_2=2$, и $p_{\Lambda}=2p_1$.

При движении ротора со скоростью n_p частота изменения магнитной проводимости $f_{\Lambda} = n_p \cdot p_{\Lambda} = 2 \cdot n_p \cdot p_1 = 2 \cdot p_1 n_1 \cdot (1-s) = 2 \cdot f_1 \cdot (1-s)$. При скольжении s = 0,5 получается равенство $f_{\Lambda} = f_1$.

Рассматривая действие первой гармоники МДС (v = 1) на постоянную магнитной проводимости Λ_0 выделяют основной магнитный поток $\Phi_{\delta 0}$, приводящий к созданию основного асинхронного момента $M_{\rm as}$. Та же первая гармоника МДС, действуя на первую гармонику Λ_1 , приводит к образованию магнитных потоков разных частот. Одна из составляющих магнитного потока имеет частоту $f_{\Lambda} = f_1(1-2s)$. Такой магнитный поток наводит в обмотке статора ЭДС частоты f_{Λ} , связанную со скольжением. Индуцированная ЭДС действует в замкнутом через сеть контуре статорных обмоток, создается ток такой же частоты. В результате создается асинхронный момент $M_{\Lambda s}$, зависимый от скольжения. При изменении скольжения $0,5 \le s \le 1$

момент имеет положительную величину увеличивая основной асинхронный момент $M_{\rm as.}$ Дальнейшее уменьшение скольжения 0< s <0,5 приводит к изменению действия составляющей момента M_{лs}, приобретающего генераторный (тормозной) характер, уменьшающий результирующий асинхронный момент $M_{\rm ps}$, рис. 7.11.

Образующийся провал в характеристике $M_{\rm ps}$ при разгоне ротора может привести к застреванию на скорости n_p близкой к 0,5 *n*₁. Глубина провала характеристики зависит от величины первой гармоники магнитной проводимости Λ_1 и сопротивления обмотки статора.

с постоянными магнитами на роторе при пуске обладают тем недостатком, что у

Рассмотренные синхронные двигатели



Рис. 7.11

них существует возможность застревания на скорости значительно меньшей синхронной. Особенно подвержены этому явлению синхронные двигатели с явновыраженными полюсами, у которых для этого имеется несколько причин.

7.6. Рабочие характеристики

Рабочие характеристики СД отражают способность сохранять устойчивую работоспособность, развивая необходимую полезную механическую

мощность на валу, не превышая допустимой тепловой нагрузки (допустимой температуры нагрева обмоток статора) в течение продолжительного периода времени. Устойчивая работоспособность оценивается величиной момента на валу двигателя M_2 , при котором сохраняется скорость вращения ротора $n_{\rm p} = f_1/p_1$ (1/сек) постоянной, не наблюдается произвольного



Рис. 7.12

изменения периодической величины потребляемого тока обмотками статора.

Рабочие характеристики определяют при постоянстве напряжения сети U_1 и частоты f_1 , при степени возбужденности $\varepsilon < 1$. Они отражают поведение I, потребляемой из сети мощности P_1 , энергетических показателей η , соѕ φ , M_2 при изменении полезной мощности P_2 . Вид таких зависимостей приведен на рис. 7.12.

7.7. Синхронные реактивные двигатели (СРД)

По своему назначению от двигателя требуется работа с постоянной частотой вращения, которая обеспечивается частотой напряжения существующего источника U_c , обмотками статора с числом пар полюсов p. Последних может быть m=2; 3. Как правило, их выполняют распределенными. При m=3 обмотки симметричны, а при m=2 они несимметричны, так как предназначены для работы от двухпроводной линии, и поэтому последовательно с одной из обмоток предусматривают включение фазосдвигающего сопротивления (часто конденсатора). Обмотки уложены в пазы числом Z_1 , выштампованные в листах электротехнической стали.

Ротор представляет собой набор из листов электротехнической стали, насаженных на вал, обеспечивающих чередующуюся периодическую проводимость по окружности ротора магнитному потоку. Число таких периодов 2*p*. Предложено несколько конструктивных вариантов, позволяющих реализовать поставленное требование.

Наиболее простые конструктивные решения представлены на рис. 7.13 с числом периодов чередования полюсных выступов $T_{\rm p}$ равным четырём.



Рис. 7.13. Различные конфигурации ротора СРД

На рис.7.14 приведено чередование условной длины магнитной силовой линии δ_л вдоль окружности статора. Реальный минимальный зазор между

ротором и гладкой поверхностью статора δ_0 не равен δ_{π} . Изображённое на рис. 2 периодическое чередование таких областей приводит к чередованию проводимости Λ_{δ} магнитному потоку с таким же периодом.



Рис.7.14. Изменение длины магнитной силовой линии в воздушном зазоре и магнитной проводимости зазора

Зависимость $\Lambda_{\delta}(x)$ не синусоидальна, но периодична. Применение разложения периодической функции в ряд Фурье позволяет выделить постоянную составляющую и гармоники (здесь ряд содержит только косинусные функции) магнитной проводимости:

$$\Lambda_{\delta}(\mathbf{x}) = \Lambda_0 + \Sigma \Lambda_{\delta i} \cos(i \cdot 2\pi \cdot \mathbf{x}/T_p),$$

где *i* – номер гармоники.

Как правило, рассматривая принцип работы, выделяют Λ_0 и первую гармонику магнитной проводимости $\Lambda_{\delta 1}$, приближённо оценивая их **S**_I max величины по выражениям:

$$\Lambda_0 = (\Lambda_{\delta ma} + \Lambda_{\delta mi})/2, \ \Lambda_{\delta 1} = (\Lambda_{\delta ma} - \Lambda_{\delta mi})/2.$$

Упрощенно рассматривают функцию магнитной проводимости в виде: $\Lambda_{\delta}(x) = \Lambda_0 + \Lambda_{\delta 1} \cos(2\pi \cdot x/T_p)$

 \mathcal{X}

периодов распределения вдоль Сравнение длины окружности внутренней расточки статора МДС обмоток $T_{\rm M} = \pi D_{is}/p$ и периода магнитной проводимости $T_p = \pi \cdot D_{is}/2p$ приводит к соотношению $T_M/T_p = 2$. В различных процессах работы синхронного реактивного двигателя это обстоятельство вызывает свои особенности.

При пуске в работу СРД используют асинхронный принцип. Для этого на роторе в простейшем случае устанавливают обмотку типа "беличьей" клетки (либо используют другие конструктивные решения, приводящие к такому же результату, но более сложным путём). Рассматривая основные процессы, происходящие в СРД, принимают допущения: напряжение и токи синусоидальны в обмотках статора, магнитное поле представлено только основными гармониками.

Наличие разных магнитных проводимостей у ротора по осям "d" и "q" приводит к необходимости рассматривать все процессы в системе этих осей.

В дальнейшем рассмотрим СРД с симметричными обмотками на статоре.

7.7.1.Основные уравнения напряжения и тока. Векторная диаграмма.

При синхронной скорости вращения ротора $\Omega_p = \Omega_c = 2\pi f/p$ и напряжении, приложенном к обмоткам статора U_1 , протекает по ним ток I_1 создавая магнитное поле.

Развиваемый электромагнитный момент M_3 зависит от внешнего механического момента сопротивления M_c : $M_3 = M_c$ в установившемся режиме. Наличие этого момента, а также имеющееся сопротивление обмотки статора r_1 – активное, и создаваемые магнитные потоки, вращающиеся относительно обмоток: основной Φ_0 и рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$, – приводят к фазовому сдвигу тока I_1 относительно напряжения на угол φ . Этот сдвиг зависит от положения ротора: его осей "d" и "q" – по отношению к максимальной величине магнитной индукции, созданной обмотками статора. Такая ситуация заставляет рассматривать процессы в системе осей "d", "q", связанных с ротором.

Уравнения напряжения и тока учитывают это:

$$\begin{cases} \mathbf{\dot{U}}_{1} + \mathbf{\dot{E}}_{ad} + \mathbf{\dot{E}}_{aq} + \mathbf{\dot{E}}_{\sigma 1} = \mathbf{I}_{1} \mathbf{r}_{1} \\ \mathbf{\dot{I}}_{1} = \mathbf{I}_{1d} + \mathbf{I}_{1d} \\ M_{9} = M_{c} \end{cases}$$
(7.16)

Каждая из составляющих \dot{I}_{1d} , \dot{I}_{1q} создает свои магнитные потоки, индуктирующие ЭДС: \dot{E}_{ad} от составляющей тока \dot{I}_{1d} и \dot{E}_{aq} от составляющей тока \dot{I}_{1q} . Причём $\dot{E}_{ad} = -j x_{ad} \dot{I}_{1d}$, $\dot{E}_{aq} = -j x_{aq} \dot{I}_{1q}$,

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j(\dot{I}_{1d} + \dot{I}_{1q}) x_{\sigma 1} = -j \, \dot{I}_{1d} \, x_{\sigma 1} - j \, \dot{I}_{1q} \, x_{\sigma 1},$$

полагая, что $x_{\sigma 1}$ по осям равны.

Тогда уравнение напряжения следует записать в преобразованном виде:

$$\ddot{U}_{1} = j \, \dot{I}_{1d} \left(x_{ad} + x_{\sigma 1} \right) + j \, \dot{I}_{1q} \left(x_{aq} + x_{\sigma 1} \right) + \dot{I}_{1} \, r_{1}.$$

Обозначим суммы: $x_{ad} + x_{\sigma 1} = x_d$, $x_{aq} + x_{\sigma 1} = x_q$. Тогда уравнение напряжения упрощается:

$$\mathring{U}_{1} = j \, \mathring{I}_{ld} \, x_{d} + j \, \mathring{I}_{lq} \, x_{q} + \mathring{I}_{1} \, r_{1}.$$
(7.17)

Полученному уравнению соответствует векторная диаграмма, рис. 7.15.



Рис. 7.15. Векторные диаграммы токов и напряжений СРД.

Проектируя на оси "*d*" и "*q*" соответствующие векторы при установившихся углах ϕ , ψ , θ ($\phi = \psi + \theta$), получают систему уравнений:

$$I_{1d} = I_1 \sin \psi,$$

$$I_{1q} = I_1 \cos \psi,$$

$$U_1 \sin \theta = -I_{1q} x_q + I_1 r_1 \sin \phi = -I_{1q} x_q + I_{1d} r_1;$$

$$U_1 \cos \theta = I_{1d} x_d + I_1 r_1 \cos \phi = I_{1d} x_d + I_{1q} r_1;$$

Решение системы уравнений приводит к следующим соотношениям:

$$I_{1} = \sqrt{I_{1d}^{2} + I_{1q}^{2}}$$

$$I_{1d} = \frac{U_{1}(x_{q}\cos\theta - r_{1}\sin\theta)}{x_{d}x_{q} + r_{1}^{2}}$$
(7.18)

$$I_{1q} = \frac{U_1(x_q \sin \theta + r_1 \cos \theta)}{x_d x_q + r_1^2}$$
(7.19)

С учётом выражений токов *I*_{1d}, *I*_{1q} ток обмотки *I*₁ преобразован

$$I_1 = \frac{U_1}{x_d x_q + r_1^2} \sqrt{r_1^2 (x_d - x_q) \sin 2\theta + 0.5(x_d^2 + x_q^2) + r_1^2 - 0.5(x_d^2 - x_q^2) \cos 2\theta} . \quad (7.20)$$

Полученная зависимость тока *I* от угла θ и сопротивлений позволяет определить электромагнитную мощность и момент.

7. 7.2. Электромагнитная мощность и момент

Потребляемая из сети мощность

 $P_1 = m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi = m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\psi + \theta) =$

$$= m \cdot U_1 I_1(\cos\theta \cdot \cos\psi - \sin\theta \cdot \sin\psi) = m \cdot U_1(I_{aq}\cos\theta - I_{ad} \cdot \sin\theta)$$
(7.21)

Используя выражения для токов (7.18) и (7.19), выражение мощности несложно преобразовать к виду:

$$P_{1} = \frac{mU_{1}^{2}}{x_{d}x_{q} + r_{1}^{2}} [0.5(x_{d} - x_{q})\sin 2\theta + r_{1}]$$
(7.22)

Электрические потери в обмотках статора с учётом выражения тока I_1 (7.20)

$$p_{\vartheta 1} = m \cdot I_1^2 \cdot r_1 = \frac{m \cdot U_1^2 \cdot r_1}{(x_d \cdot x_q + r_1^2)^2} [r_1(x_d - x_q)\sin 2\theta - \theta_1 + 5(x_d^2 - x_q^2)\cos 2\theta + \frac{x_d^2 + x_q^2}{2} + r_1^2]$$

Исключая из рассмотрения потери в стали (для упрощения выводов), получают выражение электромагнитной мощности $P_3 = P_1 - p_{31}$. С учётом выражений для P_1 и p_{31} получают следующую зависимость:

$$P_{9} = \frac{mU_{1}^{2}(x_{d} - x_{q})}{(x_{d}x_{q} + r_{1}^{2})^{2}} [x_{d}x_{q} - r_{1}^{2})\sin 2\theta + r_{1}(x_{d} + x_{q})\cos 2\theta - r_{1}(x_{d} - x_{q})] \quad (7.23)$$

Зависимость электромагнитной мощности позволяет перейти к электромагнитному моменту *M*_э:

$$M_{\mathfrak{g}} = \frac{P_{\mathfrak{g}}}{\Omega_1} = C_{MP} [B_p \sin 2\theta + C_p \cos 2\theta - D_p], \qquad (7.24)$$

где введены следующие коэффициенты: $B_p = x_d x_q - r_l^2$; $C_p = r_1(x_d + x_q)$;

$$D_p = r_1(x_d - x_q); \ C_{MP} = \frac{mU_1^2 p(x_d - x_q)}{2\omega_1(x_d x_q + r_1^2)^2};$$

Полученная функция зависима от многих параметров, но среди них прежде всего следует рассмотреть зависимость от угла θ и выяснить наличие максимума и условие его существования, что определяют с помощью первой производной:

$$dM_{9}/d\theta = C_{mp}(B_{p}\cos 2\theta - C_{p}\sin 2\theta) = 0.$$

Решение полученного уравнения и выполнение последующих преобразований приводят к следующей зависимости:

$$M_{_{9m}} = \frac{mU_1^2 p}{2\omega} \cdot \frac{x_d - x_q}{x_d x_q + r_1^2} [\sqrt{(x_d^2 + r_1^2)(x_q^2 + r_1^2)} - r_1(x_d - x_q)],$$

которая достигается при угле – критическом θ_m .

$$\theta_m = 0.5 \arccos \frac{r_1(x_d + x_q)}{\sqrt{(x_d^2 + r_1^2)(x_q^2 + r_1^2)}} = 0.5 \arccos \frac{x_d + x_q}{r_1 \sqrt{[(x_d / r_1)^2 + 1][(x_q / r_1)^2 + 1]]}}$$
(7.25)

Полученное выражение угла θ_m позволяет выяснить влияние активного сопротивления r_1 на величину угла θ_m . В идеальном случае ($r_1 \approx 0$) угол θ_m зависит от соотношения.

$$\theta_m = 0,5 \arccos \frac{(x_d + x_q) \cdot \theta}{x_d x_q} = 0,5 \arccos \theta_m = \pi/4.$$

Наличие активного сопротивления r_1 большой величины приводит к

уменьшению угла $\theta_m < \pi/4$: зона устойчивой работы СД сокращается.

Существование косинусных и синусных составляющих приводит к несинусоидальному характеру его изменения.

Эти составляющие влияют на крутизну устойчивой и неустойчивой зон угловой характеристики $M_3 = f(\theta)$, а наличие составляющей D_p в моменте, не зависящей от угла θ , приводит к снижению M_3 .



Рис.7.16. Зависимость электромагнитного момента (3) от угла θ и составляющих: 1- синусной, 2- косинусной.

7.7.3. Характеристики синхронного реактивного двигателя

Характеристики холостого хода

По зависимостям, получаемым при испытании СРД на холостом ходу, судят о степени насыщения магнитной цепи и его влиянии на сопротивления. Для этого снимают зависимости электрических параметров I_1 , P_1 при изменении подводимого напряжения U_1 частотой f постоянной (скорость вращения ротора постоянна). Пределы изменения напряжения U_1 составляют (0,5 – 1,2) U_{1H} . Момент на валу двигателя (M_c) равен нулю.

Для симметричной машины характерны зависимости: $P_1 = mU_{1\phi}I_{1\phi}\cos\phi -$ потребляемая электрическая мощность – определяется по ваттметру. Зная эту

мощность, вычисляют коэффициент мощности $\cos \varphi_{10} = P_1 / (m U_{1\phi} I_{10\phi})$. Здесь $U_{1\phi}$, $I_{10\phi}$ – фазные величины.

На рис. 7.17 представлены основные характеристики режима холостого хода.



Рис. 7.17 Характеристики холостого хода СРД

Реактивная составляющая тока $I_{1p} = I_1 \sin \varphi_{10}$. Определяют полное сопротивление холостого хода $z_{10} = U_{1\varphi}/I_{10\varphi}$. Если известно омическое сопротивление фазной обмотки статора r_1 , то рассчитывают электрические потери в обмотках статора $p_{31} = mI_{10\varphi}^2 r_1$.

Активное сопротивление фазной обмотки статора рассчитывают по мощности P_1 и току $I_{10\phi}$: $r_{10} = P_1 / (m I_{10}^2_{\phi})$, что позволяет определить и индук-



Рис.7.18. Разделение потерь в стали и механических

тивное сопротивление: $x_{10} = \sqrt{z_{10}^2 - r_{10}^2}$. По рассчитанным электрическим

 $\cos \phi$

потерям p_{31} и P_1 определяют сумму потерь в стали и механических:

 $P_{10} = P_{1} - p_{31} = p_{cT} + p_{MX}.$ Потери в стали $p_{cT} = f(E^2) \approx f(U_1^2).$ Построение зависимости $P_{10} = f(U_1^2)$ позволяет разделить потери в стали и механические рис. 7.18.

Рабочие характеристики (симметричный СРД)

Прежде, чем экспериментально определять рабочие свойства СРД при изменении момента на валу двигателя M_c , необходимо найти зону

устойчивой работы, то есть величину максимального момента M_{cm} , при котором нарушается синхронная скорость вращения ротора. Для этого следует регулировать M_c от 0 до такой величины, при которой наблюдается нарушение синхронного режима. Величину этого момента M_{cmax} фиксируют как момент выхода из синхронизма $M_{вых}$. Плавно уменьшая момент M_c , добиваются восстановления синхронного режима. Фиксируют величину этого момента $M_{вx}$ – момент входа в синхронизм. За номинальный момент $M_{\rm H}$ принимают такой, при котором сохраняется устойчиво синхронная скорость вращения ротора. Обычно $M_{\rm H} = M_{\rm Bbix}/(1,7-1,4)$.

При проведении эксперимента подводимое к двигателю напряжение U_1 сохранять постоянным.

Рабочие характеристики отражают зависимость электрических параметров: токов $I_{1,}$ поступающих к обмоткам, подводимой электрической мощности P_{1} , а также определяемого на их основе $\cos \varphi_{1,-}$ от изменяемого момента M_{c} в пределах $(0-1,1)M_{H}$.

Полученные опытные результаты позволяют рассчитать полезную механическую мощность $P_2=M_2\cdot\Omega_p$, $\eta=P_2/P_1$, коэффициент мощности соs φ_1 . Рассматривая СРД как элемент преобразования электрической энергии в механическую, следует определить функциональную зависимость электрических сопротивлений z_1 , r_1 , x_1 от момента нагрузки M_c : $z_1 = U_{1\phi_H}/I_{1\phi}$, $r_1 = P_1/(mI_{1\phi}^2)$, $x_1 = \sqrt{z_1^2 - r_1^2}$.

На рис. 7.19 представлены оговоренные выше зависимости.



Рис. 7.19. Рабочие характеристики СРД

¹³²

7.8. Синхронные гистерезисные двигатели

Синхронные гистерезисные двигатели используют как исполнительные в системах автоматики.

По конструкции статора они не отличаются от синхронных или асинхронных исполнительных двигателей. Пакет железа статора – шихтованный из листов электротехнической стали с полузакрытыми пазами, в которых уложена двух или трехфазная обмотка. Обмотка при подаче на неё напряжения U_1 , частоты f создает вращающееся магнитное поле.

Ротор выполнен из шихтованного (или сплошного) магнитотвердого материала, собранного на втулку из немагнитного материала, которую насаживают на вал. Ротор цилиндрический неявнополюсной конструкции. Короткозамкнутая обмотка на роторе не выполняется, рис. 7.20.



Рис. 7.20 Ротор гистерезисного двигателя: 1- шихтованные листы; 2- втулка; 3 – вал

Шихтованные листы набирают в зависимости от мощности двигателя. При мощности до 5 Вт используют сплав, содержащий никель и марганец. Для двигателей мощностью до 100 Вт применяют сплав викаллой (*Fe, Co, V*), свыше 100 Вт рекомендуют альни (*Fe, Al, Ni*). Названные сплавы имеют широкую петлю гистерезиса, рис.1.5, но с разными величинами B_r – остаточной индукции, H_c – остаточной намагничивающей (коэрцитивной) силой. Для этих материалов характерны большие потери на гистерезис.

7.8.1. Принцип работы гистерезисного двигателя

При подаче на обмотки статора переменных напряжений частоты f ток, проходящий по обмоткам, создает вращающееся магнитное поле со скоростью $n_1=60 \cdot f/p$ (об/мин). Ротор в момент подачи напряжения неподвижен $n_p = 0$. Вращающееся магнитное поле индуцирует в листах ротора ЭДС и возникают вихревые токи, за счет которых создается

асинхронный момент. Материал ротора обладает высоким активным сопротивлением, обеспечивающим критическое скольжение $s_{\kappa} > 1$.

Потери в материале ротора от вихревых токов $i_{\rm B}$ зависимы от активного сопротивления $r_{\rm p}$ и от ЭДС $e_{\rm BXS}$, которая связана со скоростью ротора: $i_{\rm BX} = e_{\rm BXS}/r_{\rm p} = e_{\rm BX} \cdot s/r_{\rm p}$. Потери от вихревых токов $p_{\rm BX}$ пропорциональны массе магнитотвердого материала, удельным потерям при частоте напряжения $p_{\rm BXY}$, и связаны со скольжением: $p_{\rm BXS} = C_{\rm m} \cdot s^2 \cdot p_{\rm BXY}$, $C_{\rm m}$ – постоянная для ротора, зависящая в том числе от массы материала.

Материал ротора подвергается перемагничиванию с частотой $f_r = s \cdot f_1$ при движении ротора со скоростью n_2 . Возникающие вследствие перемагничивания потери на гистерезис $p_{rs} = C_m \cdot s \cdot p_{rf}$, p_{rf} – удельные потери на гистерезис.

Общая электромагнитная мощность *P*_э, передаваемая от статора магнитным полем ротору, складывается из потерь на вихревые токи и гистерезис и механической мощности:

$$P_{\mathfrak{s}} = (p_{\mathfrak{s}\mathfrak{x}\mathfrak{s}} + p_{\mathfrak{r}\mathfrak{s}})/s = (C_m p_{\mathfrak{s}\mathfrak{x}\mathfrak{s}}s^2 + C_m p_{rf} \cdot s)/s.$$

Электромагнитный момент M_3 зависит от P_3 и частоты вращения магнитного поля $\Omega_1 = 2\pi \cdot n_1 : M_3 = P_3 / \Omega_1 = (C_m p_{\text{Bx}} \cdot s + C_m \cdot p_{rf}) / \Omega_1 = M_a + M_{\Gamma}.$

Полный электромагнитный момент имеет, таким образом, две составляющие : $M_{\rm r.}$ – момент от гистерезиса, не зависящий от скольжения, $M_{\rm a}$ – асинхронная, связанная со скольжением.

При скорости $n_2 = 0$ (*s*=1) общий электромагнитный момент достаточно велик за счет большой составляющей M_a . Эта составляющая с увеличением скорости ротора n_2 уменьшается до $M_{a \min}$.

Гистерезисная составляющая остается постоянной.

По мере уменьшения скольжения ($s \approx 0$) изменяется частота перемагничивания областей материала ротора. Область ротора, находящаяся в момент времени t_1 под действием магнитного поля определенной полярности, намагничивается и сохраняет эту намагниченность. Через малый интервал времени Δt внешнее магнитное поле переместилось на малый пространственный угол $\Delta \gamma$ относительно исходной точки на поверхности ротора (намагниченной в момент времени t_1 в определенном направлении). Магнитная силовая линия, направленная от ротора в сторону движения внешнего магнитного поля, удлиняется, и возникает тангенциальная сила, действующая на намагниченную область ротора, приводящая к образованию момента, рис., способствующего достижению ротором синхронной частоты вращения и вхождению в синхронный режим. Длительность процесса зависит от соотношеия $M_3 - M_c = J_p \cdot d\Omega_p/dt$.



Рис. 7.21.

Зависимости составляющих электромагнитного момента и результирующего представлена на рис.7.21.б.

Разные конструкции роторов (сплошной или шихтованный магнитный материал, тонким или толстым выполнен цилиндр) отражаются на



Рис. 7.22

 величинах составляющих моментов
 *M*_a – асинхронного и *M*_r – гистерезисного, а также результирующего *M*_{эр}. По
 приводимым построениям (рис. 7.22)
 следует, что пусковой момент (*s* =±1)
 гистерезисного двигателя достаточно высок, и зависимость его содержит только устойчивую часть асинхронной составляющей момента. Высокий пусковой момент позволяет получить малое время разгона.

Постоянство величины воздушного зазора между внутренней поверхностью статора и наружной гладкой поверхностью

цилиндра ротора исключает появление реактивных моментов, как это имеет место у синхронных двигателей с постоянными магнитами явнополюсного типа, а также провалов в характеристике, вызываемых генераторным моментом.

Плавный характер изменения асинхронной составляющей момента и большая величина гистерезисного момента при скольжении близком к

нулю способствует плавному вхождению ротора в синхронный режим без существенных колебаний тока в обмотках статора.

В режиме пуска токи в обмотках статора не превышают $20\div30$ % тока при синхронном вращении. В рабочем режиме изменение тока крайне мало и составляет $(1 \div 3)$ % от холостого хода до номинальной нагрузки.

Кроме указанных положительных качеств следует отметить возможность использования одного и того же ротора для выполнения двигателей с разным числом пар полюсов *p* при одинаковых размерах активной зоны. Следует отметить высокую температурную стабильность пусковых и рабочих характеристик, а также высокую надежность работы. Такой двигатель в работе создает малый уровень шума. Двигатель имеет небольшие габариты и массу.

Двигатель может обладать достаточно высоким КПД. По данным некоторых авторов он может составлять до (60-80)%.

Наряду с положительными качествами существуют и недостатки. Прежде всего следует отметить низкий $\cos \phi = (0,3 \div 0,45)$.

Изменение момента нагрузки приводит к качанию ротора и изменению мгновенной скорости вращения. Такое же влияние оказывает и колебание напряжения. Изготовление ротора из магнитотвердых сплавов связано с высокой стоимостью их, нестабильностью магнитных свойств и сложностью механической обработки.

Положительное влияние на энергетические коэффициенты оказывает подмагничивание – кратковременное повышение напряжения статорных обмоток.

7.9. Шаговые двигатели

Шаговые двигатели – электромеханические устройства, предназначенные для совершения дискретного углового или линейного перемещения ротора с возможной его фиксацией по выполнению нужной функции.

Такие двигатели выполняют свою функцию при работе от коммутатора, создающего импульсное напряжение, подаваемое на обмотку статора. Таких обмоток на статоре может быть несколько (*m*) и на каждую их них в определенной последовательности подается от коммутатора импульсное напряжение. Коммутаторы ранее применялись механического типа. В настоящее время они заменены сложными электронными, позволяющими формировать фронты импульсного напряжения различной длительности и частоты.

Работа двигателя от источника импульсного напряжения позволяет отнести их к категории машин переменного тока с особыми требованиями, как по условиям работы, так и по конструкции.

Статорная система шаговых двигателей (ШД) состоит из пакета, набираемого из тонких листов электротехнической стали толщиной 0,2 – 0,35 мм. Внешний контур листа – окружность. Внутренность листа содержит выступы и пазы, для размещения обмоток – рис.7.23.а.



Рис.7.23

Каждая обмотка охватывает один выступ. Внутренний контур собранного пакета – окружность. В различных ШД может установлено от одного до трех таких пакетов, сдвигаемых друг от друга относительно друга на некоторый угол при установке в общий корпус. Количество полюсных выступов равно количеству обмоток *m*. Обмотки выполняются из медного тонкого провода. Внутренняя поверхность выступа может быть гладкой или иметь мелкие зубцы, чередующиеся с прямоугольными пазами рис. 7.23.6. Наличие последних связано с использованием ротора определенного типа.

Поскольку на обмотку поступают импульсы напряжения, то число витков обмотка должна иметь малое. При малом числе витков активное сопротивление ее мало, что при большой длительности импульса приводит к большой величине тока и перегреву обмотки. Поэтому для ограничения тока часто используют включение добавочного сопротивления.

ШД различаются по конструкции роторов (два типа).

С постоянными магнитами в виде звездочек их магнитотвердых материалов с количеством полюсов до 2p = 6. Звездочки изготавливают отливкой и последующей минимальной механической обработкой. Такие роторы называют еще и активными или явнополюсными.

Другой тип роторов – *пассивный (или реактивный*), не имеющий ни обмоток возбуждения, ни постоянных магнитов. Активная часть такого ротора набирается из круглых листов электротехнической стали малой

толщины с центральным отверстием для посадки на вал. По внешней окружности диска вырубают прямоугольные неглубокие пазы. Шаг зубцового деления ротора $t_2 = \pi D_{ap} / Z_2$, $Z_2 - число зубцов на роторе. Открытие паза ротора <math>a_p$ для обеспечения наилучших результатов в работе составляет $a_{ap} / t_2 \approx 0.55 \div 0.58$. Число зубцов на роторе выбирают в соответствии с числом полюсных выступов на статоре. На валу могут быть установлены несколько пакетов, набранных из роторных листов. Число пакетов ротора, отделенных друг от друга, соответствует числу пакетов статора.

Одним из требований, предъявляемых к ШД, является обеспечение малого момента инерции ротора для достижения малой электромеханической постоянной времени $T_{\rm M}$. Для этого диаметр ротора D_{ap} выполняют малым, так, что длина активной части ротора $l_{\rm ap}$ превышает диаметр в 2-3 раза $(l_{ap}/D_{ap} \approx 2 \div 3)$.

В соответствии с типом ротора шаговый двигатель способен отрабатывать тот или иной шаг. Для уменьшения величины шага прибегают к комбинации количества обмоток, находящихся под действием предыдущего и последующего импульсов напряжения.

Так активный ротор с числом полюсов 2*p* и числом обмоток на статоре *m* отрабатывает шаг

 $\alpha_p = 2\pi/(m \cdot 2p) = \pi/(mp)$ радиан (или 180/*mp* град.).

Ротор пассивный способен отрабатывать шаг

 $\alpha_{p} = 2\pi/(m \cdot Z_{2})$ радиан (или 360/*m*Z₂ град.).

В этом случае под напряжение включена только одна обмотка. Включением попарно обмоток позволяет уменьшить шаг ротора в 2 раза. Схема, когда одновременно работают 2-3 обмотки, называют симметричной. При чередовании количества обмоток, на которые поданы импульсные напряжения, по схеме одна-две-одна–две – и т.д. – схему называют несимметричной.

Режим работы ШД с включенной одной обмоткой длительное время (все переходные режимы закончились – электромагнитные и электромеханические) называют статическим.

На рис. 7.24. и 7.25 отражена последовательность поступления однополярных импульсов напряжения на обмотки с номерами 1, 2, 3 и т. д.



В момент времени t_1 на обмотку с номером 1 подан импульс напряжения длительностью Δt . В момент времени t_2 на обмотку 2 подается следующий импульс напряжения такой же амплитуды и продолжительности ($t_2 + \Delta t$).

В течение промежутка времени $t_{12} = t_1 + \Delta t - t_2 = \Delta t - (t_2 - t_1)$ две



обмотки (1 и 2) находятся под действием напряжения. В промежутке времени $t_{13} = t_3 - (t_1 + \Delta t))$ под напряжением находится только обмотка 2. Затем в момент времени t_3 подан импульс напряжения на обмотку 3. Обмотки 2 и 3 находятся под напряжениями в течение интервала $t_{23} = t_2 + \Delta t - t_3 = \Delta t - (t_3 - t_2)$. Следующий импульс поступит в момент времени t_4 на обмотку 4. В продолжении времени $t_{42} = t_4 + (\Delta t + t_2) = t_4 + t_2 - \Delta t$ только на

Рис. 7.26 обмотку 3 подано напряжение. В момент времени t_4 импульс подается на обмотку 4. Тогда под действием напряжений включены обмотки 3 и 4 до момента времени $t_{34} = t_3 + \Delta t - t_4$ = $\Delta t - (t_4 - t_3)$, когда с обмотки 3 напряжение отключено. Под напряжением остается только обмотка 4. Для ШД фиксируется отработка 7 шагов и наблюдается в дальнейшем статическое состояние.

Приведенный пример демонстрирует несимметричную схему работы обмоток.

7.9.1. Принцип работы шагового двигателя

Работу шагового двигателя удобно рассмотреть на простейшей модели, имеющей например, m = 4 (четыре обмотки на статоре) и пассивный (реактивный) ротор с $Z_2 = 2$, у которого существуют разные магнитные проводимости: для δ_0 min обеспечена максимальная проводимость Λ_{max} , при δ_{0max} магнитная проводимость Λ_{min} , что позволяет ввести для ротора систему осей d, q, как у синхронного двигателя

явнополюсной конструкции ротора при отсутствии системы возбуждения, рис. 7.27.

При поступлении напряжения на обмотку 1 (направление тока в катушке показано знаками \oplus и •) она создает МДС $F_1 = i_1 W_1$ и создается магнитный поток $\Phi_{\delta 1}$. При отсутствии момента сопротивления M_c магнитная ось ротора, соединяющая середины полюсных дуг ротора (отмечены знаками *), близкая к оси *d*, совпадает с



Рис. 7.27

магнитной осью полюса 1. Магнитная индукция имеет в зазоре только нормальную составляющую $B_{\delta n}$. Запас магнитной энергии воздушного зазора W_{mmin} минимален.

Если на обмотку 2 приходит импульс, создающий ток $i_2(t)$ (наличие тока помечено значками ▼) в этой обмотке, то обмотка обладает МДС $F_2 = i_2(t) \cdot W_2$. При равенстве амплитуд напряжений импульсов, поданных на обмотку 1 и 2, установившиеся величины токов $i_1 = i_2$, что при равенстве чисел витков $W_1 = W_2$, означает и равенство $F_1 = F_2$. Появление тока в обмотке 2 (и $F_2(t)$) приводит к появлению магнитного поля, действующего на край полюсной дуги ротора, обращенной в сторону обмотки 2. Магнитные индукции этого поля имеют кроме нормальной составляющей B_{n2} и тангенциальную составляющую $B_{\tau 2}$, а следовательно, появляется тангенциальная сила $F_{\tau 21}$, образующая момент $M_{321} = F_{\tau 21} \cdot D_p D_p - диаметр$ ротора. Под действием момента ротор перемещается. Но такой же процесс происходит и под полюсом 1 с той разницей, что момент M_{31} нарастает. Но $M_{32} - M_{31} > 0$. Движение ротора продолжается до тех пор, пока не будет достигнуто равенство моментов $M_{22} - M_{21} = 0$. Такое равенство выполнимо, когда ось ротора совпадает с осью результирующей МДС $\overline{F}_{12} = \overline{F}_1 + \overline{F}_2$. Угол между полюсами 90°. Проектируя на ось, проходящую между ними (45° +45°) вектор каждой МДС, величина результирующей МДС будет

$$F_{12} = F_1 \cos 45^\circ + F_2 \cos 45^\circ = F_1 \cos 45^\circ = (\sqrt{2}/2)F_1$$

Под каждым полюсом располагаются равные величины полюсных дуг ротора.

При отключении импульса с обмотки 1, обмотка 2 находится под током. Ось результирующей МДС совпадает с осью полюса 2. По отношению оси *d* ротора происходит смещение МДС на 45°. Индукция воздушного зазора $\overline{B}_{\delta} = \overline{B}_{\delta n} + \overline{B}_{\delta \tau}$ – появилась тангенциальная составляющая индукция $B_{\delta \tau}$. Появление последней составляющей индукции приводит к образованию тангенциальной $F_{\tau 2}$ силы, создающей вращающий момент $M_{32} = F_{\tau 2} \cdot D_p$. Движение ротора происходит до тех пор, пока ось ротора не совпадает с осью полюса 2.

Сохранение тока в обмотке 2 i_2 (наличие тока помечено знаками \vee и \checkmark) при поступлении импульса напряжения на обмотку 3 приводит к появлению тока $i_3(t)$, зависящиго от времени (на рис. 7.25 наличие тока i_3 помечено значками \Box и \Box). Установившаяся его величина $i_3 = i_2$. Образованная величина МДС обмотки 3 будет $F_3(t) = i_3(t) \cdot W_3$ и $W_3 = W_2$. Вектор результирующей МДС $\overline{F}_p = \overline{F}_2 + \overline{F}_3(t)$ перемещается со временем от оси полюса 2 до оси 2, 3. Конечное угловое перемещение на угол $\alpha = 45^\circ$. Во временном процессе угол $\alpha(t)$ зависит от времени. При установившихся токах i_2 и i_3 процесс движения ротора проходит аналогично тому, как это проходило при рассмотрении обмотки 1 и включении обмотки 2 на импульсное напряжение.

Принцип действия ШД рассмотрен на основе пассивного (реактивного) ротора, но он не изменится, если ротор будет выполнен с постоянными магнитами. При рассмотрении предположено, что момент сопротивления M_c на валу отсутствует. В действительности $M_c \neq 0$, что отражается в том, что ось полюсного выступа ротора и ось МДС полюса статора не совпадают, между ними образуется угол θ , рис. 7.27, зависящий от величины M_c . Линии магнитного поля, исходящие из полюса, удлиняются. Энергия магнитного поля возрастает, увеличивается и электромагнитный момент так, чтобы $M_3 = M_c$ в статическом режиме.

7.9.2. Статическая устойчивость

Понятие статической устойчивости отражает способность ШД обеспечивать способность реагировать на поступающий импульс и отрабатывать шаг, без пропуска его.

Статическую устойчивость рассматривают на основе статической характеристики $M_3 = f(\theta)$, которую снимают при неизменности тока в обмотке полюса статора. Вид статической характеристики зависит от ряда причин.

Первая из них связана с тем, что ШД имеет сосредоточенную обмотку, для которой характерна МДС, содержащая большое количество гармоник с равными обмоточными коэффициентами $k_{obv} =\pm 1$. Основная из них v =1 имеет наибольшую величину. Нельзя отбрасывать и следующие v =3, 5. Гармоника v =3 по амплитуде сравнима с амплитудой первой гармоники, но меньше её примерно в 3 раза. Наличие её проявляется уже в характеристике статического момента. В меньшей мере сказывается гармоники с v =5 и более. На рис. 7.28 показаны изменения, вносимые

гармоникой v = 3 на результирующий момент M_{13} . M_{3} Функция M_{1} отражает изменение электромагнитного момента от действия гармоники M_{c} МДС с v = 1, а M_{3} – момент от гармоники v = 3. Действие последнего увеличивает крутизну результирующего момента при малых углах θ , но сдвигает максимальную величину момента M_{13} (результирующего) в область меньших углов θ . В функции $M_{13}(\theta)$ наблюдается провал её, что при работе ШД может привести к ложному срабатыванию и сбою. При моменте



на валу ШД M_c существуют две точки 1 и 2, в которых выполняется равновесие $M_c = M_3$. Этому условию соответствуют разные углы θ_1 и θ_2 . Попадание в точку 2 при угле θ_2 сопровождается при последующем поступлении импульса напряжения отработкой ложного угла $\theta_2 + \alpha$.

Функция $M_{13}(\theta)$ справедлива как для ШД с активным ротором, так и с реактивным ротором, имеющим Z_2 выступов. Как было отмечено ранее, от этого зависит величина угла отработки шага α . В этой связи область изменения M_3 должна быть установлена в соответствии с типом рассматриваемого ротора.

Вид зависимости электромагнитного момента ШД по первой гармонике M_1 очень напоминает подобную зависимость синхронных двигателей. У характеристики $M(\theta)$ рассматривают две области: устойчивую и

неустойчивую. Устойчивая область находится при изменении угла $\theta = 0 \div \theta_m$ и крутизна характеристики $k_m = \frac{dM}{d\theta} \ge 0$. Угол θ_m соответствует максимальной величине момента $M_{\text{этах}}$. Неустойчивая область лежит $\theta_m < \theta < 180$ эл. град., для которой крутизна $k_m < 0$. Разработанный подход применяют и при рассмотрении вопроса об определении зоны устойчивой работы ШД с использованием моментной статической характеристики $M_1(\theta)$ с учетом возможности проявления действия момента $M_3(v=3)$. В дальнейшем,



учитывая сделанные замечания, примем во внимание только электромагнитный момент M_1 , созданный от первой гармоники МДС.

Рис. 7.29 отображает в момент времени t_1 статическую характеристику $M_{11}(\theta)$ при поданном импульсе напряжения на исходную обмотку. К валу двигателя приложен момент сопротивления $M_c < M_{n1 \text{ max}}$ При этом $M_{11} = M_c$ в точке 1. Ротор имеет угол θ_1 , определяемый моментом M_c .

В момент времени t_2 приходит импульс напряжения на соседнюю обмотку, а сигнал с исходной обмотки снимается. Характеристика моментная $M_1(\theta)$ занимает в пространстве двигателя другое положение $M_{12}(\theta)$, рис.7.29. Если ротор занимал угловое положение θ_1 , но не сдвинулся с места, то этому угловому положению θ_1 соответствует электромагнитный момент $M_{12}(\theta)$, определяемый точкой 2, рис.7.29. Возникшая разница моментов $M_{12}(\theta_2)-M_c =\Delta M>0$. Роторная система, обладающая моментом инерции J_p , приходит в движение, приобретая угловое ускорение $\varepsilon = \Delta M / J_p$. Разность моментов ΔM зависима от угла $\theta(t)$ и времени t.

Угловое положение $\theta(t)$ и $\Delta M(t)$ связано со скоростью, приобретаемой ротором: $\Omega_p = \frac{M_{12}(\theta_p) - M_c}{J_p} dt$, и угол θ_2 , отработанный ротором за интервал времени $t_2 - t_1$, находится решением: $\theta_2 = \int_{t_1}^{t_2} \Omega_p(t) dt$. Ротор изменил своё положение, отработав шаг $\alpha = \theta_2 - \theta_1$. Теперь он

переместился в точку 3 на характеристике $M_{12}(\theta)$. Такое перемещение

ротора происходит при условии, что угол перемещения МДС статора и соответствующая ей новая угловая характеристика $M_1(\theta)$ не займут такое

угловое положение α , при котором угловое положение ротора окажется в зоне неустойчивой части характеристики $M(\theta)$, рис. 7.30.

Увеличенный момент сопротивления M_c , но $M_c < M_1$ _{max}, заставил ротор занять угловое положение θ_1 , при котором выполнено равновесие $M_c = M_{11}(\theta_1)$ в точке 1 в момент времени t_1 . В момент времени t_2 подан импульс напряжения, заставивший смес-



Рис. 7.30

тится МДС на угол α . Угловая характеристика занимает положение $M_{12}(\theta)$. Разница моментов $M_{12} - M_c = \Delta M < 0$ при допущении, что ротор сохраняет свое угловое положение θ_1 . Ротор под действием ΔM не может двинуться в сторону устойчивой части угловой характеристики. Происходит сбой в работе.

Исследования вопроса выбора номинального момента сопротивления $M_{\rm ch}$ привели к рекомендации $M_{\rm ch} < M_{\rm m} \cos(\pi/n)$, n – число устойчивых положений ротора, зависящее от схемы подачи импульсов напряжений на обмотки n = m – при симметричной схеме, n = 2m при несимметричной схеме. Шаг смещения результирующей МДС $\alpha = 2 \pi/n$. С ростом n двигатель можно нагружать большим моментом $M_{\rm hc}$.

7.9.3. Особенности работы шаговых двигателей

Рассмотренные вопросы принципа работы ШД, конструкции, статических характеристик момента, неизбежно должны рассматриваться в связи с возможностями самого ШД, как электромеханического устройства, так и с возможностями системы, формирующей импульсы напряжения питания обмотки.

Что касается последней, то развитие электроники позволяет получать импульсы напряжений высокой частоты, малой длительности. Задача в том, чтобы импульс обладал энергией, достаточной для обеспечения работы ШД.
Работу самого ШД, как электромеханического устройства, следует рассматривать с точки зрения возможностей реагировать на поступающий сигнал, развивая необходимый момент. Эти возможности связаны с наличием у обмоток индуктивности L и активного сопротивления R, которые влияют на становление электрических и магнитных процессов в обмотке. С этой целью обязательно оценивают постоянную времени $T_3 = L/R$. Чем меньше T_3 , тем быстрее устанавливаются электрические процессы. Но для разных конструкций ШД (с постоянными магнитами или реактивные) индуктивность не имеет однозначной определенности. Она может иметь приближенно постоянную величину (для роторов с постоянными магнитами) и малую, но для реактивных двигателей индуктивность изменяется от L_{max} до L_{min}, что сказывается и на величине максимального электромагнитного момента $M_{9 max}$. Для снижения потерь в обмотке активное сопротивление стараются выполнить малым, что влечет увеличение T₂ и является нежелательным. С целью снижения Т_э включают добавочное сопротивление последовательно с обмоткой.

Высокая частота следования импульсов напряжения может быть не воспринята ШД не только за счет становления электромагнитных процессов, но и механических.

Поскольку ротор вынужден реагировать на каждый импульс, то следует оценить частоту собственных колебаний $\omega_0 = \sqrt{pM_{_{2m}}/J}$, зависящую от момента инерции ротора, величины максимального электромагнитного $M_{\rm эm}$ момента.



Рис. 7.31

С целью снижения Ј ротор делают малого диаметра и большой активной длины. Для каждого ШД существует максимальная частота коммутации, при которой ротор способен следить за дискретным перемещением поля статора. Эту частоту называют частотой приемистости. Частота приемистости зависит от момента нагрузки и момента инерции J, рис.7.31, где $J_1 < J_2$.

> Ротор ШД находится в движении, которое может быть и колебательным относительно оси результирующей МДС

обмоток, находящихся под действием поступивших импульсов. Движение

ротора того или иного типа (активный или реактивный) вызывает воздействие соответствующее на обмотки ротора, в которых возникают процессы, приводящие к созданию генераторных моментов (тормозных), как это имеет место у синхронных двигателей. Такие моменты способствуют затуханию колебаний ротора.

8. ИНФОРМАЦИОННЫЕ МАШИНЫ

К классу информационных машин (ИМ) относят электромеханические устройства, выполняющие роль преобразователя какой-либо механической величины в соответствующую электрическую величину (или наоборот). Такое преобразование выполняется с оговоренной точностью, что приводит к разделению информационных машин на классы.

В качестве преобразуемых механических величин рассматривают: угол поворота ротора θ (ограниченный или зависимый от времени), скорость, ускорение, момент.

Выходную функцию получают в виде напряжения, связанного с входной преобразуемой величиной некоторой зависимостью.

Среди информационных машин выделяют:

- 1. Тахогенераторы.
- 2. Сельсины.
- 3. Поворотные трансформаторы.
- 4. Моментные двигатели.
- 5. Гиродвигатели.

Некоторые из указанных типов ИМ могут выполнять свои функции при работе только на постоянном токе (выходная функция – постоянное напряжение) или только на переменном, что влияет на выходные характеристики.

8.1. Тахогенераторы

Тахогенераторы (ТГ) – электромеханические устройства, служащие для преобразования производной механического (углового, в частности) перемещения (θ) в пропорциональное электрическое напряжение-сигнал.

Это одно из основных требований, предъявляемых к ТГ. В зависимости от выходного напряжения (постоянное или переменное) точность выполнения этого требования различна.

Тем не менее, формулировка основного требования в математической форме записывают в виде:

$$U_{\text{Bbix}} = \kappa_1 d\theta / dt = k_2 n, \qquad (8.1)$$

где k_1 , k_2 – коэффициенты пропорциональности (размерность (В/об/мин), носят название крутизны выходного напряжения; n – скорость вращения ротора (об/мин).

Используют и понятие частоты вращения ротора $\Omega = 2\pi n$ (рад/сек).

Основные требования, предъявляемые к характеристикам ТГ, как элементу автоматической системы, следующие:

1. Линейность выходной характеристики: $U_{\text{вых}} = k \cdot n$, что зависит от возможности обеспечения постоянства коэффициента k.

2. Большая крутизна выходного напряжения. Коэффициент k достигает величины $k = 3 \div 100 \text{ мB/(об/мин)}$ в отечественных тахогенераторах.

3. Малое значение зоны нечувствительности (очень малое выходное напряжение $U_{\text{вых}} \approx 0$ в некоторой области изменения скорости Δn).

4. Симметрия выходного напряжения при изменении направления движения (при реверсе): $U_{\text{вых}}(+n) = U_{\text{вых}}(-n)$.

5. Малое потребление механической мощности со стороны вала, малый момент инерции ротора ТГ, высокая выходная мощность.

- 6. Малые пульсации выходного напряжения.
- 7. Малые габаритные размеры (объем) и вес.
- 8. Высокая надежность в работе.
- 9. Наименьшее создание помех, передаваемых в окружающую среду.
- 10. Стабильность крутизны выходной характеристики во времени.

8.1.1. Тахогенераторы постоянного тока

Тахогенераторы постоянного тока по конструкции разделяют, как и двигатели постоянного тока, по способу создания основного магнитного потока в активной зоне: с помощью обмотки возбуждения и тока возбуждения в ней $i_{\rm B}$ – электромагнитного типа; с помощью постоянных магнитов – магнитоэлектрического типа, что позволяет уменьшить габаритные размеры.

В любом случае систему возбуждения размещают на статоре. По конструкции якорь ТГ мало отличается от якоря двигателя постоянного тока.

На вал напрессовывают круглые листы из тонкой электротехнической стали с пазами по внешней поверхности для размещения проводников обмотки якоря. Обмотка якоря составлена из секций, выполненных из круглого изолированного провода, как правило, с малым поперечным сечением. Начала и концы секций подсоединяют по схеме пайкой к петушкам коллекторных пластин, спрессованных в цилиндрический коллектор и напрессованный на вал. Секции, соединенные между собой, образуют непрерывную обмотку якоря. К коллектору прилегают щетки, установленные в неподвижных щеткодержателях, закрепленных на щите, закрывающем внутренность машины. Другой щит устанавливают со стороны выходного конца вала. Оба щита имеют гнезда для помещения подшипников. Подшипники применяют высокой точности и устанавливают на вал. Особые требования предъявляют к щеткам тахогенератора.

Основное уравнение напряжения ТГ

Особенность работы тахогенератора в том, что от него не требуется получения большого количества электрической энергии и работы с высоким КПД. Но тем не менее через обмотку якоря протекает ток I_a и создается напряжение на якоре U_a . Следовательно, ТГ несет некоторую электрическую мощность $P_a = U_a \cdot I_a$.

Величина тока I_a зависит от сопротивления $R_{\rm HF}$, замкнутого на напряжение U_a и $I_a = U_a / R_{\rm HF}$. Основное уравнение напряжения генератора вообще отражает электрические процессы:

$$U_{\rm a} = E_{\rm a} - I_{\rm a} \cdot R_{\rm a} - \Delta U_{\rm III}. \tag{8.2}$$

ЭДС якоря E_a отражает взаимодействие магнитных потоков в генераторе: основного Φ_0 , созданного обмоткой возбуждения в воздушном зазоре (или постоянными магнитами), и потока Φ_a от тока якоря I_a . Результирующий магнитный поток действующий на обмотку якоря $\Phi_{\delta} = \Phi_0 - \Phi_a$. Учитывая зависимость E_a от Φ_{δ} : $E_a = C_E \cdot \Phi_{\delta} \cdot n$, можно записать уравнение (8.2):

$$U_{a} = C_{E} \Phi_{\delta} \cdot n - I_{a} R_{a} - \Delta U_{iii} , \qquad (8.3)$$

но оно не отражает влияния тока I_a на Φ_a и сопротивления нагрузки.

Полагают, что основной магнитный поток Φ_0 постоянен во времени. Магнитный поток реакции якоря Φ_a зависит от тока I_a пропорционально $\Phi_a = k_p \cdot I_a = k_p \cdot U_a / R_{\rm HF}$.

Не остается постоянным и падение напряжения на щетках ΔU_{μ} , определяемое током I_{a} , сопротивлением щетки и переходного контакта – коллектор- щетка.

Принимая во внимание представленные доводы, уравнение (8.3) записывают в виде:

$$U_{a} = C_{E} \cdot \Phi_{0} + C_{E}k_{p} \frac{U_{a}}{R_{H\Gamma}} \cdot n - \frac{U_{a}}{R_{H\Gamma}} \cdot R_{a} - \Delta U_{u_{a}}$$

Разрешая представленное уравнение относительно U_a, получают функцию, отражающую влияние указанных выше причин:

$$U_{a} = (C_{E}\Phi_{0}n - \Delta U_{u}) / [1 + (C_{E}k_{p}n + R_{a}) / R_{HF}]$$
(8.4)

Как видно по (8.4), функция U_a не является линейно-зависимой от скорости вращения якоря n, поскольку и в знаменателе есть составляющая, зависимая от скорости.

Для тахогенератора выходная характеристика $U_a = f(n)$ является основной и позволяет определить область изменения скорости ($n_0 \le n \le n_{\rm hf}$), в пределах которой соблюдается основное требование пропорциональной зависимости $U_a = U_{gblx}$ и скорости вращения *n* с малой погрешностью. На рис. приведены зависимости U_{gblx} , отражающие влияние тех или иных пренебрежений условий на зону пропорциональной связи с *n*.

Выходная характеристика ТГ при учете различных условий работы



(рис. 8.1): 1 – идеальная характеристика ($\Delta U_{\rm m}=0, k_{\rm p}=0, R_{\rm Hr}>>R_{\rm a}$); 2 – влияние $R_{\rm Hr}$ ($\Delta U_{\rm m}=0, k_{\rm p}=0, R_{\rm Hr1}$); 3 – учет $\Delta U_{\rm m}$ и $R_{\rm Hr1}$ ($k_{\rm p}=0$); 4 – влияние реакции якоря ($\Delta U_{\rm m}, R_{\rm Hr1}, k_{\rm p}\neq 0$), 5 – уменьшение величины сопротивления $R_{\rm Hr2}$ ($R_{\rm Hr2}< R_{\rm Hr1}$). Анализ результатов приведенных на

Анализ результатов приведенных на рис.8.1, приводит к следующим

выводам:

- 1. Идеальная выходная характеристика имеет постоянную крутизну $k_{\mu} = U_0/n_{\mu}$.
- 2. Учет включения $R_{\rm Hr1}$ приводит к снижению крутизны характеристики $k_{p1} = U_{a1}/n_{\mu} (k_{p1} < k_{\mu}).$
- 3. Падение напряжения в щеточном контакте приводит к нарушению пропорциональности $U_{\text{вых}} = k_{p1} \cdot n$, появлению зоны нечувствительности $(0 \div n_0)$. Коэффициент крутизны сохраняется k_{p1} .

 Реакция якоря снижает величину U_{вых} тем сильнее, чем меньше R_{нг}, сокращает зону линейной зависимости (n₅ ≤n₄), приводя к сложной зависимости. Крутизна характеристики уменьшается.

Высокочастотные составляющие напряжения.

Рассматриваемый тахогенератор по основному принципу работы относят к классу машин постоянного тока. Однако наряду с основным процессом происходят явления, приводящие к появлению ряда составляющих напряжения, зависимых от времени: высокочастотных, что для систем автоматики является нежелательно и с ними приходится бороться – подавлять.

Прежде всего, следует отметить поведение выходного напряжения, снимаемого с коллектора. В зависимости от сопротивления щетки с коллекторной пластиной напряжение $U_{\text{вых}}$ имеет наибольшую величину в момент времени t_1 . Но коллектор составлен из N_{κ} пластин, изолированных между собой, и в момент времени t_2 под щеткой оказываются две соседние пластины (закорочены секции) и $U_{\text{вых}}$ имеет минимальную величину. При движении якоря процесс изменения напряжения $U_{\text{вых}}$ повторяется. Частота пульсаций напряжения зависит от N_{κ} , скорости вращения $n: f_{nyn} = k_1 \cdot N_{\kappa} \cdot n$. Форма пульсирующего напряжения далеко не синусоида и k_f – коэффициент формы изменения напряжения. Частота пульсаций зависима от скорости.

При движении зубчатого якоря под полюсом изменяется число пазов: то четное, то нечетное, что приводит к пульсации магнитного основного потока от $\Phi_{0 \min}$ до $\Phi_{0 \max}$. Такая пульсация сказывается на величине напряжения $U_a \neq U_{a \min} \div U_{a \max}$. Частота пульсации составляющей напряжения f_z пропорциональна $f_z = n \cdot Z$ (Z– число пазов якоря).

Для устранения таких пульсаций делают скос зубцов якоря. Можно использовать и установку пазовых клиньев из магнитного материала.

Малейший эксцентриситет при установке якоря между полюсами приводит к неравномерному распределению магнитного поля под полюсами, что приводит к появлению составляющей напряжения имеющей частоту, пропорциональную *n*. Несоосность соединения вала тахогенератора и вала исследуемого также сопровождается нарушением распределения магнитного поля вдоль аксиальной длины активной зоны, что приводит к появлению составляющих напряжений повышенной частоты, зависящей от *n*.

Дополнительные высокочастотные колебания составляющих напряжения вызывают также колебания щеток при изгибе вала и эксцентричности коллектора.

Способы уменьшения погрешностей выходной характеристики

Причины, вызывающие основные погрешности выходной характеристики, были уже отмечены. Однако эти причины выделены в предположении, что основной магнитный поток Φ_0 за время действия тахогенератора остается постоянным. На это обстоятельство следует обратить внимание. Как было отмечено, ТГ бывают: 1) электромагнитного, 2) магнитоэлектрического, – исполнений.

При электромагнитном исполнении основной магнитный поток образует обмотка возбуждения с начальным холодным сопротивлением R_{80} зависящим от температуры t_0 . При подаче на обмотку возбуждения напряжения $U_{\rm B}$ ток возбуждения $i_{\rm BO} = U_{\rm B}/R_{\rm BO}$ и потери в обмотке возбуждения $p_{\rm BO} = U_{\rm B}^{2}/R_{\rm BO}$. Обмотка часть потерь передает в окружающую среду, другая часть их идет на нагрев обмотки до температуры t_1 градусов. Сопротивление ОВ возрастает $R_{et1} = R_{eo}[1 + \alpha(t_1 - t_0)], \alpha$ – температурный коэффициент увеличения сопротивления. Уменьшаются потери в обмотке возбуждения $p_{\text{вto}} = U_{\text{в}}^2 / R_{\text{вt}1} = U_{\text{в}}^2 / R_{\text{в0}} [1 + \alpha (t_1 - t_0)]$. Такой процесс изменения сопротивления R_{вt} перераспределения тепловых потоков, выделяемых в окружающую среду и идущих на нагрев обмотки и корпуса, продолжается некоторое время, до тех пор, пока не наступит тепловое равновесие. Температура OB стабилизируется, достигнув постоянной величины R_{вt} в течение интервала времени Δt . Длительность процесса достаточно большая по времени и зависит от многих факторов. За этот интервал времени *i*_{et} становится меньше *i*_{в0}. Соответственно изменяется величина магнитного потока от Φ_0 max до Φ_0 min. Изменение $\Delta \Phi_0 = \Phi_{0max} - \Phi_0$ min зависит от состояния магнитной цепи. Для ненасыщенной магнитной цепи $\Delta \Phi_0$ может быть большим, при насыщенной $\Delta \Phi_0$ составит малую величину. Это один из вариантов стабилизации магнитного потока Φ_0 .

Другой вариант – включение в обмотку возбуждения добавочного сопротивления $r_{\rm дб}$, чувствительного к изменению температуры обмотки, например, при повышении температуры величины $r_{\rm дб}$ снижалась. Такая мера позволяет стабилизировать ток $i_{\rm B}$ и, следовательно, поток Φ_0 .

2. В ТГ магнитоэлектрического исполнения используют постоянные магниты. Последние при нагреве машины теряют свои первоначальные свойства, а значит, как и в выше рассматренном варианте, основной магнитный поток не остается постоянным. С целью стабилизации основного магнитного потока между полюсами разной полярности устанавливают

магнитные шунты, чувствительные к температуре. При нагреве их магнитное сопротивление увеличивается. Магнитные потоки, проходящие по шунтам уменьшаются, компенсируя таким образом снижение основного потока в активной зоне, рис.8.2.

Причиной появления зоны нечувствительности выходной характеристики выступает щеточный контакт, обеспечивающий переход электриче-

ских величин от вращающегося коллектора на неподвижную щетку, а от неё на линию. Коллекторные пластины подвержены воздействию атмосферной среды, характеризуемой давлением, влажностью, содержанием агрессивных сред, которые могут быть различны на разных высотах.



Рис. 8.2

Эти атмосферные показатели способствуют развитию окислительных процессов на коллекторе. Щетки, находящиеся под давлением, при вращении коллектора истираются. Степень износа зависит от состава, механической прочности щетки. В переходном контакте протекают сложные электрохимические процессы.

Обозначенные условия работы щеточного контакта приводят к тому, что при работе ТГ возникает падение напряжения $\Delta U_{\rm m}$, зависящее от состава щеток, от степени чистоты поверхности коллектора. Подбирают марки щеток, имеющих наименьшее $\Delta U_{\rm m}$ (металлографитные имеют $\Delta U_{\rm m}$ до 0,1 В). Для очень точных систем применяют золочение поверхности коллекторных пластин.

Большое влияние на погрешности вносит ток обмотки якоря, зависящий от U_a и величины сопротивления $R_{\rm Hr}$ нагрузки. Рекомендуют выбирать $R_{\rm Hr}$ =10÷ 20 Ком. Что касается внутреннего устройства, то с целью уменьшения влияния реакции якоря воздушный зазор делают увеличенным.

Оценки погрешностей выходной характеристики ТГ Нелинейность выходной характеристики

Нелинейность выходной характеристики обусловлена: наличием зоны нечувствительности, высокой скоростью вращения якоря, приводящей к большому напряжению, а следовательно и I_a при постоянстве $R_{\rm HF}$. На рис. 8.3 приведена выходная характеристика реального ТГ, имеющего номинальное

выходное напряжение $U_{\text{вых } H} = U_{\text{ан}}$ при некотором сопротивлении нагрузки $R_{\text{нг}}$ и номинальной скорости вращения якоря $n_{\text{н}}$.

Характеристика имеет зону нечувствительности. В идеальном ТГ характеристика должна удовлетворять условию $U_{\text{вых}} = k \cdot n$, что соответствует прямой 2 (рис.8.1).

Наибольшее расхождение характеристик 1 и 2 наблюдается при скорости n_1 . За показатель нелинейности ΔL принимают отношение:

 $\Delta L = (U_{a1} - U_{aH}) / U_{aH} \cdot 100\% = (U_{a1} - kn_1) / U_{aH} \cdot 100\%.$



Несимметрия выходной характеристики

Такая оценка является достаточной в том случае, когда тахогенератор имеет лишь одно направление вращения. При изменении направления вращения оценка нелинейности выходной характеристики недостаточна.

Однонаправленность вращения, приводит к притиранию щеток в одном направлении. Изменение направления движения якоря (реверс) приводит к изменению площади соприкосновения щеток с коллектором. Под действием тангенциальной составляющей усилия трения щетки изменяет свое предыдущее угловое положение, что приводит к уменьшению



контактной площади и увеличению переходного её сопротивления и увеличения зоны нечувствительности (рис.8.1).

На рис.8.4 изображены выходные характеристики при различных направлениях вращения якоря (n+, n-) и соответствующие им зоны нечуствительности $(+n_0, -n_0)$. Выходные характеристики несимметричны. Для оценки нессиметрии $\Delta A(\%)$ при скоростях $+n_1$ и $-n_1$ ТГ определяют величины выходных напряжений $+U_{a1}$ и $-U_{a1}$ соответственно.

$$\Delta A = \frac{(+U_{a1}) - (-U_{a1})}{0.5[(+U_{a1}) + (U_{a1})} \cdot 100\%$$

Асимметрия выходной характеристики не должна превышать 1–3%.

Достоинства и недостатки тахогенераторов постоянного тока Достоинство ТГ постоянного тока составляют показатели:

1. Высокая крутизна выходной характеристики.

2. Возможность изменения крутизны выходной характеристики.

3. Большая выходная мощность.

4. Возможное отсутствие источников питания (ТГ магнитоэлектрической системы).

5. Малые габаритные размеры и вес.

8.1.2. Тахогенераторы переменного тока

Тахогенераторы, как было ранее представлено, относят к классу информационных машин. Такие устройства переменного тока, как и постоянного, должны выполнять основную свою функцию: выдавать выходное напряжение $U_{\rm вых}$ пропорциональное входной – скорости вращения, – подведенной к валу тахогенератора.

Тахогенераторы должны отвечать целому ряду требований, которые были представлены ранее. Известные машины переменного тока: синхронные и асинхронные, – могут выполнять функцию генерирования электрической энергии. От тахогенераторов не требуется получить электрическую энергию в больших количествах, но энергию они поставляют для обеспечения работы приборов в системах автоматики.

Одним из требований, предъявляемых к тахогенераторам, является малые габариты и вес. Такое требование могут обеспечить синхронные машины при замене обмотки возбуждения ротора постоянными магнитами. Выполнение основной функции $U_{\text{вых}} = k \cdot n_{\text{р}}$ связано с тем, что частота выходного напряжения также зависима от скорости вращения вала. Применение выпрямительных устройств снижает надежность работы. Существуют и недостатки технологического характера.

Наибольшее применение нашли асинхронные тахогенераторы (АТГ) с полым немагнитным ротором. Для питания обмотки возбуждения применяют напряжения повышенных частот f=400, 500, 1000 Гц и реже на 50 Гц. Использование напряжения повышенных частот позволяет снизить массогабаритные показатели, но появляются другие осложнения.

По конструкции АТГ имеет те же основные обмотки, что и АДП. Однако более жесткие требования к АТГ отражаются на конструкции. Принципиально АТГ имеет две обмотки: ОВ – обмотку возбуждения, и ОГ – обмотку генераторную. Магнитные оси обмоток должны иметь пространственный сдвиг 90 эл. градусов для сведения к минимуму электромагнитной связи между ними при неподвижном роторе.

Как и у АДП, тахогенератор имеет два статора: внешний и внутренний. Оба статора набираются из штампованных листов электротехнической стали толщиной 0,1 ÷ 0,5 мм.

В кольцевых листах внешнего статора на внутренней образующей штампуют пазы для последующей укладки секций обмотки. Листы вставляют в корпус. Кольцевые листы внутреннего статора на стороне внешней образующей также могут иметь пазы. Листы собираются на втулку и закрепляются. В пазы внутреннего статора закладываются секции обмотки. Втулка, несущая стальной пакет, соединяется с крышкой. Последняя сочленяется с корпусом.

В зависимости от класса точности АТГ обмотки ОВ и ОГ могут быть размещены: а) в пазах внешнего статора; б) ОВ в пазах внешнего статора, ОГ в пазах внутреннего статора; в) обе обмотки размещают в пазах внутреннего статора.

Ротор состоит из вала на котором прочно закреплен полый тонкостенный стакан. Материалом для него служит: фосфористая бронза, марганцовистая бронза и сплавы нейзильбер, манганин. Они обладают повышенным удельным сопротивлением при малом изменении его в зависимости от температуры.

Использование таких материалов в АТГ связано с выполнением требовании линейности выходной характеристики и её стабильности при значительном колебании температуры. В отличии от АДП такие материалы позволяют получить критическое скольжение $s_{\rm kp}$ до 5÷6.

Вся конструкция ТГ должна быть достаточно жесткой для обеспечения высоких стабильных характеристик. Поэтому конструкцию рассчитывают с учетом коэффициентов линейного и объемного расширения материалов.

Особые требования предъявляют к точности изготовления тонкостенного стакана (постоянство толщины стенок стакана, соосность его внешней и внутренней поверхностей) и расположению его между внешними и внутренними статорами (выдержка постоянства воздушных зазоров).

Тахогенераторы выполняют с числом полюсов $2p \ge 4$ как правило.

Работа асинхронного тахогенератора

Работу АТГ рассматривают в двух режимах: а) ротор не имеет вращения;

б) ротор приводят во вращение двигателем, присоединенным к валу.

На обмотку возбуждения включают напряжение $U_{\rm B}$ частотой f. Обмотка OB имеет число витков $W_{\rm B}$, выполнена распределенной с обмоточным коэффициентом для v=1 $k_{\rm ofl}$. Протекающий ток $I_{\rm B}$ по обмотке создаёт МДС $F_{\rm B}=I_{\rm B}\cdot W_{\rm B}\cdot k_{\rm ofm}$, которая, действуя на магнитную цепь, образует магнитный поток $\Phi_{\mu\sigma}$. Часть его сцепляется только с обмоткой возбуждения –





поток рассеяния $\Phi_{e\delta}$. Наибольшая часть потока через воздушный зазор δ_3 – эквивалентный $\Phi_{e\delta}$, проникает во внутренний статор, замыкаясь на противоположном полюсе внешнего статора. Магнитный поток $\Phi_{e\delta}$, изменяющийся во времени, индуцирует в каждом перпендикулярно расположенном к потоку условном контуре ротора ЭДС, e_{κ} . В этом контуре возникает ток i_{κ} , величина которого зависит от электрической проводимости материала полого стакана. Величина зазора $\delta_3 = 2 \delta_0 + \delta_{cT}$ достаточно велика, что позволяет не принимать во внимание магнитным потоком рассеяния, создаваемого токами i_{κ} контуров с токами i_{κ} образует результирующий магнитный поток роторного стакана Φ_{pc} , действующий противоположно $\Phi_{e\delta}$ – основному пульсирующему магнитному потоку. Проявляется трансформаторная связь ОВ и стакана ротора. Поток $\Phi_{e\delta}$ не сцепляется с обмоткой генераторной ОГ, имеющей число витков W_{Γ_3}

число пар полюсов p, и обмоточный коэффициент k_{001} в идеальном случае.

Технологически выполнить сдвиг магнитных осей обмоток ОВ и ОГ достаточно сложно, и в обмотке генераторной части магнитного потока $\Phi_{s\sigma}$ индуцирует ЭДС. Другая причина появления в ОГ ЭДС при очень медленном повороте ротора связана с неравномерной толщиной стенок стакана, рис. 8.6.



В зависимости от положения стакана ротора по отношению к потоку $\Phi_{\rm b\delta}$ воздействие потока от токов в стакане ротора изменяется. Результирующий поток возбуждения меняет свою величину и положение.

Результатом является появление в ОГ ЭДС, зависящая от угла поворота Ө ротора, рис. 8.7.



Колебания выходного напряжения составляет $U_{max}-U_{min} = 3\div7$ мВ. Среди других причин, вызывающих появление на ОГ, следует отметить наличие потоков рассеяния ОВ, воздействующих на ОГ при размещении их на внешнем статоре;

несимметрия магнитной цепи, вызванная технологией проката и штамповкой; при использовании АТГ на высокие частоты проявляются емкостные связи между обмотками.

Таким образом, режим работы при $n_p = 0$ служит для выявления погрешностей, вносимых конструкцией, технологией изготовления частей АТГ, несовершенством используемых материалов. С целью определения коэффициента трансформации k_{rp} проводят измерения сопротивлений при раздельном включении обмоток ОВ и ОГ и неподвижном роторе также, как этот эксперимент проводят для АДП.

При вращении ротора явления, происходящие в обмотке возбуждения и стакане ротора, сохраняются, но несколько усложняются.

Рассматривая влияние магнитного потока на обмотку ротора, следует обратить внимание на зависимость его.

Элементарный магнитный поток $d\Phi_{e\delta}$, действующий на элементарный перемещающийся проводник ротора, связан с магнитной индукцией $B_{o\delta}$, угловым перемещением $p \cdot \Theta_{r}$, временем t и площадью $d \, s_{np}$, которую охватит проводник ротора, перемещаясь из одного углового положения Θ_{r1} в другое Θ_{r2} .

Индукция в воздушном зазоре зависима также от этих координат $B_{o\delta}(\Theta_{r}, t)$. Полагая распределение индукции вдоль аксиальной длины l активной зоны воздушного зазора постоянной, а радиус расположения элементарного проводника от центра вращения R, элементарный магнитный поток, сцепленный с проводником, будет зависимость от координаты Θ_{r} и времени t:

$$d\Phi_{\scriptscriptstyle a\delta} = B_{\scriptscriptstyle B\delta}(\Theta_{\scriptscriptstyle \Gamma}, t) \cdot l \cdot d(\rho\Theta_{\scriptscriptstyle \Gamma}, R) = \rho \cdot l \cdot R \cdot B(\Theta_{\scriptscriptstyle \Gamma}, t) \cdot d\Theta_{\scriptscriptstyle \Gamma} \cdot dt$$

Поток $d\Phi_{\epsilon\delta}(\Theta_{\Gamma}, t)$ в проводнике индуктирует ЭДС

$$e_{np} = d\Phi_{e\delta}(\Theta_{\Gamma}, t)/dt = -\rho \cdot l \cdot R \cdot \left[\frac{dB_{e\delta}(\Theta_{\Gamma}, t)}{dt}\Theta_{e} + B_{e\delta}(\Theta_{\Gamma}, t)\frac{d\Theta_{\Gamma}}{dt}\right]$$

Производная $d\Theta_r/dt$ – есть угловая частота вращения проводника

$$\Omega_{\rm np} = d\Theta_{\rm r}/dt$$

Тогда ЭДС проводника $e_{np} = -C_E \left[\frac{dB_{B\delta}(\Theta_r, t)}{dt}\Theta_r + B_{B\delta}(\Theta_r, t)\Omega_{np}\right]$ представлена

двумя составляющими:

$$e_{np} = -C_E \frac{dB_{B\delta}(\Theta_r, t)}{dt} \Theta_r - \text{трансформаторная}$$
(8.5)

$$e_{np} = -C_E B_{\rm B\delta}(\Theta_{\rm r}, t)\Omega_{np}] - вращения.$$
(8.6)

где *C*_E – конструктивная постоянная стакана ротора.

Отдельно условно выделенный проводник стакана ротора не изолирован от соседних таких же проводников и лишь те из них, которые имеют равные по величине мгновенные, но противоположно направленные ЭДС, могут образовать короткозамкнутые контуры с протекающими по ним токами i_{κ} .

На рис.8.8 показан поперечный разрез роторного стакана с выделенными элементарными проводниками 1, 2, 3, 4, которые имеют в момент времени *t* равные углы смещения Θ от оси магнитного потока $\Phi_{\rm B\delta}$ ($\Theta_1=\Theta_2$, $\Theta_3=\Theta_4$). Проводники 1, 2, 3, 4 через торцевые части стакана образуют замкнутые контуры, плоскости которых расположены перпендикулярно к изменяющемуся во времени потоку $\Phi_{\rm B\delta}$ (*t*).

В этих контурах трансформируется ЭДС, которая в силу замкнутости контуров, образует токи в них. Направление ЭДС



трансформаторной и токов совпадают и показано внутри проводников, рис. 8.8. Таких контуров в стакане ротора содержится огромное количество. В совокупности эти контуры образуют магнитный поток реакции $\Phi_{\rm B\delta}$ от

трансформаторной ЭДС и токов, направленных противоположно магнитному потоку $\Phi_{\rm B\delta}$ (оба потока действуют вдоль оси *d*).

Эти же проводники движутся вместе со стаканом с задаваемой скоростью (частой вращения Ω_p), на рис. 8.8 в магнитном потоке. От частоты вращения в них наводятся также ЭДС вращения, направление которой определяют по правилу правой руки. Проводники 1 и 2 имеют ЭДС вращения одного направления и равных величин, а проводники 3 и 4 имеют противоположное направление ЭДС, но таких же величин, что и проводники 1, 2. Разнопотенциальные проводники соединяются через торцевые части стакана, образуя короткозамкнутые контуры 1, 4 и 2, 3. Под действием существующих в контурах ЭДС вращения, возникают токи в них. В проводниках токи имеют такое направление, как и ЭДС вращения. Создаваемый совокупностью таких контуров с токами результирующий магнитный поток Φ_{pq} , направленный по оси "q", сдвинутой от оси "d" на 90 эл. градусов, сцепляется с генераторной обмоткой. Такой магнитный поток зависит и от скорости вращения стакана ротора и от частоты напряжения обмотки возбуждения. В ОВ создается ЭДС частотой f и зависящая от частоты вращения $\Omega_{\rm p}$.

Наличие магнитных потоков, замыкающихся по магнитной системе АТГ, приводит к их взаимодействию, к существованию потерь в стали магнитопроводов. Реальное действие магнитных потоков не принимают во внимание, рассматривая физико-математическую модель АТГ.

Уравнение выходной характеристики АТГ

Выходная характеристика отражает зависимость напряжения, образующегося на ОГ при различных скоростях вращения ротора и влияние на него различного вида нагрузочных сопротивлений. В теории полагают, что протекающие электрические явления синусоидальны, магнитная цепь не имеет насыщения, температурные режимы стабилизированы.

В простейшем случае, используя комплексный метод и принимая во внимание выполнение основного требования к выходной характеристике $U_r = k \cdot n_p$, составить представление об изменении U_r при разомкнутой ОГ ($I_r = 0$) и замыкании её на сопротивление нагрузки Z_{Hr} . Сама обмотка "Г" имеет сопротивление комплексное $Z_r = r_r + j x_r$.

При холостом ходе в обмотке индуктирована ЭДС E_r , зависящая от скорости ротора n_p линейно. Включение сопротивления $Z_{\rm Hr}$ в цепь ОГ приводит к появлению тока I_r .

Уравнения напряжения имеют вид:

$$U_{\Gamma} = E_{\Gamma} - I_{\Gamma} \cdot Z_{\Gamma}, \quad U_{\Gamma} = I_{\Gamma} \cdot Z_{H\Gamma}.$$

Тогда ток цепи ОГ зависит: $I_{\Gamma} = E_{\Gamma}/(Z_{\Gamma} + Z_{H\Gamma})$.

Принимая во внимание эти соотношения, можно получить зависимость напряжения:

$$U_{\Gamma} = E_{\Gamma} \left(1 - \frac{Z_{H\Gamma}}{Z_{\Gamma} + Z_{H\Gamma}}\right).$$

Учитывая, что $Z_{\Gamma} = r_{\Gamma} + j x_{\Gamma}$ и $Z_{H} = r_{\Gamma H} \pm j x_{\Gamma H}$, несложно получить, что соотношение сопротивлений влияет на напряжение U_{Γ} :

$$\frac{Z_{_{\rm H\Gamma}}}{Z_{_{\Gamma}} + Z_{_{\rm H\Gamma}}} = \frac{r_{_{\rm H\Gamma}} \pm j \cdot x_{_{\rm H\Gamma}}}{(r_{_{\Gamma}} + r_{_{\rm H\Gamma}}) + j \cdot (x_{_{\Gamma}} \pm x_{_{\rm H\Gamma}})} = \frac{(r_{_{\rm H\Gamma}} \pm j \cdot x_{_{\rm H\Gamma}})[(r_{_{\Gamma}} + r_{_{\rm H\Gamma}}) - j \cdot (x_{_{\Gamma}} \pm x_{_{\rm H\Gamma}})]}{(r_{_{\Gamma}} + r_{_{\rm H\Gamma}})^2 + (x_{_{\Gamma}} \pm x_{_{\rm H\Gamma}})^2}$$

Однако такой подход свидетельствует только о том, что напряжение $U_{\rm r}$ не может сохраняться постоянным всегда, поскольку зависят от скорости $E_{\rm r}$ и все параметры. Поэтому для описания выходной характеристики используют метод симметричных составляющих.

Основные обмотки АТГ различны по количеству витков. Могут быть разными и обмоточные коэффициенты k_{ofg} , k_{off} . В остальном АТГ очень подобен АУД при анализе работы АТГ, с некоторыми изменениями. Прежде всего это касается обмоток. Рассматривая АТГ, за базисную обмотку следует принять ОВ поскольку имеет постоянное напряжение $U_{\rm B}$.

Коэффициент трансформации рассматривают также относительно обмотки OB: $k_{\rm Tp} = (W_{\rm r} \cdot k_{\rm ofr}) / (W_{\rm B} \cdot k_{\rm ofb})$.

Поскольку АТГ работает с разными скоростями n_p , то удобно заменить безразмерный параметр *s* – скольжение, отражающий изменение разности скоростей вращения ротора и синхронной скорости вращения n_c магнитного поля прямого вращения, на параметр непосредственно отражающий относительную скорость ротора в сравнении с n_c : $v = n_p / n_c$.

Тогда следует заменить в имеющихся формулах для Z_1 , Z_2 (сопротивления прямой и обратной последовательностей обмоток) *s*- на 1-v, 2-*s* – на 1+v. От величин этих зависят активные сопротивления ротора, приведенные к обмоткам:

 $r_{\rm py}/s$ – для АУД, $r_{\rm pb}/(1-v)$ – для АТГ прямой последовательности;

 $r_{\rm py}/(2-s)$ – для АУД; $r_{\rm pb}/(1+v)$ – для АТГ в схеме замещения обратной последовательности.

Под Z_{r1} следует использовать $Z_{r1} = k_{rp}^2 \cdot Z_{B1} + Z_{Hr} = Z_{r1_{Hr}}$ Аналогично $Z_{r2} = k_{rp}^2 \cdot Z_{B1} + Z_{Hr} = Z_{r2_{Hr}}$ Токи обмоток представляют суммами

$$I_{\rm B} = I_{\rm B1} + I_{\rm B2}, \ I_{\rm \Gamma} = I_{\rm \Gamma1} + I_{\rm \Gamma2}.$$

Составляющие токов связывают соотношениями:

$$I_{\Gamma 1} = j \cdot I_{B1} / k_{Tp}, \quad I_{\Gamma 2} = -I_{B2} / k_{Tp}.$$

Решения для токов обмотки возбуждения: прямой последовательности $I_{B1} = U_B \cdot \frac{Z_{r2}}{Z_{r1} \cdot Z_{B2} + Z_{B1}Z_{r2}};$ обратной последовательности $I_{B2} = U_B \cdot \frac{Z_{r1}}{Z_{r1} \cdot Z_{B2} + Z_{B1}Z_{r2}}.$ Напряжение генераторной обмотки $U_r = I_r \cdot Z_{Hr}.$

Используя выражения для составляющих токов I_{B1} , I_{B2} и связи их с составляющими токов I_{r1} и I_{r2} , напряжение генераторной обмотки имеет выражение:

$$U_{\rm r} = j U_{\rm B} k_{\rm rp} \frac{(Z_{\rm B2} - Z_{\rm B1}) Z_{\rm Hr}}{2k_{\rm rp}^2 Z_{\rm B1} Z_{\rm B2} + Z_{\rm Hr} (Z_{\rm B2} + Z_{\rm B1})}$$
(8.7)

Полученное выражение U_r позволяет получить сведения о зависимости от скорости v и происходящих фазовых изменениях только при проведении расчетов для конкретных параметров АТГ. Последующие исследования позволили получить выражение, отражающее в явном виде зависимость от относительной скорости v:

$$\dot{U}_{\rm r} = -j_{\rm B}k_{\rm TP} \dot{U}_{\rm B} \frac{v}{\dot{A} - v^2 \dot{B}}$$
(8.8)

Входящие в (8.8) комплексные коэффициенты A u B, представляют сложные зависимости от комплексных сопротивлений обмотки "В" статора и ротора $r_{\rm pB}$, комплексного сопротивления нагрузки $Z_{\rm Hr}$:

$$\dot{A} = \frac{k_{\rm rp}^2}{Z_{\rm Hr}} \left(\frac{Z_{BC}^2 \dot{C}}{r_{\rm pB}} + 2 \cdot Z_{BC} \dot{C} + r_{\rm pB} \right) + \frac{Z_{BC} \dot{C}}{r_{\rm pB}} \dot{B} = \frac{k_{\rm rp}^2}{Z_{\rm Hr}} \cdot \frac{Z_{BC}^2}{r_{\rm pB}} + \frac{Z_{BC}}{r_{\rm pB}}; \dot{C} = (Z_{\rm mB} + r_{\rm pB}) / Z_{\rm mB}$$
(8.9)

Коэффициент \dot{A} отражает влияние $Z_{\rm HF}$, но независим от скорости. Входящий в (8.9) коэффициент \dot{B} связан с относительной скоростью v^2 , и при малых величинах v ($v < 0,25 \div 0,3$) произведение $v^2 \cdot \dot{B}$ оказывает несущественное влияние на характеристику. Пренебрегая произведением $v^2 \cdot \dot{B}$ получают идеализированную характеристику $U_{\rm r} = f(v)$ при $Z_{\rm HF} = \infty$. Введение нагрузочного сопротивления $Z_{\rm HF}$ приводит к изменению $U_{\rm r}$ и появлению фазового сдвига. Для оценки отклонения величин при $v = v_{\rm H}$ (номинальной относительной скорости) напряжения $U_{\rm rh}$ от идеального $U_{\rm ru}$ рассматривают амплитудную погрешность $\Delta U(\%) = \frac{U_{\rm ru} - U_{\rm rp}}{U_{\rm rh}}$ 100; где $U_{\rm rp}$ – величина реального

напряжения ОГ (рис. 8.9), а также фазовую погрешность $\Delta \phi$ – отклонение фазы выходного напряжения U_{Γ} от фазы напряжения, принятого за базовое, рис. 8.10.







На рис.8.9 приведены характеристики выходного напряжения (1– идеального и 2– реального), а также фазовые углы: – идеального АТГ (3) и реального (4) при некотором $Z_{\rm HF}$.

Амплитудная погрешность является показателем точности АТГ и его применимости в тех или иных устройствах. При ΔU =0,05÷0,1% тахогенератор относят к классу высокой точности, для следящих систем используют АТГ, имеющие $\Delta U_{\rm F}$ =0,2÷ 2,5% – более низкого класса.

Тахогенераторы отличаются и по крутизне выходной характеристики $k = \Delta U_{\rm r} / \Delta n$ (В/об/мин). Крутизна у АТГ высокой точности составляет $k=1\div 3 \frac{MB}{o \delta / Mu H}$. Тахогенераторы следящих систем имеют $k=6\div 10 \frac{MB}{o \delta / Mu H}$.

Погрешности асинхронного тахогенератора

Некоторые погрешности, существующие у изготовленного АТГ, были рассмотрены ранее. Здесь следует обратить внимание на коэффициенты \dot{A} , \ddot{B} , входящие в (8.) и $v^2 \cdot \dot{B}$.

В состав этих коэффициентов входят сопротивления $Z_{BC} = r_{BC} + jx_{BC}$. Активное сопротивление OB находится под действием тока I_B , что приводит к нагреву обмотки, постепенному росту его величины во времени. Другой причиной является размещение проводников с токами в пазах, что приводит к повышению x_{BC} от магнитных потоков рассеяния, если использовать пазы такие же, как у АУД: узкие и глубокие. Для снижения величины x_{BC} (проводимости потоком рассеяния) пазы делают широкими (e_{II}) и небольшой высоты (h_{II}) так, что $e_{III} > h_{III}$.

Снижение сопротивления $r_{\rm BC}$ достигают за счет увеличения площади поперечного сечения проводника $q_{\rm np}$.

Площадь паза зависит $S_n = \frac{2W_{BC}}{Z_{BC}} q_{np} k_{3n}$, где k_{3n} – коэффициент заполнения паза проводниками, Z_{BC} – число пазов занятые OB. На погрешность оказывает влияние и сопротивление r_{pB} . Как уже было отмечено ранее, стакан ротора изготавливают из материалов с высоким удельным сопротивление и высокой стабильностью его по нагреву.

Снижение погрешности АТГ достигают при использовании повышенной частоты f. Так, если для номинальной скорости ротора принята $n_{\rm ph}$ =2400 об/мин, то при частотах f_1 =50 Гц и f_2 =400 Гц при равных числах p относительные скорости ротора

$$v_{p1} = \frac{2400p}{60 \cdot 50} = 0.8p, \ v_{p2} = \frac{2400p}{60 \cdot 400} = 0.01p.$$

Тогда v_p^2 будет v_p^2 =0,64 *p*, v_p^2 =0,01 *p*. Переход на повышенную частоту позволяет снизить величину произведения $v_p^2 B$ в 64 раза.

Рассматривая принцип работы АТГ, было выделено два отдельных магнитных потока $\dot{\Phi}_{B\delta}$ и $\dot{\Phi}_{pq}$. Созданных обмоткой возбуждения и обмоткой ротора. Кроме них при включении сопротивления нагрузки на генераторную обмотку возникающий ток создает также магнитный поток $\dot{\Phi}_{r}$.

Результирующий магнитный поток $\dot{\Phi}_{\delta} = \dot{\Phi}_{\delta\delta} + \dot{\Phi}_{pq} + \dot{\Phi}_{r}$ изменяет свое положение по отношению к генераторной обмотке и приводит к изменению ЭДС генераторной обмотки. Следует помнить, что магнитные потоки вызывают и потери в стали, не учитываемые при теоретическом анализе выходного напряжения.

Влияние характера сопротивлений нагрузки

Рассматривают влияние $Z_{\rm Hr}$ на действующее значение выходного напряжения $U_{\rm r}$ в зависимости от скорости $v_{\rm p}$ с целью выделения скорости при допустимой амплитудной погрешности, рис. 8.11.

На рисунке представлено напряжение $U_{\rm r}$ при постоянстве напряжения $U_{\rm B}$ и частоты $U_{\rm B}$ от относительной скорости:

1 – идеальная характеристика,

2 – при разомкнутой ОГ;

- 3 активное сопротивление нагрузки (постоянное);
- 4-активно-индуктивное сопротивление

 $Z_{\rm HF} = R_{\rm HF} + j \cdot x;$

$$v_r$$

Рис. 8.11

5 – активно-емкостное сопротивление $Z_{\rm HF} = R - j \cdot x_c$.

Сопротивления нагрузки равны по модулю и постоянны.

Рис.8.12. представляет поведение напряжения генераторной обмотки для постоянной скорости v_p и изменении сопротивлений |Z_{нг}| по величине, но разного характера.

 $1 - Z_{\rm HF} = R_{\rm HF}$ (активная),

 $2 - Z_{\rm HT} = R_{\rm HT} + j x_{\rm HT}$ (активно-индуктивная),

 $3 - Z_{\rm HF} = -j x_{\rm cHF}$ (емкостная),

 $4 - Z_{\rm HF} = R_{\rm HF} - jx_{\rm CHF}$ (активно-емкостная).

 $U_{\rm ro}$ – напряжение холостого хода для $v_{\rm p}$ – постоянной.



Рис. 8.12



Рис. 8.13 демонстрирует влияние $Z_{\rm Hr}$ разного характера на фазовый угол Ψ. Скорость v_p постоянна.

1 – активная нагрузка,

- 2 емкостная нагрузка,
- 3 индуктивная нагрузка.

Рис. 8.13

8.2. Датчики ускорения

При работе механизмов большой мощности, развивающие большую скорость и представляющие опасность для человека, требуется контроль частоты вращения. С этой целью используют тахогенераторы, дающие сигнал на соответствующий измерительный прибор. Контролирующий показания прибора человек в случае превышения опасного предела скорости не сможет за очень короткое время принять соответствующие действия по предупреждению возникающей опасности разрушения механизма.

В этом случае для слежения за изменением скорости ставят специальные датчики, включаемые в автоматическую систему обеспечения безаварийной работы механизма. В качестве таких датчиков используют тахогенераторы переменного и постоянного токов, включаемые по специальным схемам.

Датчики должны давать сигнал только на изменение скорости во времени, а это есть ускорение. Причиной изменения скорости является разность моментов: движущего $M_{\rm dB}$ и сопротивления $M_{\rm c}$: $\Delta M = M_{\rm dB} - M_{\rm c}$. При равенстве $M_{\rm IB} = M_{\rm c}$ разность $\Delta M = 0$.



Опасность представляет резкое снижение $M_{\rm c}$, что приводит к нарушению баланса и $|\Delta M|$ возрастает. Мгновенно $M_{\rm IB}$ невозможно снизить по ряду причин, в том числе из-за наличия инерции вращающихся масс. Изменение ΔM протекает во времени. За этот интервал времени скорость успевает изменить свою величину от $n_{\text{нач}}$ – начальной, до $n_{\text{нб}}$ – наибольшей $n_{\text{нб}} > n_{\text{нач}}$, рис.8.14.

$\Delta M = J \cdot \mathrm{d}\Omega/\mathrm{d}t.$

Зная момент инерции вращающихся масс J, можно судить и об изменении избыточного момента ΔM .

Скорость вращения изменяется во времени по сложным законам (рис. 8.15): будь то возрастание ΔM или уменьшение ΔM .



Рис. 8.15

8.2.1. АТГ в качестве датчика ускорений

Основное назначение АТГ обеспечить пропорциональность $U_{\text{вых}}=k\Omega d\theta/dt$, где θ – угол поворота ротора за интервал времени Δt . При измерении изменения скорости необходимо, чтобы тахогенератор обеспечивал выходное напряжение $U'_{\text{вых}} = k_2 d\Omega/dt = k_2 \cdot \varepsilon$, где ε – ускорение. Для достижения этой цели на обмотку возбуждения ОВ подключают

постоянное напряжение $U_{\rm B}$, рис.8.16. Протекающий по ОВ постоянный ток $i_{\rm B}$ создает постоянный магнитный поток в воздушном зазоре $\Phi_{6\delta}$, направленный вдоль оси "d". Движение ротора с постоянной скоростью $\Omega_{\rm p}$ приводит к образованию ЭДС вращения $e_{\rm Bp}$ в элементарных проводниках стакана ротора, пропорциональную $\Phi_{6\delta}$ и $\Omega_{\rm p}$. Проводники, замкнутые по торцевым частям стакана,



Рис. 8.16

образуют короткозамкнутые контуры, в которых возникают токи $i_{\rm kp}$. Совокупное действие этих токов создает магнитный поток Φ_{pq} , направленный по оси "q". Обмотка генераторная с числом витков W_{Γ} и обмоточным коэффициентом $k_{\rm off}$ имеет потокосцепление $\Phi_{pq} \cdot W_{\Gamma} \cdot k_{\rm off} = \psi_{\rm pr}$.

При постоянной частоте вращения Ω_p в контурах проводников ротора ЭДС $e_{\rm pb}$ постоянна во времени, токи постоянны. Неизменен во времени и

магнитный поток Φ_{pq} , а следовательно, и потокосцепление ψ_{pr} независимо от времени. В ОГ не создается ЭДС E_r .

При изменении скорости в течение некоторого промежутка времени её зависимость от времени носит пропорциональный характер, рис. 8.17.



При сохранении постоянства $i_{\rm B}$ и потока $\Phi_{e\delta}$ изменение частоты вращения ротора $\Omega_p(t) = \Omega_0 + \frac{\Delta \Omega_p}{\Delta t} \cdot (t_0 - t_1)$ приводит к изменению величины ЭДС проводников ротора $e_{\rm pB}(t)$, токов $i_{\rm Kp}(t)$ и магнитного потока $\Phi_{pq}(t)$ и, следовательно, $\psi_{\rm pr}(t)$, сцепленного с генераторной с обмоткой, наводя в ней ЭДС :

$$e_{\rm r} = -d\psi_{\rm pr}(t)/dt = -d\{C_p \cdot \Phi_{pqo}[\Omega_0 + \frac{\Delta\Omega_p}{\Delta t} \cdot (t_2 - t_1)] \cdot W_p \cdot k_{\rm obr}\}/dt$$

Здесь С_р-конструктивная постоянная по ротору.

$$e_{\rm r} = -W_p \cdot k_{\rm ofr} C_p \cdot \Phi_{pqo} \frac{d}{dt} \left[\frac{\Delta \Omega_p}{\Delta t} \cdot (t_2 - t_1) \right] \cdot$$

Отношение $\Delta \Omega_{\rm p} / \Delta t$ – называют угловым ускорением.

Следует заметить, что нарушение линейной зависимости $\Delta \Omega_p$ во времени приводит к уменьшению ЭДС e_r , которая становится сложной функцией времени $e_r(t)$.

Полученный сигнал ($e_{r}(t)$) с генераторной обмотки необходимо анализировать по амплитудно-частотной характеристике.

8.2.2. Датчики ускорения на базе тахогенератора постоянного тока (ТГПт)

В качестве датчика углового ускорения используют машину постоянного тока (тахогенератор) с постоянными магнитами (магнитоэлектрического типа).

Вал тахогенератора соединяют с валом контролируемой машины. Обмотку якоря соединяют с последовательно включенными конденсатором С и сопротивлением R. Контролируемое напряжение снимают $U_{\rm вых}$ на сопротивление R, рис.8.18.

При постоянстве частоты вращения якоря Ω_a в обмотке якоря создается $E_{a1} = C_E \cdot \Phi_\delta \cdot n_{p1}$ – постоянной величины. Наличие конденсатора в цепи якоря препятствует протеканию постоянного тока, и падения

напряжения на сопротивлении R нет $(U_{\text{вытьх}}=0)$. За время работы с постоянной скоростью n_{p} конденсатор несет некоторый заряд $q_{\text{исх}}$ – исходный. Изменение частоты вращения Ω_{p} механизма (и якоря Ω_{p} в том числе) в течение времени до установления новой величины Ω имеет сложный вид, рис. 8.18. В каждый момент времени крутизна такой характеристики ($k_{\Omega}=d\Omega/dt$) на большем интервале времени непостоянна. Чем ближе Ω к величине установившейся Ω_{y} , тем меньше



Рис. 8.18

крутизна. Поэтому более достоверную информацию датчик выдает на начальном интервале времени, где крутизна достаточно велика и мало меняется ($k_{\Omega} \approx \Delta \Omega/dt$).

При значении частоты вращения $\Omega_2 = k_{\Omega} \cdot \Delta t$ ЭДС якоря изменяются до величины $E_{a2} = C_E \Phi_{\delta} n_{p2}$, что приводит к изменению заряда конденсатора q_2 за интервал времени Δt .

Изменение заряда во времени $(q_2 - q_{\text{исх}})/\Delta t$ отождествляется с током в цепи якорной обмотки $i_a = i_c = i_R$. Ток i_R , проходя через сопротивление R, создает падение напряжения $U_R = i_R R = U_{6blx}$. Связь тока с величиной ёмкости С:

$$i_R = C \frac{dU_c}{dt} \tag{8.10}$$

Для упрощения задачи не принимая во внимание процессов, которые происходят в самом якоре, в момент времени *t* существует равновесие

$$U_a(t) = U_c(t) + U_e(t).$$

Уравнение следует разрешить относительно $U_c(t)$:

$$U_c(t) = U_a(t) - U_e(t).$$

Дифференцирование по *t* дает:

$$\frac{dU_{c}(t)}{dt} = \frac{dU_{a}(t)}{dt} - \frac{dU_{B}(t)}{dt},$$
учитывая (8.10)

$$\frac{i_R(t)}{C} = \frac{dU_a(t)}{dt} - \frac{dU_R(t)}{dt}$$
 или $i_R(t) = C \frac{dU_a(t)}{dt} - C \frac{dU_R(t)}{dt}$

Умножив последнее равенство на *R*, получают

$$i_{R}(t) \cdot R = R \cdot C \cdot \frac{dU_{a}(t)}{dt} - RC \frac{dU_{2}(t)}{dt}$$

Учитывая, что $i_R(t)R = U_R(t)$ и $U_a(t) \approx e_a(t) = k_\Omega \Omega_p(t)$,

$$U_{R}(t) = CRk_{\Omega} \cdot \frac{d\Omega_{P}(t)}{dt} - CR \cdot \frac{dU_{R}(t)}{dt} = CRk_{\Omega}\varepsilon - CR\frac{dU_{R}(t)}{dt}.$$
(8.11)

Таким образом, напряжение $U_R(t)$ (на сопротивлении R) с некоторой погрешностью $\Delta = CRdU_R(t)/dt$ является отражением ускорения ε . Произведение CR = T – постоянная цепь.

Уравнение (8.11) можно записать в виде

$$\frac{dU_{R}(t)}{dt} + \frac{1}{T}U_{R}(t) = k_{\Omega}\varepsilon$$
(8.12)

Поскольку крутизна k_{Ω} на начальном участке изменения Ω (*t*) постоянна, то можно найти решение уравнения (8.11) интегрированием.

$$U_{R}(t) = C \cdot R \cdot k_{\Omega} \cdot \varepsilon \cdot (1 - e^{-t/T}) = U_{R}^{\prime} (1 - e^{-t/T})$$
(8.13)

 $U'_{R} \cdot CR \cdot k_{\Omega} \cdot \varepsilon$ – условное напряжение пропорциональное ускорению ε . Оно отлично от $U_{R}(t)$ на некоторую величину $\delta \cdot U_{R}(t)$.

$$\delta U_R(t) = \frac{U_R'(t) - U_R(t)}{U_R'(t)} = 1 - \frac{U_R'(t)(1 - e^{-t/T})}{U_R'(t)} = e^{-t/T}$$

Задавая время *t* в долях *T*, можно проследить поведение погрешности $\delta U_R(t)$, табл.8.1.

Таблица 8.1.

t	<i>T</i> /2	Т	3 <i>T</i> /2	2T	3 <i>T</i>	3,5 T	4T
$\delta U_R(t)$	0,6025	0,3679	0,2231	0,1353	0,0408	0,03197	0,0183

Приведенные результаты в табл.8.1 показывают, что уже при t = 3Tc погрешность составляет не более 5 %, а при t = 4Tc – не более 2%.

На погрешность существенное влияние оказывает постоянная времени T = RC. Она же связана с выходным напряжением $U_R(t)$ пропорционально. Сколько составит T, если задать

1) $R = 10^4$ Ом, C = 20 мкф $= 20 \cdot 10^{-6}$ ф, $T = 10^4 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 20 \cdot 10^{-2} c = 0.2 c;$ 2) $R = 10^3$ Ом, C = 0.2 мкф $= 0.2 \cdot 10^{-6}$ ф, $T = 10^3 \cdot 0.2 \cdot 10^{-6} = 0.20 \cdot 10^{-3} c = 0.2$ млс. Обратив внимание на (8.13), следует вывод о зависимости от k_{Ω} (крутизны) и *T*: чем меньше *T*, тем меньше величина U_R (*t*) (что не положительно), но погрешность снижается (это положительно).

Поэтому следует искать оптимальное соотношение при выборе C и R.

8.3. Сельсины

Общие сведения

В различных системах автоматического управления и регулирования, а также в следящих системах используют индукционные системы синхронной связи. Последние могут представлять совокупность устройств, служащих для измерения или передачи на расстояние угловых перемещений двух или более валов, не связанных механически между собой.

Применяемые в индукционных системах для этих целей электрические машины переменного тока называют сельсинами. Одна из машин служит датчиком, который преобразует угловое перемещение в электрическое напряжение, приложенное к проводной линии связи, соединенной с другой электрической машиной такой же конструкции – приемником. Один датчик может соединяться с несколькими приемниками.

Основными показателями, характеризующими свойства индукционных систем синхронной связи, являются: питание от сети переменного тока постоянной частоты и самосинхронизация в пределах одного оборота вала.

К достоинствам таких систем следует отнести: 1) отсутствие искровой коммутации при работе системы, 2) высокую точность (ошибка не выше 2,5° для машин низкого класса), 3) плавность отработки приемником поворота датчика, 4) использование датчиков и приемников бесконтактного типа, 5) однотипность датчиков и приемников.

Сельсины могут быть однофазными и трехфазными в зависимости от того, на какую линию включают обмотку возбуждения (двухпроводная линия – однофазный сельсин, трехпроводная линия – трехфазный). Трехфазные сельсины используют при необходимости получить относительно большие моменты. Конструктивно их выполняют как обычные трехфазные асинхронные двигатели с фазной обмоткой ротора.

С целью ознакомления предлагается экспериментально исследовать основные режимы работы однофазных сельсинов.

Конструкции

Однофазные сельсины имеют две обмотки, отличающиеся по своему назначению: возбуждения (однофазная) и синхронизации, состоящая из трех обмоток, магнитные оси которых смещены на 120° в пространстве, и соединенных «звездой». Требование самосинхронизации в пределах одного оборота выполнимо только при числе пар полюсов *p* =1.

По конструктивному выполнению сельсины также, как и синхронные машины, могут быть явнополюсными или неявнополюсными по признаку размещения обмотки возбуждения :концентрическая – сосредоточенная на полюсном выступе, (рис.8.19) – распределенная по пазам, (рис8.20).

Обмотка возбуждения может быть расположена на статоре (рис.8.19.а) или на роторе (рис.8.19.б). В последней конструкции концы обмотки возбуждения выводятся на два контактных кольца, находящихся на валу, к которым через щетки подключают переменное напряжение.

Обмотки синхронизации размещают в пазах стороны, противоположной обмотке возбуждения. Пазы выполняют либо на статоре, либо на роторе (рис.8.19). При размещении обмоток синхронизации на роторе концы их подключают к трем кольцам на валу и через щетки соединяют проводами с аналогичными обмотками другого сельсина.

Названные конструкции сельсинов имеют недостатки, вызванные наличием щеточного контакта, который вносит элемент ненадежности в работу и погрешности. В этом отношении сельсины бесконтактные имеют преимущество (рис.8.21).

Для испытаний предлагаются сельсины явнополюсной конструкции с расположением обмотки возбуждения на статоре и обмоток синхронизации на роторе (рис. 8.19.а).

Сельсин датчик (Д) всегда соединен механически с устройством, задающим угловое перемещение. Сельсин приемник (П) получает электрический сигнал от датчика, и ротор его должен совершить такое же угловое перемещение, как и датчик, имея на валу малый момент сопротивления – режим индикации. Другой возможный режим приемника – трансформаторный: ротор остается в неподвижном состоянии, а на обмотке возбуждения создается напряжение, зависимое от угла поворота датчика.



Рис. 8.19. Конструктивные формы выполнения явнополюсных сельсинов:

a – на статоре; δ – на роторе.



Рис. 8.20. Конструктивная форма выполнения неявнополюсного сельсинов: *1* – ротор; *2* – статор.



Рис. 8.21. Принципиальная конструкция бесконтактного сельсина: *1* – внешний магниторовод; *2* – тормоз; *3*– ротор; *4*– тороидальная обмотка возбуждения; *5* – статор.

8.3.1. Работа сельсинов в индикаторном режиме

Обмотки возбуждения сельсинов (датчика и приемника) включают на линию переменного синусоидального напряжения *U* постоянной частоты *f*. Протекающий по обмоткам синусоидальный ток создает МДС возбуждения:

$$F_{\theta} = I_m \frac{W_{\theta}}{p} \sin(\varpi t - \varphi_{\theta i}),$$

где $W_{\rm B}$ – число витков обмотки возбуждения, p – число пар полюсов, ω – круговая частота, $\omega = 2\pi f$, $\varphi_{\rm Bi}$ – фазовый угол смещения тока возбуждения, относительно напряжения.

Наличие $F_{\rm B}$ вызывает пульсирующий магнитный поток $\Phi_{\rm B}$ рис. 8.22. Рассматривая принцип работы сельсинов, достаточно ограничиться учетом только первой гармоники пространственного распределения $F_{\rm B1}$ (рис.8.22) и созданным ею магнитным потоком $\Phi_{\rm B}$ при проводимости магнитному потоку Λ_{δ} :

$$F_{B1} = I_m \frac{W_e}{p} \kappa_{o\delta 1} \sin(\omega t - \varphi_i) \sin(\frac{2\pi x_{\Gamma}}{T_e}) = F_{me1} \sin(\omega t - \varphi_i) \sin(\frac{2\pi x_{\Gamma}}{T_e}) = \Phi_{me1} \sin(\omega t - \varphi_{ei}) \sin(\frac{2\pi x_{\Gamma}}{T_e}) = \Phi_{me1} \sin((\omega t - \varphi_{ei})).$$

Здесь x_{r} – геометрическая координата вдоль окружности по внутренней расточке статора. За начало отсчета x_{r} принята точка, совпадающая с осью межполюсного пространства "*q*" статора, рис.8.22.



Рис. 8.22 Потоки возбуждения явнополюсного сельсина: 1– в статоре; 2– в роторе; 3– контур обмотки ротора.



Рис. 8.23. Распределение М.Д.С. обмотки возбуждения вдоль пространственной координаты *x*_r у поверхности полюсов статора: 1– трапециевидное; 2– первой гармоники; 3– контур обмотки ротора.

Магнитный поток Ф_{в1} взаимодействует с симметричными обмотками синхронизации ротора. Полагая, что магнитная ось первой обмотки ротора

сельсина датчика (A_{d}) смещена относительно магнитной оси "d" полюса, принятого за исходный, на угол α_{d} , а в сельсине приемнике по аналогии на угол α_{n} (рис 8.24), и учитывая угол смещения магнитных осей обмоток синхронизации друг относительно друга (120° или $2\pi/3$ радиан), то в этих обмотках индуктируется трансформаторная ЭДС.



Рис. 8.24. Схема работы сельсинов в индикаторном режиме.

Так для сельсина датчика мгновенное значение ЭДС в обмотке A_{μ} будет: $e_{\mu A} = -d\psi_{\mu A}/dt = W_{c} k_{ob1} d\Phi_{B\mu A}/dt = E_{m \mu A} cos \alpha_{\mu} sin(\omega t - \varphi_{Bi} - \pi/2),$ где $E_{m \mu A} = W_{c} k_{ob1} \Phi_{B\mu} \omega$ – максимальная ЭДС обмотки синхронизации с

числом витков W_c , k_{ob1} – обмоточный коэффициент по первой гармонике. Считая магнитную цепь ненасыщенной, в дальнейшем ограничимся

действующими значениями и $E_{m, A} = E_{m, B} = E_{m, AC} = E_{A}$.

В обмотках синхронизации датчика будут ЭДС.

$$E_{\rm AA} = E_{\rm A} \cos \alpha_{\rm A}$$

$$E_{\rm AB} = E_{\rm A} \cos(\alpha_{\rm A} - 120^{O})$$

$$E_{\rm AC} = E_{\rm A} \cos(\alpha_{\rm A} - 240^{O})$$

$$(8.14)$$

В обмотках ротора приемника возникают соответственно Э.Д.С.

$$E_{\Pi A} = E_{\Pi} \cos \alpha_{\Pi}$$

$$E_{\Pi B} = E_{\Pi} \cos (\alpha_{\Pi} - 120^{O})$$

$$E_{\Pi C} = E_{\Pi} \cos (\alpha_{\Pi} - 240^{O})$$

$$(8.15)$$

Из идентичности сельсинов датчика и приемника следует $E_{d} = E_{n} = E_{cx}$. ЭДС обмотки синхронизации.

Поскольку линейные выводы обмоток сельсинов датчика и приемника соединены между собой (рис.8.24), то в замкнутых контурах с ЭДС могут протекать токи в том случае, рис.3.3, если существует разница ЭДС ΔE , которую находят решением систем уравнений (8.14) и (8.15):

$$\Delta E_A = E_{\text{pa}} - E_{\text{na}} = E_{cx} (\cos \alpha_{\text{p}} - \cos \alpha_{\text{n}}) = 2 E_{cx} \sin \frac{\alpha_{\text{p}} + \alpha_{\text{n}}}{2} \sin \frac{\alpha_{\text{p}} - \alpha_{\text{n}}}{2},$$

$$\Delta E_B = 2 E_{cx} \sin(\frac{\alpha_{\text{p}} + \alpha_{\text{n}}}{2} - 120^{\circ}) \sin \frac{\alpha_{\text{p}} - \alpha_{\text{n}}}{2},$$

$$\Delta E_C = 2 E_{cx} \sin(\frac{\alpha_{\text{p}} + \alpha_{\text{n}}}{2} - 240^{\circ}) \sin \frac{\alpha_{\text{p}} - \alpha_{\text{n}}}{2}.$$

Небалансная ЭДС ΔE зависит от разницы угловых положений α_{d} и α_{n} . Угол $\theta = \alpha_{d} - \alpha_{n}$ – называют углом рассогласования.

Каждый замкнутый контур роторных обмоток обладает равными сопротивлениями, состоящими из полных сопротивлений обмоток Z_{π} – датчика, Z_{π} приемника и линии связи Z_{π} . При том $Z_{\pi} = Z_{\pi} = Z_{cx}$.

Возникающие в контурах токи:

$$I_{A} = \frac{\Delta E_{cx}}{2Z_{c} + Z_{\pi}} \sin(\frac{\alpha_{\mu} + \alpha_{\eta}}{2}) \sin\theta = I_{cx} \sin(\frac{\alpha_{\mu} + \alpha_{\eta}}{2}) \sin\theta$$

$$I_{B} = I_{cx} \sin(\frac{\alpha_{\mu} + \alpha_{\eta}}{2} - 120^{0}) \sin\theta$$

$$I_{C} = I_{cx} \sin(\frac{\alpha_{\mu} + \alpha_{\eta}}{2} - 240^{0}) \sin\theta$$

$$\left. \right\}, \qquad (8.16)$$

где *I*_{сх} – ток, протекающий в контурах обмоток синхронизации.

Учитывая, что в (8.16) во всех выражениях токов существуют общие члены $I_{cx} \sin \theta$, то вопрос о сумме токов I_A + I_B + I_C при любом угле θ сводится к нахождению суммы $\sum_{n=1}^{3} \sin[\frac{\alpha_A + \alpha_n}{2} + (n-1)120^o]$, которая равна нулю, как нетрудно показать. Следовательно, сумма I_A + I_B + I_C =0 при каждом угле θ (рис 8.25).

Возникающие токи в роторных контурах соответствующих обмоток создают МДС как датчика так и приемника. Модули МДС обмоток равны [1–4]:

$$F_{\text{JA}} = F_{\text{IA}} = 1,8W_{c}k_{\text{of}I}I_{\text{A}}$$

$$F_{\text{JB}} = F_{\text{IB}} = 1,8W_{c}k_{\text{of}I}I_{\text{B}}$$

$$F_{\text{JC}} = F_{\text{IC}} = 1,8W_{c}k_{\text{of}I}I_{\text{C}}$$

$$(8.17)$$

Каждая из МДС обмоток в (8.17) зависит от соответствующего тока (8.16) и меняет свое положение определяемое углом θ . Поскольку угол θ отражает положение каждой обмотки синхронизации как датчика, так и приемника относительно осей "*d*" и"*q*", то проектируя МДС (8.17) на соответствующие оси, получают составляющие для датчика и приемника:



Рис. 8.25. Распределение токов обмоток синхронизации в индикаторном режиме от угла рассогласования **θ**

по оси "d" $F_{дd} = F_{\Pi d} = 1,35 I_{cx} W_c k_{o\delta 1} (1 - cos \theta),$ по оси "q" $F_{dq} = F_{\Pi q} = 1,35 I_{cx} W_c k_{o\delta 1} sin \theta.$

Учитывая, что по оси "d" находится обмотка возбуждения, то составляющая F_{nd} ротора образует магнитный поток, влияющий на $\Phi_{\rm B.}$ Действие составляющих F_d и F_q в датчике и приемнике будет различными (рис.8.24). Тем не менее, существование двух магнитных полей: возбуждения и ротора, – приводит к созданию электромагнитных моментов $M_{\rm 3d}$ – датчика и $M_{\rm 3n}$ – приемника, которые называют синхронизирующими $M_{\rm c}$.

При медленном изменении углов α_д и θ режим работы сельсинов – статический. В этом случае [1 – 4]:

$$M_c = k' F_{q} \Phi_{\rm B} \cos \varphi_{\rm B} = k k' \Phi_{\rm B} \cos \psi_{\rm c} \sin \theta, \qquad (8.18)$$

где k' –постоянная, связывающая ЭДС обмотки синхронизации и поток возбуждения; $k = 1,35 I_{cx} W_c k_{ob1}$ – постоянная по обмотке синхронизации; ψ_c – угол между ЭДС и током обмотки синхронизации.

Произведение $k\dot{k}' \Phi_{\rm B} cos \psi_{\rm c}$ есть максимальный синхронизирующий момент M_{mc} .

Зависимость синхронизирующего момента (3.5) приобретает вид

$$M_{\rm c} = M_{\rm mc} \sin\theta. \tag{8.19}$$

Кроме электромагнитных синхронизирующих моментов сельсинов существуют внешние моменты: $M_{\rm Bd}$ – датчика, задающий угол $\alpha_{\rm d}$, $M_{\rm Bn}$ – приемника, а также моменты трения $M_{\rm Tp}$.

Наличие пазов для размещения обмотки синхронизации, технологические отклонения при изготовлении и сборке сельсинов, неравномерная магнитная проводимость по осям d и q магнитным потокам обмоток синхронизации – все это приводит к образованию дополнительных моментов, приводящих к искажению синусоидальной зависимости (8.19).

Для статического режима существует равновесие моментов:

датчика
$$M_{\rm Bg} = M_{\rm 3g} + M_{\rm Tp};$$

приемника $M_{3\Pi} = M_{B\Pi} + M_{TP.}$

При резком изменении угла датчика от $\alpha d1$ до $\alpha d2$ за малый интервал времени Δt сельсин переходит в динамический режим. Для сельсина приемника необходим учет динамического момента $M_j = \pm J\epsilon$, где J – момент инерции вращающихся масс, на валу ротора; ϵ – угловое ускорение ($\epsilon = \pm d\Omega/dt$). Электромагнитный момент приемника становится зависящим от времени $M_{3\pi}(t)$ и от переходных сопротивлений. Уравнение моментов принимает вид:

$$M_{\rm PH}(t) - M_{\rm BH} - M_{\rm TP} = \pm J \, d\Omega/dt.$$

В статическом режиме при принятых допущениях M_c является синусоидальной функцией угла θ , рис.8.26. Как в синхронной машине,



Рис. 8.26. Зависимость момента явнополюсного сельсина от угла рассогласования θ : 1–синусоидальная; 2–реальная.



Рис. 8.27. Синхронизирующий момент (М) и удельный синхронизирующий момент (m_y) при различных углах рассогласования **θ**.

характеристика имеет две точки A и A', в которых соблюдается равенство моментов $M_{_{\rm ЭП}} = M_{_{\rm ВП}} = M_{_{\rm СT}}$ при разных углах θ_1 и θ_2 . Часть характеристики $M_{\rm c}(\theta)$, отвечающая условию $\theta_1 \leq 90^{\circ}$, называют устойчивой; другая часть её, где $\theta > 90^{\circ}$, является неустойчивой. При попадании в эту область происходит опрокидывание – сбой работы сельсина приемника.

Возможность устойчивой работы сельсина характеризуют удельным синхронизирующим моментом $m_y = \Delta M_c / \Delta \theta$ – моментом, приходящимся на 1° угла рассогласования, рис.8.27.

Основное требование, которому должен удовлетворять сельсин приемник, является точность отработки угла, задаваемого сельсином датчиком. Однако, в действительности существует ряд причин, приводящих к некоторой ошибке $\Delta \theta$. Одной из этих причин выступает наличие трения в щеточном контакте, а также трение в подшипниках. Реальная ошибка $\Delta \theta$ не является стабильной, и для каждого угла α_{n} она имеет случайный характер. Тем не менее $\Delta \theta$ принимают для оценки класса точности сельсина. Эту характеристику определяют как полусумму:

$$\Delta \theta = (|\theta_{\max 1}| + |\theta_{\max 2}|)/2, \qquad (8.20)$$

где θ_{max1} – максимальное рассогласование углов $\theta = \alpha_{\pi} - \alpha_{\pi}$ за один полный оборот в принимаемом направлении (индекс 1), θ_{max2} – такое же рассогласование, но в противоположном направлении вращения.

Отработка угла рассогласования в любом случае должна происходить в статическом режиме. По средней статической ошибке сельсины разделяют на классы точности. Класс точности сельсина датчика более высокий, чем у сельсина приемника, табл. 8.2.

Таблица 8.2.

Класс Точности	Допустимая погрешность, град				
	Датчик	Приемник			
1	$0 - \pm 0,25$	$0 - \pm 0,75$			
2	$\pm 0,25 - \pm 0,5$	$\pm 0,75 - \pm 1,5$			
3	$\pm 0,5 - \pm 1$	$\pm 1,5 - \pm 2,5$			

8.3.2. Работа сельсинов в трансформаторном режиме

При необходимости иметь в системе синхронной связи момент нагрузки, превышающий возможности сельсина приемника его переводят в трансформаторный режим, рис.8.28.

Обмотку возбуждения сельсина приемника отключают от напряжения сети и включают на вольтметр или промежуточное устройство. Ротор остается в неподвижном состоянии. Обмотки синхронизации остаются



Рис. 8.28. Схема работы сельсинов в трансформаторном режиме.

электрически соединенными с обмотками синхронизации сельсина датчика. Сельсин датчик сохраняет свою функцию, преобразуя угол поворота ведущего вала в пропорциональную величине ЭДС обмоток (8.14). В замкнутых контурах обмоток синхронизации протекают токи, определяемые этими ЭДС.

Токи в обмотках ротора сельсина приемника

Здесь I_A , I_B , I_C – токи в линиях, $I_{A\Pi}$, $I_{B\Pi}$, $I_{C\Pi}$ – токи обмоток синхронизации приемника, Z – полное сопротивление, составленное сопротивлениями сельсинов ($Z_{\pi} = Z_{\pi} = Z_{\phi}$) и полным сопротивлением линии связи Z_{π} : $Z=2 Z_{\phi} + Z_{\pi}$.

Токи, обтекая обмотки ротора приемника, создают МДС, зависящие от угла α_д, и образуют соответственно магнитные потоки, которые за полный оборот ротора датчика, совершают полный оборот относительно ротора приемника – образуется круговое магнитное поле. МДС обмот к ротора приемника в соответствии с (8.17) будут:

$$F_{A\Pi} = 1,8W_{c}k_{o\delta1}I_{A}, F_{B\Pi} = 1,8W_{c}k_{o\delta1}I_{B}, F_{C\Pi} = 1,8W_{c}k_{o\delta1}I_{C}$$
(8.22)

Магнитный поток, сцепляющийся с обмоткой возбуждения приемника, определяет составляющая результирующей МДС по оси "*d*":

$$F_{\pi d} = F_{A\Pi} \sin \alpha_{\pi} + F_{A\Pi} \sin (\alpha_{\pi} - 120^{\circ}) + F_{A\Pi} \sin (\alpha_{\pi} - 240^{\circ}).$$
(8.23)

Учитывая, что в (3.8) отношение E_{ϕ}/Z определяет максимальную величину тока I_m , результирующая проекция МДС F_{nd} (3.10) видоизменяет форму:

$$F_{nd} = 2,7 I_m W_c k_{oo1} \sin\theta = F_m \sin\theta .$$
(8.24)

Здесь $\theta = \alpha_{\pi} - \alpha_{\pi} -$ угол рассогласования магнитных осей датчика и приемника, F_m – максимальная результирующая МДС.

Проекция результирующей МДС на ось q" будет

 $F_{\pi q} = 2,7 I_m W k_{ob} \cos\theta = F_m \cos\theta.$

При действии F_{nd} на магнитную проводимость Λ_{nd} по оси"d" образован магнитный поток

$$\Phi_{\Pi d} = F_{\Pi d} \Lambda_{\Pi d}$$

пульсирующий во времени и индуктирующий в обмотке возбуждения приемника трансформаторную ЭДС *Е*_{вых} :

$$E_{\rm BBIX} = \pi \sqrt{2} f W_{\rm B} k_{\rm obb} F_m \Lambda_{\rm nd} \sin\theta \qquad (8.25)$$

При включении на обмотку возбуждение устройства с сопротивлением Z_y по обмотке протекает ток $I_{\rm B,}$, который приводит к снижению выходного напряжения приемника до уровня $U_{\rm Bbix}$, рис.8.29.

Согласованным угловым положением роторов принято такое, когда выходное напряжение приемника $U_{\rm Bbix}$ равно нулю.

Также, как и в индикаторном режиме, сельсин приемник, работающий в трансформаторном режиме, имеет погреш-



Рис. 8.29. Зависимости выходного напряжения.
ность Δθ по передаче угла. Погрешность Δθ определяется практически также, как и в индикаторном режиме (8.20), и по её величине устанавливают класс точности сельсина, табл.8.3.

Таблица 8.3

Класс точности	Погрешность измерения, град.
1	$0 - \pm 0,25$
2	$\pm 0,25 - \pm 0,5$
3	$\pm 0,5 - \pm 0,75$

На погрешность приемника влияют те же причины, что и в индикаторном режиме: наличие щеточного контакта, влияние зубчатости ротора на магнитную проводимость Λ_d и Λ_q , наличие эксцентриситета воздушного зазора, наличие вибраций. Свое влияние на погрешность оказывает и поперечный поток $\Phi_{nq}=F_m\Lambda_q cos\theta$, который достигает максимальной величины при $\theta = 0$ град. и индуктирует в обмотке возбуждения ЭДС $E_{вых}=(0,1-0,3)$ В.

Литература

1. Арменский Е.В., Фалк Г.Б., Электрические микромашины, 1985.

2. Вольдек А.И. Электрические машины. Л. Энергия. 1978.

3. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. М., СПб., Питер, 2007.

4. Каасик П.Ю., Несговорова Е.Д. Управляемые асинхронные двигатели с беличьей клеткой на роторе в системе автоматики. М.Л. Энергия, 1965.

5. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. ч.2, 1965.

6. Лифанов В.А. Электрические машины систем автоматики и бытовой техники. Ю.-Уральский Политехнический Университет. 2006.

7. Осин И.Л. Электрические машины автоматических устройств. М.: Из-во МЭИ, 2003.

8. Хрущев В.В. Электрические машины систем автоматики, 1985.

9. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств. М.: Высшая школа, 1976.

Кокунов Юрий Федорович

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Курс лекций